



UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLOGIA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

REATOR ELETRÔNICO DIMERIZÁVEL PARA LÂMPADA
FLUORESCENTE UTILIZANDO CONVERSOR BOOST
INTEGRADO COM INVERSOR MEIA PONTE

JOSUÉ SILVA DE MORAIS

NOVEMBRO

2009

Livros Grátis

<http://www.livrosgratis.com.br>

Milhares de livros grátis para download.

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLOGIA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**REATOR ELETRÔNICO DIMERIZÁVEL PARA LÂMPADAS FLUORESCENTE
UTILIZANDO CONVERSOR BOOST INTEGRADO COM INVERSOR MEIA PONTE**

Dissertação apresentada por *Josué Silva de Morais* à
Universidade Federal de Uberlândia para obtenção do
título de Mestre em Engenharia Elétrica, aprovada em
XX/XX/2009, pela seguinte banca examinadora:

Prof. João Batista Vieira Júnior, Dr. Eng. (UFU)
Orientador

Prof. Luiz Carlos de Freitas, Dr. Eng. (UFU)

Prof. Valdeir José Farias, Dr. Eng. (UFU)

Prof. Ernane Antonio Alves Coelho, Dr. Eng. (UFU)

Uberlândia, ____ de ____ de 2009.

**REATOR ELETRÔNICO DIMERIZÁVEL PARA LÂMPADAS FLUORESCENTE
UTILIZANDO CONVERSOR BOOST INTEGRADO COM INVERSOR MEIA PONTE**

JOSUÉ SILVA DE MORAIS

Dissertação apresentada por Josué Silva de Moraes à Universidade Federal de Uberlândia como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Prof. João Batista Vieira Júnior, Dr. Eng.

(Orientador)

Prof. Alexandre Cardoso, Dr. Eng.

Coordenador do Curso de Pós-Graduação

A ciência sem a religião é manca.

A religião sem a ciência é cega.

Albert Einstein

DEDICATÓRIA

A Deus

dou graças.

Um pouco de ciência nos afasta de Deus. Muito, nos aproxima.

Louis Pasteur

Aos meus amados pais

Ilton Dias de Moraes & Maria das Graças Silva de Moraes

pelos incentivos, ensinamentos, amor, exemplos de vida e dedicação,
em todas as fases de minha vida.

Aos meus queridos irmãos

Aniel Silva de Moraes

Antoniél Silva de Moraes

Résia Silva de Moraes

pelo companheirismo, amor e amizade.

À minha esposa querida

Tatiane Pereira Santos Moraes

pelo amor, dedicação, companheirismo
e por estar sempre presente em minha vida.

AGRADECIMENTOS

A Deus, pela força e sabedoria.

A UFU, pela oportunidade de conclusão do mestrado, pelo apoio e infra-estrutura necessária para a conclusão deste trabalho.

Ao Prof. João Batista Vieira Júnior, pela orientação, apoio, amizade, ensinamentos e confiança.

Ao Prof. Aniel Silva de Moraes, meu irmão e professor, pelo estímulo e auxílio para a realização deste trabalho.

Aos Professores Fábio Vicenzi e Carlos Bissochi pelo apoio e auxílios prestados..

Ao Adjeferson Custódio Gomes pela ajuda e disposição na realização deste trabalho.

A meus pais e irmãos, pelo apoio e incentivo em todos os momentos de minha vida.

À Tatiane, minha esposa, pelos incentivos, compreensão e cumplicidade.

A todos aqueles que, cada qual à sua maneira e importância, contribuíram de forma direta ou indireta para que este trabalho se tornasse realidade.

RESUMO

Este trabalho consiste no estudo, análises, projeto e desenvolvimento do protótipo de um Reator Eletrônico Dimerizado em meia ponte integrado com estágio Boost de correção de fator de potência, para Lâmpadas Fluorescentes tubulares. Sistema chaveado de alta frequência para melhorar a qualidade dos acionamentos de lâmpadas fluorescentes e sua interação frente ao sistema de alimentação, ou seja, a integração com Pré-reguladores para a obtenção de fator de potência quase unitário e baixa distorção harmônica respeitando as condições de operação da lâmpada. Consiste também em apresentar um modelo para a lâmpada fluorescente e métodos de dimerização através do controle eletrônico. O sistema foi analisado teoricamente, simulado e implementado em laboratório e os resultados obtidos foram satisfatórios.

ABSTRACT

This work consists of a study of New Topologies, Analyses, Design and Experimentation of High-Frequency Power Sources for Fluorescents Lamps. These structures are designed to get high power factor, low THD and long lamp lifetime. It were implemented four topologies, A High Power Factor Electronic Ballast Employing a Forward Topology, A High Power Factor Electronic Ballast Employing a Quadratic Forward Topology, A High Power Factor Electronic Ballast Employing a Boost Half Bridge Topology and An Improved High Power Factor Electronic Ballast with a Single Switch. All structures were analyzed, simulated and implemented in laboratory and the obtained results were satisfactory.

SUMÁRIO

<u>INTRODUÇÃO GERAL</u>	151
<u>CAPÍTULO 1 CARACTERÍSTICAS OPERACIONAIS E CONSTRUTIVAS DAS LÂMPADAS</u>	151
1.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS _____	151
1.2 - PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO E CONCEITOS BÁSICOS _____	153
1.2.1 - LÂMPADAS FLUORESCENTES _____	153
1.3 - INFLUÊNCIA DA CORRENTE E DA FORMA DE ONDA DA CORRENTE _____	158
1.4 - COMPORTAMENTO EM ALTA FREQUÊNCIA _____	159
1.4.1 - VARIAÇÃO DA VIDA ÚTIL DA LÂMPADA COM A FREQUÊNCIA _____	160
1.5 - PARTIDA DA LÂMPADA FLUORESCENTE _____	161
1.5.1 - LÂMPADA FLUORESCENTE DE PARTIDA RÁPIDA _____	163
1.6 - MÉTODOS DE CONTROLE DE LUMINOSIDADE EM REATORES ELETRÔNICOS _____	165
1.7 - CONSIDERAÇÕES FINAIS _____	170
<u>CAPÍTULO 2 MODELAGEM DA LÂMPADA FLUORESCENTE</u>	151
2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS _____	151
2.2 - MODELAGEM DA LÂMPADA FLUORESCENTE _____	151
2.2.1 - CURVA R_{EQ} -P _____	154

2.3 - MODELO DE SIMULAÇÃO DA LÂMPADA FLUORESCENTE OPERANDO EM ALTA	
FREQUÊNCIA _____	156
2.4 - MODELO ADOTADO PARA A LÂMPADA FLUORESCENTE _____	158
2.4.1 - COMPROVAÇÃO DO MODELO ADOTADO _____	163
2.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS _____	166

CAPÍTULO 3 CARACTERÍSTICAS OPERACIONAIS E CONSTRUTIVAS DOS REATORES ELETRÔNICO **151**

3.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS _____	151
3.2 - REATORES ELTRÔNICOS PARA LÂMPADAS FLUORESCENTES _____	152
3.3 - ESTÁGIO DE CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA _____	154
3.3.1 - ESTÁGIO DE CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO O CONVERSOR BOOST _____	157
3.3.1.1 - CONVERSOR BOOST OPERANDO EM MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA (CCM) __	158
3.3.1.2 - “BOOST” OPERANDO EM MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA (DCM) _____	162
3.4 - ESTÁGIO INVERSOR _____	164
3.4.1 - INVERSOR EM PONTE COMPLETA (“FULL-BRIDGE”) _____	165
3.4.2 - INVERSOR MEIA-PONTE (“HALF-BRIDGE”) _____	166
3.4.2.1 - MODO DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR “HALF-BRIDGE” _____	167
3.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS _____	169

CAPÍTULO 4 ANÁLISES DO PROCESSO DE PRÉ-AQUECIMENTO, IGNIÇÃO E DIMERIZAÇÃO DA LÂMPADA **151**

4.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS _____	151
4.2 - ANÁLISE DA ETAPA DE IGNIÇÃO _____	151
4.3 - OPERAÇÃO EM REGIME PERMANENTE _____	155
4.3.1 - PRIMEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO (T_0 A T_1) _____	156
4.3.2 - SEGUNDA ETAPA DE OPERAÇÃO (T_1 A T_2) _____	157
4.3.3 - TERCEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO (T_2 A T_3) _____	157
4.3.4 - QUARTA ETAPA DE OPERAÇÃO (T_3 A T_4) _____	157
4.3.5 - FORMAS DE ONDA _____	157
4.4 - MÉTODOS DE DIMERIZAÇÃO _____	159
4.5 - ANÁLISE DA TÉCNICA DE DIMERIZAÇÃO ATRAVÉS DA VARIAÇÃO DA FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO DO INVERSOR. _____	160
4.6 - ANÁLISE DA TÉCNICA DE DIMERIZAÇÃO ATRAVÉS DA VARIAÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA DE COMUTAÇÃO DO INVERSOR _____	168
4.7 - ANÁLISE DA TÉCNICA DE DIMERIZAÇÃO ATRAVÉS DA VARIAÇÃO COMBINADA DA RAZÃO CÍCLICA E DA FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO DO INVERSOR _____	175
4.8 - CONSIDERAÇÕES FINAIS _____	175
<u>CAPÍTULO 5 REATOR ELETRÔNICO EM MEIA-PONTE INTEGRADO COM ESTÁGIO “BOOST”</u> _____	151
5.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS _____	151
5.2 - DESCRIÇÃO DO REATOR ELETRÔNICO PROPOSTO _____	152
5.2.1 - ETAPAS DE OPERAÇÃO _____	153
5.2.2 - CIRCUITO DE CONTROLE _____	156

5.3 - EQUAÇÕES DE PROJETO	158
5.3.1 - CÁLCULO DO CIRCUITO DE ESTABILIZAÇÃO LCC	158
5.4 - DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR	161
5.4.1 - DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR “BOOST”	161
5.4.2 - DIMENSIONAMENTO DOS SEMICONDUTORES	163
5.4.2.1 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D5	163
5.4.2.2 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D6	164
5.4.2.3 - DIMENSIONAMENTO DA CHAVE M1	164
5.4.2.4 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D7	165
5.4.2.5 - DIMENSIONAMENTO DA CORRENTE NA CHAVE M2	165
5.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	166
<u>CAPÍTULO 6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO</u>	<u>151</u>
6.1.1 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	151
6.1.2 - SIMULAÇÃO COM VARIAÇÃO DA FREQUÊNCIA COM O CONVERSOR “BOOST” EM DCM	153
6.1.3 - SIMULAÇÃO COM VARIAÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA COM O “BOOST” EM DCM	157
6.1.4 - SIMULAÇÃO COM VARIAÇÃO COMBINADA DA RAZÃO CÍCLICA E DA FREQUÊNCIA COM O “BOOST” EM DCM	159
6.1.5 - SIMULAÇÃO COM VARIAÇÃO DO TEMPO DE CONDUÇÃO DO “BOOST” EM CCM	161
6.2 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	165
<u>CAPÍTULO 7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS</u>	<u>151</u>

7.1 - IMPLEMENTAÇÃO DO REATOR ELETRÔNICO PROPOSTO	151
7.1.1 - RESULTADOS NA CONDIÇÃO DE PARTIDA DA LÂMPADA	152
7.1.2 - RESULTADOS COM VARIAÇÃO DA FREQUÊNCIA COM O “BOOST” EM DCM	156
7.1.3 - RESULTADOS COM VARIAÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA COM O “BOOST” EM DCM	159
7.1.4 - RESULTADOS COM VARIAÇÃO COMBINADA DA RAZÃO CÍCLICA E DA FREQUÊNCIA COM O “BOOST” EM DCM	161
7.2 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	163
<u>CONCLUSÃO GERAL</u>	151
<u>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</u>	151
<u>APÊNDICE A EQUACIONAMENTO DO CAPÍTULO 2</u>	151
A.1 - CÁLCULO DO INDUTOR DE “BOOST”	151
A.2 - CÁLCULO DA TENSÃO NO CAPACITOR C1	152
A.3 - CÁLCULO DO CAPACITOR C1	153
A.4 - CÁLCULO DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO CIRCUITO SÉRIE RESSONANTE (SR)	154
A.5 - CÁLCULO DA IMPEDÂNCIA DO CIRCUITO SÉRIE RESSONANTE	155
A.6 - CÁLCULO DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO CIRCUITO DE ESTABILIZAÇÃO SÉRIE RESSONANTE COM A LÂMPADA EM PARALELO (SRPL)	156
A.7 - CÁLCULO DA IMPEDÂNCIA DO CIRCUITO SÉRIE RESSONANTE COM A LÂMPADA EM PARALELO (SRPL)	157

A.8 - CÁLCULO DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO CIRCUITO DE ESTABILIZAÇÃO PARA A CARGA EM SÉRIE PARALELO	159
A.9 - IMPEDÂNCIA DO CIRCUITO RESSONANTE PARA A CARGA EM SÉRIE PARALELO (LCC)	162
<u>APÊNDICE B EQUACIONAMENTO DO CAPÍTULO 3</u>	<u>151</u>
B.1 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D5	151
B.2 - CÁLCULO DA CORRENTE NO CIRCUITO DE ESTABILIZAÇÃO LCC	153
B.3 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D6	157
B.4 - DIMENSIONAMENTO DA CHAVE M1	160
B.5 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D7	163

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Modelo atômico. _____	152
Figura 1.2 – Detalhe de uma lâmpada fluorescente. _____	154
Figura 1.3 – A física da lâmpada fluorescente. _____	155
Figura 1.4 - Variação da Vida Útil da Lâmpada com o Fator de Crista da Corrente. _____	159
Figura 1.5 – Modelo clássico de partida da lâmpada fluorescente. _____	161
Figura 1.6 – Funcionamento do “starter”. _____	162
Figura 1.7 – Funcionamento da lâmpada fluorescente. _____	164
Figura 1.8 – Reator eletrônico dimerizável com capacitor comutado. _____	167
Figura 1.9 – Reator eletrônico auto-oscilante. _____	169
Figura 2.1 - Valores da tensão rms sobre a lâmpada fluorescente (V), em função da potência (P), para diferentes valores de temperatura (T) e frequência de chaveamento (f_{nom}). _	152
Figura 2.2 - V versus P, para diferentes valores de f_{nom} e T constante. _____	153
Figura 2.3 – R_{EQ} versus P, para T constante. _____	155
Figura 2.4 – V versus P, para T constante. _____	156
Figura 2.5 - Reator eletrônico implementado. _____	159
Figura 2.6 – (a) Medida VL x PL, e (b) Medida VL x IL da lâmpada T8-32W. _____	160
Figura 2.7 – Resistência equivalente da lâmpada obtida através de(2.4). _____	161
Figura 2.8 – Circuito para simulação do modelo da lâmpada. _____	163
Figura 2.9 – Circuito equivalente do inversor em regime permanente. _____	164
Figura 2.10 – Relação entre potência processada e tensão Vb. _____	166
Figura 3.1 – Diagrama de blocos de um reator eletrônico com alto fator de potência. _____	152

Figura 3.2 – Inversor ressonante meia-ponte ZVS. _____	153
Figura 3.3– Representação de um circuito retificador e suas formas de ondas. _____	157
Figura 3.4– Configuração básica do conversor Boost. _____	158
Figura 3.5– Circuito de controle para um conversor “Boost” operando em modo contínuo. _____	159
Figura 3.6– Forma de onda da corrente utilizando controle pela corrente de pico. _____	160
Figura 3.7– Forma de onda da corrente utilizando controle com modulação por histerese. _____	161
Figura 3.8– Formas de ondas utilizando a modulação por largura de pulso. _____	161
Figura 3.9– Formas de ondas da corrente num conversor “Boost” operando em DCM. _____	162
Figura 3.10– Circuito de controle para um conversor “Boost” operando em DCM. _____	164
Figura 3.11– Inversor "Full-Bridge". _____	166
Fig. 3.12– Conversor "Half-Bridge". _____	166
Figura 3.13– Etapas de operação do conversor "Half-Bridge". _____	168
Figura 3.14– Tensão e corrente no circuito ressonante. _____	169
Figura 4.1 – Circuito equivalente do inversor antes da ignição da lâmpada. _____	152
Figura 4.2 – Inversor ressonante meia-ponte ZVS. _____	152
Figura 4.3 – Tensão $V_{Cp}(t)$ para diferentes relações entre ω_{AB} e ω_{eq} . _____	154
Fig. 4-4– Etapas de operação para um período de comutação. _____	156
Figura 4.5 – Principais formas de onda do inversor ressonante Meia-Ponte ZVS. _____	159
Figura 4.6 – Circuito equivalente do inversor em regime permanente. _____	161
Figura 4.7 – Frequência de comutação em função da potência processada. _____	163
Figura 4.8 – Variação da corrente eficaz do indutor ressonante. _____	166
Figura 4.9 – Variação da defasagem angular entre $i_{Lr}(t)$ e $V_{AB1}(t)$. _____	167
Figura 4.10 - Relação entre a potência na lâmpada e o parâmetro de controle D. _____	170

Figura 4.11 – Formas de onda de ABV e L_{ri} para (a) $D=0.5$ e (b) $D < 0.5$. ____	172
Figura 4.12 – Relação entre a potência na lâmpada e o ângulo de defasagem δ . _____	173
Figura 4.13 – Corrente eficaz do indutor ressonante em função da potência na lâmpada. _	174
Figura 5.1– Reator eletrônico proposto. _____	152
Figura 5.2– Primeira etapa de operação. _____	153
Figura 5.3– Segunda etapa de operação. _____	154
Figura 5.4– Terceira etapa de operação. _____	154
Figura 5.5 – Quarta etapa de operação. _____	155
Figura 5.6– Quinta etapa de operação. _____	155
Figura 5.7 – Formas de onda de tensões e correntes do conversor proposto. _____	156
Figura 5.8 – Ganho de tensão pela relação entre as frequências $u=\omega_s/\omega_o$ para $C_p/C_s=0,094$. _____	161
Figura 6.1 – Modelo da lâmpada fluorescente utilizado em simulação. _____	152
Figura 6.2 – Reator eletrônico dimerizável. _____	153
Figura 6.3 – (a) Tensão e corrente na entrada do conversor, (b) Tensões nos capacitores C_1 e C_2 e resistência equivalente da lâmpada. _____	154
Figura 6.4 – (a) Tensão e corrente na lâmpada, (b) Correntes no indutor de “boost” e no interruptor M_1 e (c) Potência instantânea processada pela lâmpada. _____	155
Figura 6.5 – (a) Tensão e corrente na entrada do conversor, (b) Resistência equivalente da lâmpada, (c) Tensões nos capacitores C_1 e C_2 . _____	156
Figura 6.6 – (a) Tensão e corrente na lâmpada, (b) Correntes no indutor de “boost” e no interruptor M_1 e (c) Potência instantânea processada pela lâmpada. _____	157

Figura 6.7 – (a) Tensão e corrente na entrada do conversor, (b) Tensões nos capacitores C_1 e C_2 , (c) Potência instantânea processada pela lâmpada e (d) resistência equivalente da lâmpada.	158
Figura 6.8 – (a) Tensão e corrente na lâmpada e (b) Correntes no indutor de “boost” e no interruptor M_1 .	159
Figura 6.9 – (a) Tensão e corrente na entrada do conversor, (b) Tensões nos capacitores C_1 e C_2 , (c) Resistência equivalente da lâmpada.	160
Figura 6.10 – (a) Tensão e corrente na lâmpada, (b) Correntes no indutor de “boost” e no interruptor M_1 , (c) Potência instantânea processada pela lâmpada.	161
Figura 6.11 – (a) Tensão e corrente na entrada do conversor, (b) Tensões nos capacitores C_1 e C_2 , (c) Resistência equivalente da lâmpada.	162
Figura 6.12 – (a) Tensão e corrente na lâmpada, (b) Correntes no indutor de “boost” e no interruptor M_1 , (c) Potência instantânea processada pela lâmpada.	163
Figura 6.13 – (a) Tensão e corrente na entrada do conversor, (b) Tensões nos capacitores C_1 e C_2 , (c) Resistência equivalente da lâmpada.	164
Figura 6.14 – (a) Tensão e corrente na lâmpada, (b) Correntes no indutor de “boost” e no interruptor M_1 , (c) Potência instantânea processada pela lâmpada.	165
Figura 7.1 – (a) Pulso no “gate” de M_1 (G_1) e (b) Pulso no “gate” de M_2 (G_2).	152
Figura 7.2– Tensão e corrente na entrada do reator eletrônico proposto.	153
Figura 7.3 – Corrente em baixa frequência no Indutor de “Boost”.	153
Figura 7.4 - Corrente em alta frequência no Indutor de “Boost”.	154
Figura 7.5 – Tensão e corrente na chave M_1 .	155
Figura 7.6 – (a) Tensão no capacitor C_1 e (b) Tensão no capacitor C_2	155

Figura 7.7 – Tensão e corrente na lâmpada.	156
Figura 7.8 – Tensão e corrente na entrada do conversor a 70KHz.	157
Figura 7.9 – Tensão e corrente na saída do conversor a 70KHz.	157
Figura 7.10 – Tensão e corrente na entrada do conversor a 85KHz.	157
Figura 7.11 – Tensão e corrente na saída do conversor a 85KHz.	157
Figura 7.12 – Tensão e corrente na entrada do conversor a 100KHz.	158
Figura 7.13 – Tensão e corrente na saída do conversor a 100KHz.	158
Figura 7.14 – Tensão e corrente na entrada do conversor para $D=0,38$.	160
Figura 7.15 – Tensão e corrente na saída do conversor para $D=0,38$.	160
Figura 7.16 – Tensão e corrente na entrada do conversor para $D=0,27$.	160
Figura 7.17 – Tensão e corrente na saída do conversor para $D=0,27$.	160
Figura 7.18 – Tensão e corrente na entrada do conversor a 70kHz.	162
Figura 7.19 – Tensão e corrente na saída do conversor a 70 kHz.	162
Figura 7.20 – Tensão e corrente na entrada do conversor a 85 kHz.	162
Figura 7.21 – Tensão e corrente na saída do conversor a 85 kHz.	162
Figura 7.22 – Tensão e corrente na entrada do conversor a 100 kHz.	162
Figura 7.23 – Tensão e corrente na saída do conversor a 100 kHz.	162
Fig. B.1 – Forma de onda da corrente no diodo D5.	151
Figura B.2 – Forma de onda da corrente no indutor I_{LS} .	153
Fig. B.3 – Reta idealizada da corrente I_{LS} no trecho t_0-t_{A1} .	158

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Primeiro nível de coeficientes. _____	154
Tabela 2.2 – Componentes do protótipo implementado. _____	160
Tabela 5.1 – Parâmetros de projeto do reator eletrônico. _____	158
Tabela 6.1 - Componentes Utilizados na Simulação. _____	153
Tabela 7.1 – Parâmetros de projeto do reator eletrônico. _____	151
Tabela 7.2 – Resultados obtidos experimentalmente. _____	156
Tabela 7.3 – Resultados experimentais com variação da frequência. _____	158
Tabela 7.4 – Resultados experimentais com variação da razão cíclica _____	160

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

C = Capacitor do barramento DC [F].

C_{eq} = Capacitância equivalente do circuito LCC [F].

C_F = Capacitor do filtro de entrada do reator eletrônico [F].

C_p = Capacitância paralela do circuito ressonante [F].

C_s = Capacitor série do circuito ressonante [F].

D = Razão cíclica.

f = Frequência de operação do IR2153 [Hz].

f_{corte} = Frequência de corte do filtro de entrada do reator eletrônico [Hz].

f_L = Frequência da rede de alimentação [Hz].

f_{op} = Frequência natural do circuito ressonante antes da partida da lâmpada [Hz].

f_{OR} = Frequência natural do circuito ressonante após a partida da lâmpada [Hz].

f_s = Frequência de chaveamento [Hz].

G = Resposta em frequência do circuito ressonante [W].

I_{AMed} = Valor médio da corrente de entrada durante a condução da chave [A].

I_{BMed} = Valor médio da corrente de entrada durante a descarga do indutor de boost [A].

I_{Boost} = Corrente no indutor de boost [A].

$I_{Boost(EF)}$ = Valor eficaz da corrente que circula no indutor de boost [A].

$I_{BoostMed}$ = Valor médio da corrente que circula no indutor de boost [A].

$I_{BoostMed}(t)$ = Corrente média (p/ 60 Hz) do indutor de boost variando com o tempo (p/ 50 kHz) [A].

$I_{Boost(t2-t3)med}$ = Valor médio da corrente que circula no indutor de boost no intervalo (t2-t3) [A].

$I_{Boost(t2-t3)pk}$ = Valor de pico da corrente que circula no indutor de boost no intervalo (t2-t3) [A].

$I_{Boost(t0,t1)}$ = Corrente que circula no indutor de boost no intervalo (t0-t1) [A].

$I_{C1(t0,t1)}$ = Corrente que circula no capacitor C1 no intervalo (t0-t1) [A].

$I_{C2(t0,t1)}$ = Corrente que circula no capacitor C2 no intervalo (t0-t1) [A].

$I_{C1(t0,t1)(EF)}$ = Valor eficaz da corrente que circula no capacitor C1 no intervalo (t0-t1) [A].

$I_{C1(t0,t1)pk}$ = Valor de pico da corrente que circula no capacitor C1 no intervalo (t0-t1) [A].

$I_{C1(t0,t1)Med}$ = Valor médio da corrente que circula no capacitor C1 no intervalo (t0-t1) [A].

$I_{C2(t0,t1)(EF)}$ = Valor eficaz da corrente que circula no capacitor C2 no intervalo (t0-t1) [A].

$I_{C2(t0,t1)pk}$ = Valor de pico da corrente que circula no capacitor C2 no intervalo (t0-t1) [A].

$I_{C2(t0,t1)Med}$ = Valor médio da corrente que circula no capacitor C2 no intervalo (t0-t1) [A].

I_{C1} = Corrente no capacitor C1 [A].

I_{C2} = Corrente no capacitor C2 [A].

I_{D1Med} = Corrente média no diodo D1 [A].

I_{D1pk} = Corrente de pico no diodo D1 [A].

$I_{D1(EF)}$ = Corrente eficaz no diodo D1 [A].

I_{D2Med} = Corrente média no diodo D2 [A].

I_{D2pk} = Corrente de pico no diodo D2 [A].

$I_{D2(EF)}$ = Corrente eficaz no diodo D2 [A].

I_{D3Med} = Corrente média no diodo D3 [A].

I_{D3pk} = Corrente de pico no diodo D3 [A].

$I_{D3(EF)}$ = Corrente eficaz no diodo D3 [A].

I_{D5Med} = Corrente média no diodo D5 [A].

I_{D5pk} = Corrente de pico no diodo D5 [A].

$I_{D5(EF)}$ = Corrente eficaz no diodo D5 [A].

I_{D6Med} = Corrente média no diodo D6 [A].

I_{D6pk} = Corrente de pico no diodo D6 [A].

$I_{D6(EF)}$ = Corrente eficaz no diodo D6 [A].

I_{D7Med} = Corrente média no diodo D7 [A].

I_{D7pk} = Corrente de pico no diodo D7 [A].

$I_{D7(EF)}$ = Corrente eficaz no diodo D7 [A].

$I_{D7MedChF}$ = Corrente média no diodo D7 durante a condução da chave [A].

$I_{D7(EF)ChF}$ = Corrente eficaz no diodo D7 durante a condução da chave [A].

$I_{D7MedChA}$ = Corrente média no diodo D7 durante o bloqueio da chave [A].

$I_{D7(EF)ChA}$ = Corrente eficaz no diodo D7 durante o bloqueio da chave [A].

I_{in} = Corrente de entrada do conversor [A].

$i_{inMed}(t)$ = Corrente de entrada média (p/ 50 kHz) em função da tensão e entrada (p/ 60 Hz)
[A].

$I_{in}(t)$ = Corrente de entrada do conversor forward em função da tensão de entrada [A].

$I_{inMed}(t)$ = Corrente de entrada média do conversor forward em função da tensão de entrada
[A].

I_{inMed} = Corrente média de entrada do conversor [A].

I_{inpk} = Valor de pico da corrente de entrada do conversor [A].

$I_{in(EF)}(t)$ = Corrente de entrada eficaz do conversor forward em função da tensão de entrada
[A].

$I_{in(EF)}$ = Valor da corrente de entrada eficaz [A].

I_{LS} = Valor de pico da corrente no indutor do circuito ressonante [A].

I_L = Corrente que circula no ramo LCC [A].

I_{LBoost} = Corrente no indutor de boost [A].

I_{L1} = Corrente no indutor L1 [A].

I_{L2} = Corrente no indutor L2 [A].

I_{Lr} = Corrente no ramo LCC [A].

I_{LL} = Corrente no indutor de filtro de saída do forward [A].

$I_{LsMed(A1)}$ = Corrente média no indutor Ls em função da área A1 [A].

$I_{Ls(EF)(A1)}$ = Corrente eficaz no indutor Ls em função da área A1 [A].

$I_{LsMed(A2)}$ = Corrente média no indutor Ls em função da área A2 [A].

$I_{Ls(EF)(A2)}$ = Corrente eficaz no indutor L_s em função da área A_2 [A].

$I_{Ls(\min)}$ = Máximo negativo da corrente no filtro LCC [A].

$I_{Ls(\max)}$ = Máximo positivo da corrente no filtro LCC [A].

$I_{Ls(t2-t3)}(t)$ = Corrente no filtro LCC durante o intervalo (t_2-t_3) [A].

$I_{Ls(t2-t3)Med}$ = Valor médio da corrente no filtro LCC durante o intervalo (t_2-t_3) [A].

$I_{Ls(t2-t3)pk}$ = Valor de pico da corrente no filtro LCC durante o intervalo (t_2-t_3) [A].

$I_{L2Med(t1,t4)}$ = Corrente média no indutor L_2 durante o intervalo (t_1-t_4) [A].

$I_{L2(EF)(t1,t4)}$ = Corrente eficaz no indutor L_2 durante o intervalo (t_1-t_4) [A].

I_{M1} = Corrente na chave M1 [A].

I_{M1Med} = Corrente média na Chave M1 [A].

I_{M1pk} = Corrente de pico na Chave M1 [A].

$I_{M1(EF)}$ = Corrente eficaz na Chave M1 [A].

I_{M2} = Corrente na chave M2 [A].

I_{M2Med} = Corrente média na Chave M2 [A].

I_{M2pk} = Corrente de pico na Chave M2 [A].

$I_{M2(EF)}$ = Corrente eficaz na Chave M2 [A].

I_{N1} = Corrente no enrolamento N1 do trafo do forward [A].

I_{N2} = Corrente no enrolamento N2 do trafo do forward [A].

I_{N3} = Corrente no enrolamento N3 do trafo do forward [A].

I_0 = Corrente eficaz na lâmpada [A].

I_{Q1Med} = Corrente média na Chave Q1 [A].

I_{Q1pk} = Corrente de pico na Chave Q1 [A].

$I_{Q1(EF)}$ = Corrente eficaz na Chave Q1 [A].

$i_{s0}(t)$ = Corrente instantânea de saída do conversor forward [A].

i_{s0Med} = Corrente média de saída do conversor forward [A].

L = Indutor.

$L_1 = L_2$ = Indutores acoplados responsáveis pela inversão de tensão sobre o ramo LCC [H].

L_1 = Indutância do enrolamento N1 do transformador [H].

L_2 = Indutância do enrolamento N2 do transformador [H].

L_3 = Indutância do enrolamento N3 do transformador [H].

L_{BB} = Indutor de Buck-Boost [H].

L_{Boost} = Indutor do conversor Boost [H].

L_F = Indutor do filtro de entrada do reator eletrônico [H].

L_L = Indutor de filtro de saída do conversor [H].

L_S = Indutor do circuito ressonante [H].

M = Transistor MosFet.

n = Relação entre a tensão de secundário e primário.

P_A = Energia armazenada no indutor de boost no período em que a chave está conduzindo [W].

P_B = Energia transferida à saída durante o período em que o indutor de boost é descarregado [W].

P_{in} = Potência de entrada do conversor [W].

$P_{in}(t)$ = Potência instantânea de entrada [W].

P_{out} = Potência de saída do conversor [W].

P_0 = Potência na lâmpada [W].

$P_s(t)$ = Potência instantânea de saída [W].

Q_s = Fator de qualidade do circuito ressonante.

R = Resistência equivalente da lâmpada [Ω].

R_s = Impedância equivalente de entrada referida ao lado primário do transformador [Ω].

r_s = Impedância equivalente de entrada referida ao lado secundário do transformador [Ω].

R_{SQ} = Impedância equivalente de entrada referida ao lado primário do transformador [Ω].

r_{SQ} = Impedância equivalente de entrada referida ao lado secundário do transformador [Ω].

S = Interruptor controlado.

T_0 = Período de descarga do indutor de Boost [s].

Δ^1 = Período em que a chave conduz [s].

T_{A1} = Instante em que a corrente no indutor L_s passa por zero [s].

T_L = Período da frequência da rede de alimentação [s].

u = Relação entre a frequência de chaveamento e a frequência natural do circuito ressonante.

V_c = Tensão média no capacitor do barramento DC [V].

V_{C1} = Tensão no capacitor C_1 [F].

V_{Ceppk} = Tensão de pico que o capacitor equivalente do circuito L_{CC} deve suportar [V].

V_{CL} = Tensão sobre o capacitor de saída do forward, tensão no barramento [V].

V_i = Tensão eficaz de entrada do circuito ressonante [V].

V_{ig} = Tensão de ignição da lâmpada [V].

V_{in} = Tensão eficaz de entrada do conversor [V].

V_{inpk} = Valor de pico da tensão de entrada do conversor [V].

$V_{in}(t)$ = Tensão de entrada senoidal em função da frequência de 60 Hz [V].

V_{inMed} = Valor médio da tensão de entrada [V].

V_0 = Tensão eficaz na lâmpada [V].

V_{OSC} = Valor da componente fundamental da tensão de entrada do circuito ressonante [V].

V_Q = Tensão retangular aplicada sobre o circuito ressonante [V].

ω_L = Frequência da rede de alimentação [rad].

ω_0 = Frequência natural [rad/s].

ω_S = Frequência de chaveamento [rad/s].

Z_{LCC} = Impedância do circuito ressonante com a carga em série paralelo [Ω].

Z_{SR} = Impedância do circuito série ressonante [Ω].

Z_{SRPL} = Impedância do circuito série ressonante com a lâmpada em paralelo [Ω].

ϕ = Ângulo de impedância do circuito de estabilização LCC [rad].

δ = Metade do intervalo em que a corrente de entrada não está conduzindo [rad].

Δ_{VC} = "Ripple" de tensão no capacitor do barramento DC [V].

η = Rendimento do conversor.

θ = Ângulo de condução da corrente de entrada [rad].

INTRODUÇÃO GERAL

O consumo de energia elétrica vem aumentando sistematicamente de forma direta e indireta, sendo que este aumento geométrico do consumo de energia elétrica é extremamente preocupante e deve ser acompanhado de uma política de racionalização do uso desta energia de ampla magnitude.

O aumento direto do consumo de energia elétrica por parte dos consumidores residenciais está relacionado à crescente quantidade de equipamentos elétricos dentro das casas. O crescimento indireto do consumo de energia se deve à maior industrialização, pois cada vez mais se consomem produtos que utilizaram energia no seu processo de produção.

Nesse contexto, as lâmpadas apresentam-se como uma das cargas mais expressivas para consumidores residenciais. Um aumento da eficiência dessas cargas representa grande economia de energia para o sistema.

A ampla utilização de lâmpadas fluorescentes alimentadas por reatores eletrônicos em ambientes residências, comerciais e industriais torna o estudo dos reatores eletrônicos de grande interesse em relação às características de consumo de energia e a distorções harmônicas presentes na corrente solicitada da rede elétrica.

Em se tratando de sistemas de iluminação, verifica-se que houve um grande avanço tecnológico nos equipamentos do setor. O desenvolvimento tecnológico de lâmpadas fluorescentes mais eficientes e compactas e o surgimento de novas gerações de reatores utilizados nessas lâmpadas foram alguns dos progressos verificados nos últimos anos.

No campo de projetos de reatores eletrônicos, mais precisamente na área de eletrônica de potência, existem grandes desafios, e dentre eles pode-se citar o desenvolvimento de

estruturas de elevada eficiência, que conciliem baixo custo com o atendimento às especificações das normas de regulamentação do setor de iluminação.

Diante desse cenário, este trabalho teve como objetivo principal o desenvolvimento de reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes com controle da intensidade luminosa, que apresente para a rede elétrica um elevado fator de potência e uma baixa distorção harmônica na corrente.

No Capítulo 1 serão apresentadas as características fundamentais sobre lâmpadas fluorescentes, como composição e princípio de funcionamento.

No Capítulo 2 efetuam-se a apresentação e validação do modelo de simulação adotado, bem como aspectos construtivos e parâmetros que influenciam no desempenho das lâmpadas.

No Capítulo 3 apresentam-se as características operacionais e construtivas dos reatores eletrônicos. Serão estudadas as etapas de operação do reator eletrônico, assim como o estudo do estágio de correção de fator de potência para os mesmos, o conversor “boost” operando no modo de condução crítica, utilizado como pré-regulador e o conjunto formado pelo estágio inversor e filtro ressonante.

No Capítulo 4 apresenta-se a análise do processo de pré-aquecimento e ignição da lâmpada fluorescente. Desenvolve-se a análise das técnicas de dimerização com o intuito de se obter uma metodologia de projeto para reatores eletrônicos dimerizáveis. Também serão apresentados os métodos de controle de intensidade luminosa e os modelos de simulação para as lâmpadas fluorescentes, incorporando o efeito da dimerização encontrados na literatura.

No Capítulo 5 são discutidas as principais características da topologia utilizada, sendo um reator eletrônico com alto fator de potência e baixas perdas de chaveamento a partir da

integração de um inversor em meia-ponte, também conhecido como “Half-Bridge”, com o conversor “boost”.

No Capítulo 6 foram analisados individualmente os resultados obtidos para cada técnica de dimerização abordada. A metodologia de projeto para os elementos do filtro ressonante é apresentada, assim como os resultados de simulação.

No Capítulo 7 os resultados experimentais obtidos são comparados com os resultados analíticos e de simulação, com a finalidade de comprovar as análises apresentadas.

No final do trabalho apresenta-se uma conclusão geral do estudo, com a análise dos principais resultados obtidos. Apresenta-se, ainda, um anexo que contém o diagrama esquemático e a lista de materiais utilizados.

CAPÍTULO 1

CARACTERÍSTICAS OPERACIONAIS E CONSTRUTIVAS DAS LÂMPADAS

1.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Encontram-se lâmpadas fluorescentes em todos os lugares, em escritórios, lojas, armazéns, e inclusive em nossas residências. Embora elas estejam ao redor de nós, estes dispositivos ainda são pouco conhecidos pela maioria das pessoas (SANTOS, 2004).

Para entender as lâmpadas fluorescentes, primeiramente é necessário conhecer um pouco sobre o que é a luz. A luz é uma forma de energia que pode ser liberada pelo átomo, sendo composta de diversas partículas iguais, pequenos pacotes, que têm energia e momento, porém, nenhuma massa. Estas partículas, chamadas fótons de luz, são as unidades mais básicas de luz (BEDIN, 2008).

Segundo o mesmo autor, os átomos liberam fótons de luz quando seus elétrons são excitados. Elétrons são as partículas negativamente carregadas que se movimentam em torno do núcleo do átomo (que tem carga positiva). Os elétrons de um átomo têm níveis diferentes de energia, e isso depende de diversos fatores, incluindo a sua velocidade e a distância do núcleo. Elétrons de níveis de energia diferentes ocupam orbitais diferentes. Em geral, elétrons com maior energia movem-se para órbitas mais distantes do núcleo.

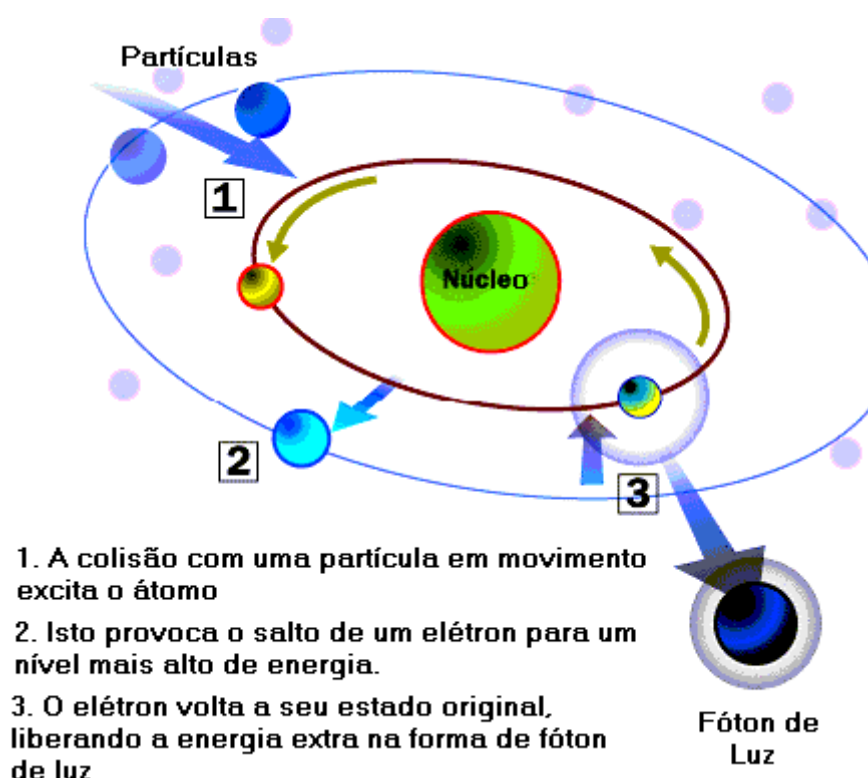


Figura 1.1 – Modelo atômico.

Quando um átomo ganha ou perde energia, a mudança é expressa pelo movimento de elétrons. Quando o átomo recebe energia, como o calor, por exemplo, um elétron pode ser impulsionado temporariamente para uma órbita mais alta (mais distante do núcleo). O elétron só ocupa esta posição por uma fração minúscula de tempo; quase imediatamente, é atraído de volta ao núcleo. Quando volta à sua órbita original, o elétron libera a energia extra na forma de um fóton de luz (MORAIS, 2004).

O mesmo autor diz que o comprimento de onda da luz emitida depende da quantidade de energia que é liberada, o que depende da posição do elétron. Consequentemente, tipos diferentes de átomos liberam tipos diferentes de fótons de luz. Em outras palavras, a cor da luz é determinada pela forma com que o átomo é excitado.

Este é o princípio básico de funcionamento de quase todas as fontes luminosas. A diferença principal entre elas é o processo de excitar os átomos. Em uma fonte luminosa incandescente, como uma lâmpada de bulbo ou uma lâmpada de gás, átomos são excitados através de calor. Já as lâmpadas fluorescentes possuem um sistema mais elaborado para excitar os átomos (MORAIS, 2004).

1.2 - PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO E CONCEITOS BÁSICOS

Nas lâmpadas denominadas “de descarga”, a energia é emitida sob forma de radiação e provoca uma excitação nos gases ou vapores metálicos, devido à tensão elétrica entre os eletrodos (HARRIS, 1993).

Segundo o mesmo autor, a radiação, que se estende da faixa do ultravioleta até a do infravermelho, passando pelo do espectro luminoso, depende, entre outros fatores, da pressão interna da lâmpada, da natureza do gás ou da presença de partículas metálicas ou halogênios no interior do tubo.

A vida útil das lâmpadas de descarga varia muito, de acordo com o tipo, indo desde 7.500 horas para lâmpadas fluorescentes, até 24.000 horas para lâmpadas à vapor de sódio. Seu custo inicial normalmente é elevado, porém apresentam um custo de manutenção relativamente reduzido quando comparado ao das lâmpadas incandescentes (BEN-YAAKOV et al., 2002).

1.2.1 - LÂMPADAS FLUORESCENTES

O elemento central em uma lâmpada fluorescente é um tubo de corpo lacrado. O tubo contém uma pequena porção de mercúrio e um gás inerte, tipicamente argônio, mantido sob

baixíssima pressão. O tubo também contém um pó de fósforo cobrindo o seu interior. No tubo existem dois eletrodos, um em cada extremidade, os quais são conectados à um circuito elétrico. Este circuito elétrico é conectado à uma fonte de corrente alternada (CA) (ALVES, 1996).

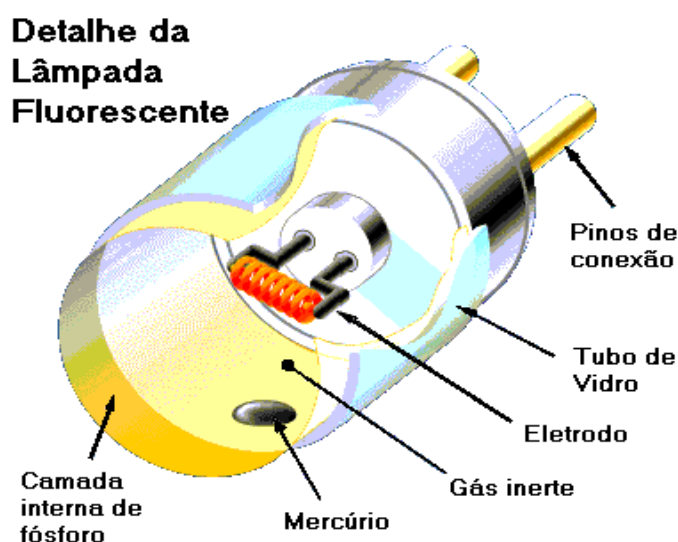


Figura 1.2 – Detalhe de uma lâmpada fluorescente.

Quando a lâmpada é ligada, a corrente circula do circuito elétrico para os eletrodos. Existe uma considerável diferença de potencial entre os eletrodos, assim os elétrons migram através do gás de uma extremidade à outra do tubo. Esta energia transforma parte do mercúrio que antes era líquido em gás. Como elétrons e átomos carregados se movem pelo tubo, alguns deles colidirão com os átomos de mercúrio gasosos. Estas colisões excitam os átomos, levando os elétrons até níveis de energia mais altos. Quando os elétrons voltam ao nível de energia original, eles libertam fótons de luz (BEDIN, 2008).

Os elétrons em átomos de mercúrio são organizados de tal forma que eles liberam fótons de luz, principalmente na faixa de comprimento de onda ultravioleta. Nossos olhos não registram fótons ultravioletas, assim é necessário convertê-los em luz visível. Uma camada de

fósforo é aplicada ao interior do tubo. Quando um fóton se choca com um átomo de fósforo, um dos elétrons do fósforo salta para uma camada de energia mais alta e o átomo se aquece. Quando o elétron volta ao seu nível normal, libera energia na forma de outro fóton. Este fóton tem menos energia que o fóton original, porque um pouco da energia foi perdida em forma de calor. Em lâmpadas fluorescentes, a luz emitida está no espectro visível, e o fósforo emite luz branca, que é visível ao ser humano (MORAIS, 2004).

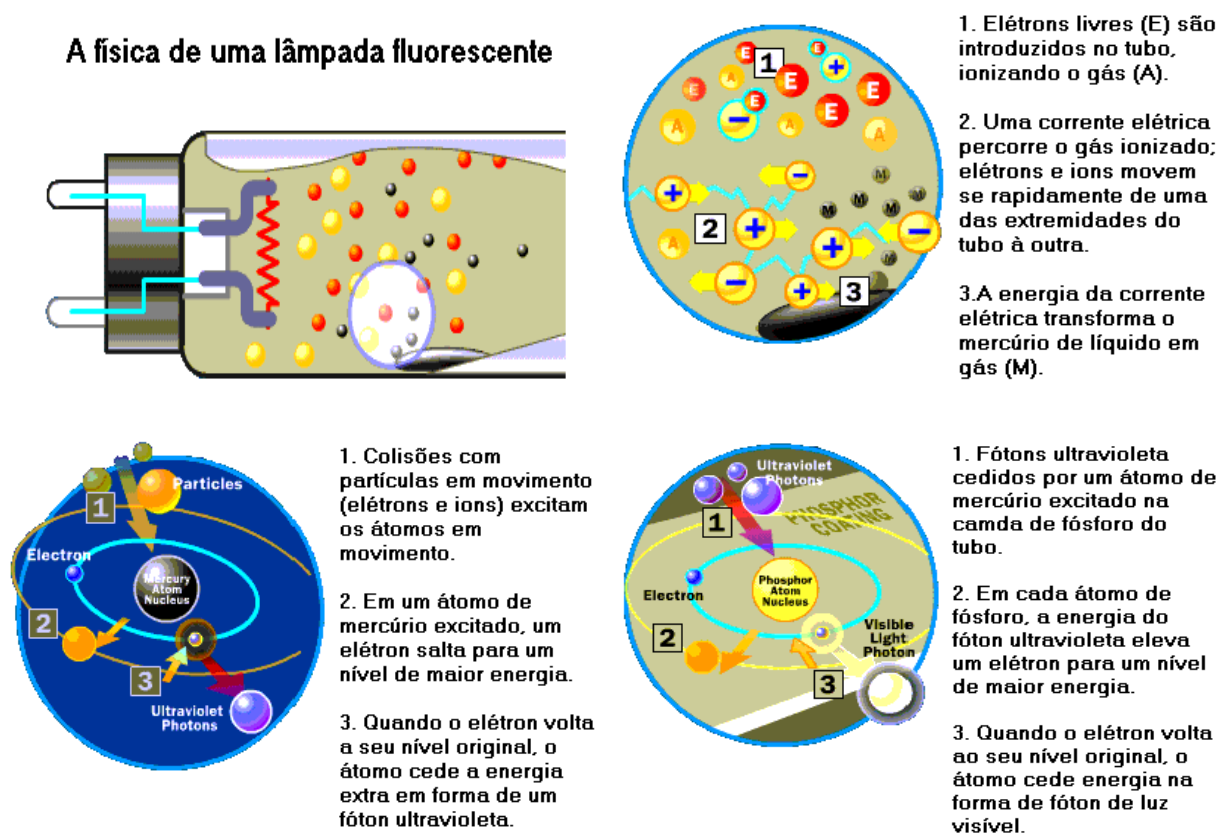


Figura 1.3 – A física da lâmpada fluorescente.

As lâmpadas incandescentes convencionais também emitem uma boa parte da energia consumida em forma de luz ultravioleta, não podendo convertê-las em luz visível. Por

consequente, grande parte da energia usada em lâmpadas incandescentes é perdida. As lâmpadas fluorescentes utilizam esta luz invisível, portanto são mais eficientes. Lâmpadas incandescentes também perdem mais energia por emissão de calor do que lâmpadas fluorescentes. Lâmpadas fluorescentes típicas são quatro a seis vezes mais eficientes que lâmpadas incandescentes (PUTKAMER, 2008).

O acendimento de uma lâmpada fluorescente depende de uma corrente elétrica que flui pelo gás dentro do tubo de vidro. Átomos de mercúrio no bulbo de vidro são excitados por elétrons que fluem por este gás formando uma corrente elétrica. Condutores de gás diferem de condutores sólidos de diversas formas. Em um condutor sólido, cargas elétricas são carregadas por elétrons livres que saltam de átomo a átomo, de uma área negativamente carregada para uma área positivamente carregada. Em um gás, cargas elétricas são carregadas por elétrons livres, que movem independentemente dos átomos, e íons, átomos que têm carga elétrica, por terem perdido ou ganhado um elétron. Assim como os elétrons, os íons também são atraídos para áreas de cargas opostas (SANTOS, 2004).

Para que a corrente elétrica circule pelo gás, dentro do tubo, a lâmpada fluorescente precisa de:

1. Elétrons e íons livres;
2. Uma diferença de potencial entre as extremidades do tubo.

Geralmente, há poucos íons e elétrons livres em um gás, pois os átomos mantêm naturalmente uma carga neutra. Portanto, é difícil controlar a corrente elétrica em um gás. Ao ligar uma lâmpada fluorescente é necessário introduzir muitos elétrons livres em seus eletrodos, e existem diversas formas para realizar este procedimento (PUTKAMER, 2008).

Normalmente, para o processo de ignição da lâmpada fluorescente, é introduzida uma diferença de potencial entre os eletrodos até atingir um valor crítico. Esse valor pode ser reduzido pelo aquecimento dos gases através da corrente que circula nos filamentos, o que não compromete a durabilidade da lâmpada. No primeiro caso (iniciando a ignição aplicando uma tensão bastante elevada nos terminais da lâmpada) não é recomendado, pois o tempo de vida útil da lâmpada é reduzido consideravelmente, devido à um maior desgaste dos filamentos (SANTOS, 2004).

Segundo o mesmo autor, após o arco ser estabelecido, a lâmpada apresenta uma característica denominada de resistência negativa, ou seja, quanto maior for a corrente drenada, menor será a resistência apresentada. Constata-se então a necessidade de associar à lâmpada um dispositivo auxiliar, com a finalidade de estabilizar o valor da intensidade de corrente e que proporcione as variações de tensão necessárias às diversas etapas de funcionamento, ou ainda, para adaptar as características elétricas da lâmpada aos valores nominais da fonte de alimentação.

Esse dispositivo auxiliar é denominado reator “ballast”, utilizado para iluminação fluorescente, que pode ser do tipo eletromagnético ou do tipo eletrônico. Os reatores eletromagnéticos são dispositivos com menor custo, mais antigos e simples. As principais desvantagens destes dispositivos são as perdas excessivas, o peso e o volume, o ruído audível, o baixo fator de potência e a possibilidade de ocorrência do efeito estroboscópico. Os reatores eletrônicos foram desenvolvidos para minimizar ou sanar esses inconvenientes. Estes apresentam alto rendimento, possuem volume e peso reduzidos, podem apresentar estágio de correção de fator de potência, além de tornar possível o controle da intensidade luminosa da lâmpada (PUTKAMER, 2008).

O formato da corrente fornecida à lâmpada influencia no seu tempo de vida útil. Por exemplo, correntes apresentando componente contínua, ou com elevado conteúdo harmônico não são indicadas, pois provocam desgastes nos materiais que compõem seus filamentos e são responsáveis por outros fenômenos não desejáveis no interior do tubo. Por outro lado, a imposição de uma corrente senoidal pura maximiza a durabilidade da lâmpada, pois evita a formação de uma camada de depleção junto aos seus eletrodos. As normas que regulamentam a utilização dos reatores impõem uma restrição relacionada com a qualidade da corrente, chamada de fator de crista (FC). Esse fator é obtido pela relação entre o valor de pico da corrente pelo seu valor eficaz medido, levando em conta a frequência fundamental e deve ser considerado na realização de todos os projetos (KAISER et al., 2006).

1.3 - INFLUÊNCIA DA CORRENTE E DA FORMA DE ONDA DA CORRENTE

Segundo MORAIS (2004), mantendo-se fixo todos os parâmetros com a elevação da corrente, há uma redução na eficiência da emissão de radiação. Para correntes muito baixas, a eficiência cai devido à redução excessiva da pressão do vapor de mercúrio.

Como a eficiência decresce com o aumento da densidade de corrente, quando a lâmpada é alimentada por uma corrente com alto fator de crista, que é a relação entre o valor de pico e o valor eficaz, há uma sensível redução na eficiência da lâmpada, que pode também ser danificada. Os fabricantes recomendam que as lâmpadas fluorescentes operem a níveis de fator de crista inferiores a 1,7. A Figura 1.4 representa dados experimentais da vida útil da lâmpada em função do fator de crista (MORAIS, 2004).

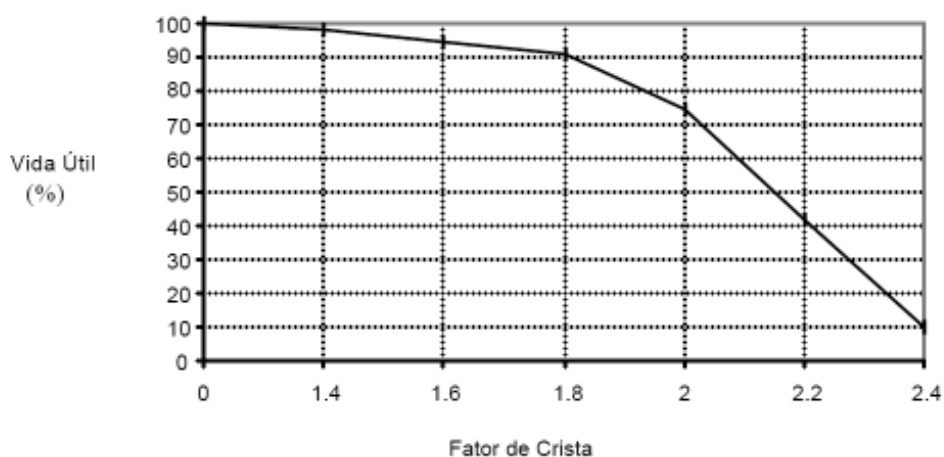


Figura 1.4 - Variação da Vida Útil da Lâmpada com o Fator de Crista da Corrente.

Ainda segundo o mesmo autor, a máxima eficiência é conseguida quando a lâmpada fluorescente é alimentada em corrente contínua, porém, na prática não existe diferença entre efetuar-se essa alimentação através de uma tensão contínua ou de uma tensão alternada senoidal em alta frequência.

A alimentação em corrente contínua é pouco difundida porque os circuitos utilizados na estabilização da corrente na lâmpada tornam-se complexos, e também porque com este tipo de alimentação os íons de mercúrio movem-se para o cátodo, assim sendo, após algum tempo de operação, boa parte do mercúrio que se encontra próxima ao ânodo fica concentrado no extremo catódico. Desta forma, a emissão de radiação no lado anódico cai por falta de átomos de mercúrio e esta parte do tubo fica sem luz. Por essa razão, segundo YOUNG (1992), a polaridade da lâmpada deve ser invertida a cada intervalo aproximado de 5 horas.

1.4 - COMPORTAMENTO EM ALTA FREQUÊNCIA

A lâmpada fluorescente, ao contrário da lâmpada incandescente, possui uma quantidade muito limitada de elétrons livres, por isso, inicialmente a coluna gasosa tem que ser condutora e um número suficiente de íons e elétrons serão gerados continuamente, a fim de garantir a manutenção da descarga. Quando uma lâmpada de descarga fluorescente é alimentada por uma tensão alternada de baixa frequência, como, por exemplo, em 60Hz, o processo de ignição da lâmpada repete-se com uma frequência de 120Hz, porque a descarga na lâmpada é descontinuada cada vez que a tensão de alimentação cai abaixo do valor de arco.

Este processo se repete ciclicamente a cada semi-ciclo da rede, caracterizando assim o efeito estroboscópico (OKUDE et al., 1992; MORAIS, 2004).

De acordo com os mesmos autores, o estabelecimento e extinção periódicos da descarga retiram energia do processo de emissão de luz. Como já foi citado anteriormente, um meio de se reduzir estas perdas é alimentar a lâmpada com uma tensão contínua, porém isso acarretaria um desgaste desigual dos filamentos, e a necessidade de inversão periódica de polaridade tornaria o sistema complexo e inviável.

Já a alimentação em alta frequência apresenta a mesma eficiência luminosa da alimentação em corrente contínua e garante a operação estável da lâmpada. Através da utilização de um conversor eletrônico, consegue-se reduzir as perdas no processo de estabilização da lâmpada, resultando assim em um sistema de alta eficiência. O aumento na eficiência depende de vários fatores, entre eles a pressão e o tipo do gás inerte presente na lâmpada. Sabe-se também que para frequências acima de 6kHz, a eficiência luminosa estabiliza no seu valor final, não importando o quanto o valor dessa frequência continue subindo (MORAIS, 2004).

1.4.1 - VARIAÇÃO DA VIDA ÚTIL DA LÂMPADA COM A FREQUÊNCIA

A manutenção da eficiência durante a vida útil da lâmpada é mais significativa do que um valor inicial elevado. A vida útil da lâmpada é determinada pela depreciação luminosa e pelo desgaste dos eletrodos (QIAN & LEE, 1999).

Segundo os mesmos autores, a depreciação do revestimento de fósforo é diretamente proporcional à potência por unidade de área, independente da frequência de operação, porém, sabe-se que com o aumento da frequência há um aumento no fluxo luminoso, permitindo que se opere a lâmpada com seu fluxo nominal, com uma potência reduzida, o que aumenta a vida útil da lâmpada. O desgaste do revestimento dos eletrodos depende do processo utilizado para ligar a lâmpada e do número de partidas a frio por horas de operação. Ainda segundo os mesmos autores, a cada partida da lâmpada sem pré-aquecimento dos filamentos, há uma redução média de 8 horas na vida útil da lâmpada que costuma oscilar em torno de 7500 horas.

1.5 - PARTIDA DA LÂMPADA FLUORESCENTE

O modelo clássico de uma lâmpada fluorescente usa um mecanismo interruptor especial chamado "starter" para acionar a lâmpada (**Figura 1.5**).

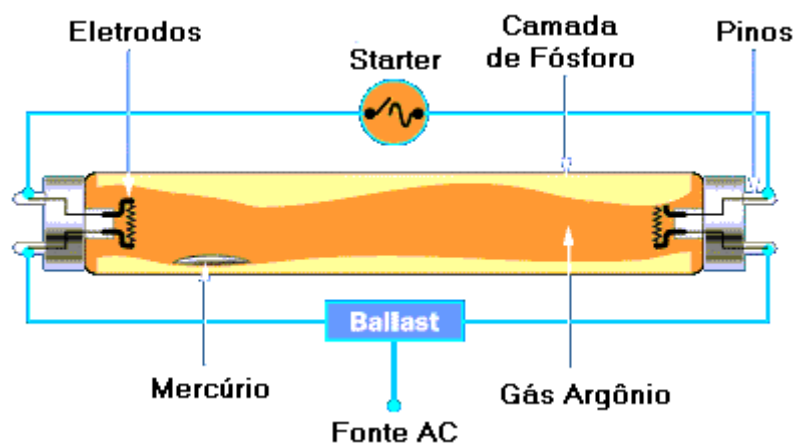


Figura 1.5 – Modelo clássico de partida da lâmpada fluorescente.

Quando a lâmpada é ligada pela primeira vez, o caminho de menor resistência é pelo "starter". Neste circuito, as correntes passam pelos eletrodos em ambos os terminais do tubo. Estes eletrodos são filamentos simples, como os existentes em lâmpadas incandescentes. Quando as correntes passam pelos eletrodos, os filamentos aquecem. Isto libera elétrons da superfície do metal dentro do tubo de gás, ionizando o mesmo (BEDIN, 2008).

De acordo com o mesmo autor, ao mesmo tempo, a corrente elétrica provoca uma sucessão interessante de eventos no "starter". O "starter" convencional é um pequeno bulbo de descarga, contendo usualmente gás néon. O bulbo tem dois eletrodos posicionados próximos um do outro. Quando a tensão elétrica é aplicada no "starter", um arco elétrico (essencialmente um fluxo de partículas carregadas) salta entre estes eletrodos para iniciar a

circulação de corrente, sendo necessária uma determinada diferença de potencial para que o arco tenha início (**Figura 1.56**).

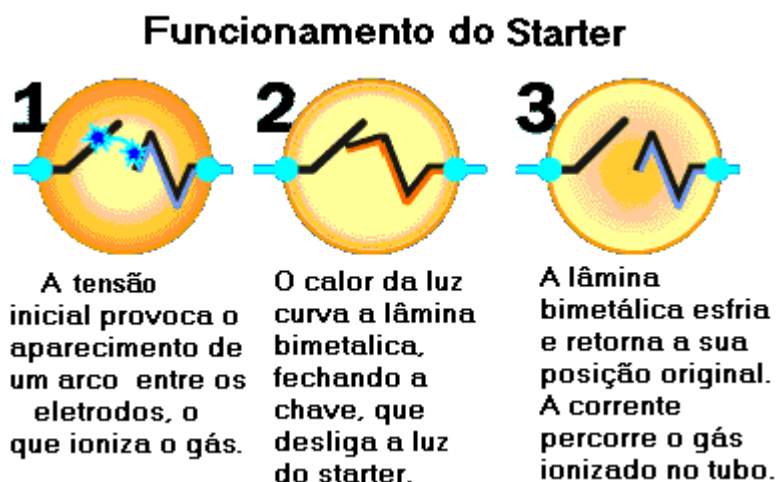


Figura 1.6 – Funcionamento do “starter”.

Um dos eletrodos é uma lâmina bimetálica que se curva quando é aquecida. A pequena quantidade de calor gerada no interior do bulbo pelo arco elétrico curva a lâmina bimetálica, estabelecendo contato com o outro eletrodo. Com os dois eletrodos se tocando, o arco elétrico é interrompido. Portanto, nenhuma partícula carregada flui pelo gás, e assim a luz cessa. Sem o calor da luz, a lâmina bimetálica esfria, e a lâmina volta a sua curvatura normal abrindo o circuito (BEDIN, 2008).

Até que isto aconteça, os filamentos já ionizaram o gás no interior do tubo fluorescente, criando um meio eletricamente condutor. O tubo precisa de uma sobretensão sobre os eletrodos para estabelecer um arco elétrico. Esta sobretensão é provida pelo reator eletrônico (PUTKAMER, 2008).

Quando a corrente circula pelo "starter", uma corrente é estabelecida no reator. Quando o interruptor de "starter" é aberto, a corrente é brevemente interrompida. O campo magnético

estabelecido no indutor do reator entra em colapso, o que provoca um brusco salto na tensão e a corrente é empurrada através do capacitor em paralelo com o interruptor do "starter" (SANTOS, 2004).

Segundo o mesmo autor, a elevada tensão nos terminais da lâmpada provoca a partida da mesma, a corrente elétrica que antes circulava pelo "starter" agora circula pelo tubo. Os elétrons livres colidem com os átomos e criam novos íons. O resultado é um protoplasma, um gás composto em grande parte de íons e elétrons livres, e toda a mudança se dá livremente. Isto cria um caminho para a corrente elétrica.

O impacto de elétrons livres mantém os dois filamentos aquecidos, assim eles continuam emitindo elétrons novos no protoplasma. Contanto que haja corrente alternada, e os filamentos não estejam gastos, a corrente continuará fluindo pelo tubo. O problema detectado com este tipo de lâmpada é que elas levam alguns segundos para funcionar (MORAIS, 2004).

1.5.1 - LÂMPADA FLUORESCENTE DE PARTIDA RÁPIDA

Nos dias atuais, os mais populares projetos de lâmpadas fluorescentes são as lâmpadas de partida rápida. Elas apresentam o mesmo princípio básico das lâmpadas de "starter" tradicional, mas não possuem o interruptor "starter". Ao invés disso, uma diferença de potencial é aplicada a cada um dos filamentos (Figura 1.7) (MORAIS, 2004).

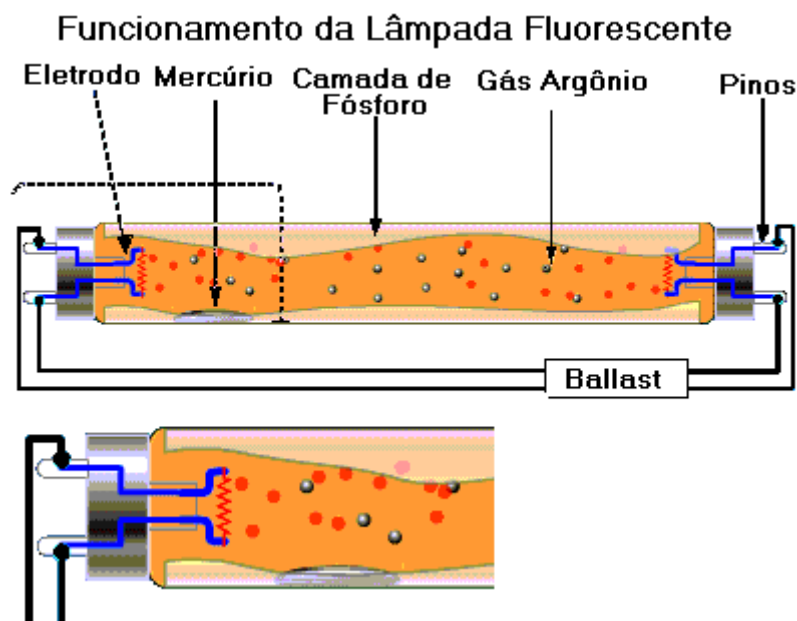


Figura 1.7 – Funcionamento da lâmpada fluorescente.

Quando a lâmpada fluorescente é acionada, os dois filamentos são aquecidos rapidamente, liberando elétrons, o que ioniza o gás no interior do tubo. Uma vez que o gás é ionizado, a diferença de tensão entre os eletrodos estabelece um arco elétrico. As partículas carregadas fluindo excitam os átomos de mercúrio, ativando o processo de iluminação (BEDIN, 2008).

De acordo com o mesmo autor, um método alternativo, usado em lâmpadas fluorescentes de partida rápida, é aplicar uma tensão inicial muito alta aos eletrodos. Esta tensão alta cria uma descarga corona. Essencialmente, um excesso de elétrons na superfície do eletrodo força alguns elétrons para dentro do gás. Estes elétrons livres ionizam o gás, e quase instantaneamente a diferença de tensão entre os eletrodos estabelece um arco elétrico.

Este tipo de gás de descarga tem uma característica problemática, pois se a corrente não é controlada cuidadosamente, aumentará continuamente e possivelmente danificará o circuito.

1.6 - MÉTODOS DE CONTROLE DE LUMINOSIDADE EM REATORES ELETRÔNICOS

Os reatores eletrônicos com controle da luminosidade para lâmpadas fluorescentes devem apresentar as mesmas características dos reatores eletrônicos convencionais. A viabilidade econômica e técnica de tais dispositivos se devem a três fatores, que são a intensa pesquisa realizada na área; ao incentivo e ao crescimento das vendas de produtos que fazem o uso racional da energia elétrica; e ao desenvolvimento de circuitos integrados dedicados de baixo custo, que proporcionarão às indústrias do setor uma opção de fácil reprodutibilidade e de boa confiabilidade (SANTOS, 2004).

No projeto de reatores eletrônicos com capacidade de dimerização, deve ser considerado que a variação do fluxo luminoso é praticamente proporcional à potência processada pela lâmpada. Outro aspecto importante em relação ao projeto é que a variação da luminosidade de uma lâmpada fluorescente, em uma ampla faixa de potência é uma tarefa difícil, visto que abaixo de 30% de sua potência nominal podem ocorrer problemas de estabilidade (MORAIS, 2004).

Os principais métodos de controle da luminosidade são obtidos empregando as seguintes técnicas:

- Variação da frequência de comutação do inversor;
- Variação da tensão do barramento CC;
- Variação da razão cíclica do estágio inversor;
- Variação da frequência natural do tanque ressonante.

Para a comparação dos métodos devem ser analisadas algumas características, considerando a operação em toda a faixa de variação de potência processada pela lâmpada:

- Requisitos estipulados pela norma que regulamenta o setor (EMI, FP e FC);
- Rendimento global da estrutura;
- Complexidade e custos da implementação da estrutura em escala industrial.

A dimerização utilizando o controle pela variação da razão cíclica não é empregada em escala industrial, por apresentar problemas relacionados com o fator de crista e com as perdas de comutação na operação em potência reduzida. Nas condições de baixa luminosidade, o valor da razão cíclica é pequeno e a comutação dos interruptores passa a ser dissipativa, ocasionando a redução no rendimento da estrutura e acentuando a emissão de interferência eletromagnética (EMI) (SANTOS, 2004).

Em YOUNG (1992) são apresentadas as etapas de operação, o equacionamento e o dimensionamento de um reator eletrônico dimerizável com estágio PFC “charge-pump” tipo fonte de tensão utilizando essa técnica. O problema com o fator de crista desta estrutura é contornado com o acréscimo de uma malha de controle que compensa a razão cíclica de acordo com a qualidade da corrente fornecida à lâmpada. Os problemas de comutação deste método são evitados limitando a potência fornecida para a lâmpada.

Outro método de dimerização apresentado por OKUDE et al. (1992) e QIAN & LEE (1999), consiste na variação da frequência natural do filtro LCC, através da alteração do parâmetro capacitivo do circuito. Nesta estrutura, representada na Figura 1.8, a frequência de comutação do inversor é mantida constante e o ângulo de condução de S_3 (θ_{S_3}) determina o valor da capacitância equivalente do circuito. Desta forma, as características do filtro ressonante são alteradas, sendo que a corrente e a tensão processada pela lâmpada são modificadas, atuando, conseqüentemente, no nível de potência transferida à lâmpada.

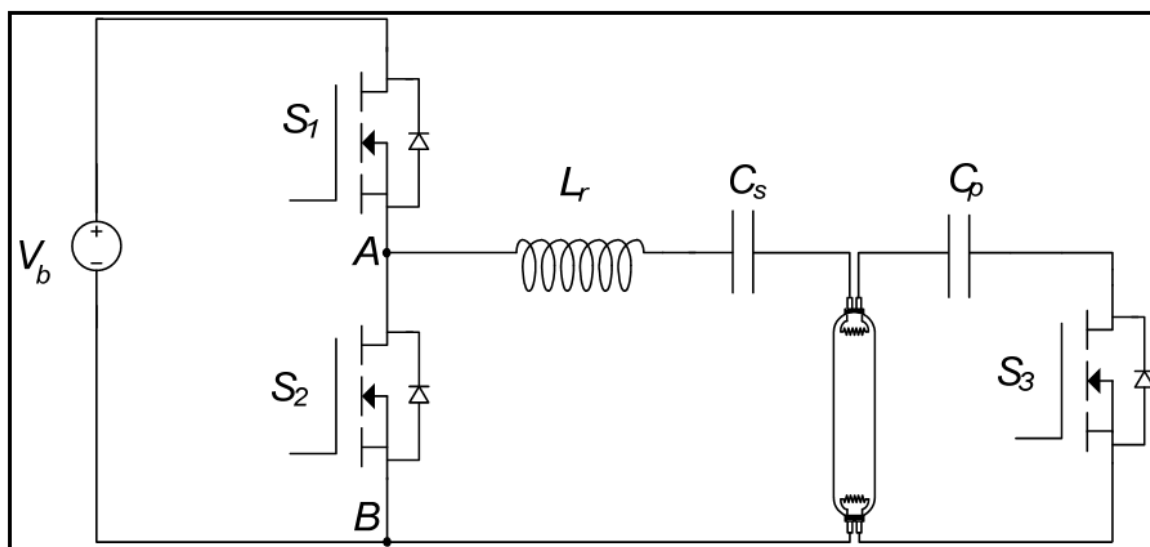


Figura 1.8 – Reator eletrônico dimerizável com capacitor comutado.

A operação do inversor com frequência fixa pode ser considerada como uma vantagem dessa técnica, já que o projeto dos elementos magnéticos será otimizado juntamente com o projeto de supressão de interferência eletromagnética. Entretanto, a modulação de ØS3 em função da potência da lâmpada exige uma malha de controle complexa, resultando num projeto com custo elevado (QIAN & LEE, 1999).

Em outras topologias, o estágio pré-regulador, além de corrigir o fator de potência da estrutura pode, através de uma malha de controle adequada, propiciar uma tensão de barramento CC regulável. Assim, o reator eletrônico pode executar a operação de dimerização, sem a necessidade de um circuito de controle extra no estágio inversor, pois este passa a operar com frequência fixa (CHEN et al., 2005).

O reator eletrônico utilizando um conversor “sepic” no controle da tensão do barramento CC e como estágio PFC é apresentado em TSENG et al. (2007). O conversor opera no modo de condução descontínua, simplificando a malha de controle, e a tensão

máxima do barramento CC é baixa, ocasionando a redução de custos com a utilização de interruptores e capacitores de menor tensão. A condição ZVS dos interruptores é mantida para uma variação de 5% a 100% do nível de iluminação. Como a frequência do inversor é fixa, o projeto do tanque ressonante pode ser otimizado de acordo com o modelo de lâmpada utilizado.

Outra proposta para a dimerização de reatores eletrônicos através do controle da tensão do barramento CC consiste na concepção de conversores de estágio único (MOO et al., 1999) e (HUI et al., 2001), onde um interruptor é compartilhado entre o estágio PFC e o estágio inversor. Utilizado em aplicações onde o reator necessita operar em toda a faixa universal de tensão de alimentação (90V_{ef} a 240V_{ef}), ou em grande faixa de variação de luminosidade.

O método de dimerização mais adotado pela indústria do setor de iluminação é através do controle da frequência do inversor. A frequência de comutação dos interruptores sofrerá variação na proporção direta da variação da quantidade de energia que será entregue à lâmpada. Com base nesse princípio, o projeto apresenta maior flexibilidade, uma vez que o estágio PFC é projetado de forma independente ao estágio inversor (MOO et al., 1999).

Algumas variações topológicas e de estratégia de controle são propostas para melhorar o desempenho do circuito, ou simplesmente para incorporar ao reator outras funções, como por exemplo, estágio de pré-aquecimento e circuitos de proteção (HUI et al., 2001; WU et al., 1998; CALLEJA et al., 1999; WAKABAYASHI & CANESIN, 2005). Destaca-se ainda, a disponibilidade no mercado de circuitos integrados dedicados que operam em malha fechada. Estes componentes, além da função de comandar os interruptores do inversor, apresentam recursos de controle sofisticados como pré-aquecimento programável, controle de

luminosidade através do sensoriamento da defasagem de corrente, proteção de sobre-corrente e falha de ignição (WU et al., 1999; HO et al., 2001).

O reator eletrônico que opera no modo auto-oscilante (Figura 1.9) também pode controlar a intensidade luminosa de lâmpadas fluorescentes (ADAMS et al., 1999; WAKABAYASHI & CANESIN, 2004). O funcionamento desses reatores baseia-se na realimentação da corrente ressonante proveniente do filtro LCC, por meio de um transformador de corrente (TC). Os enrolamentos secundários do TC são conectados de forma complementar aos “gates” de S1 e S2, o que, além de permitir simplicidade, garante ainda que não seja necessário o uso de fontes auxiliares de alimentação, nem de circuito integrado dedicado para o comando dos interruptores.

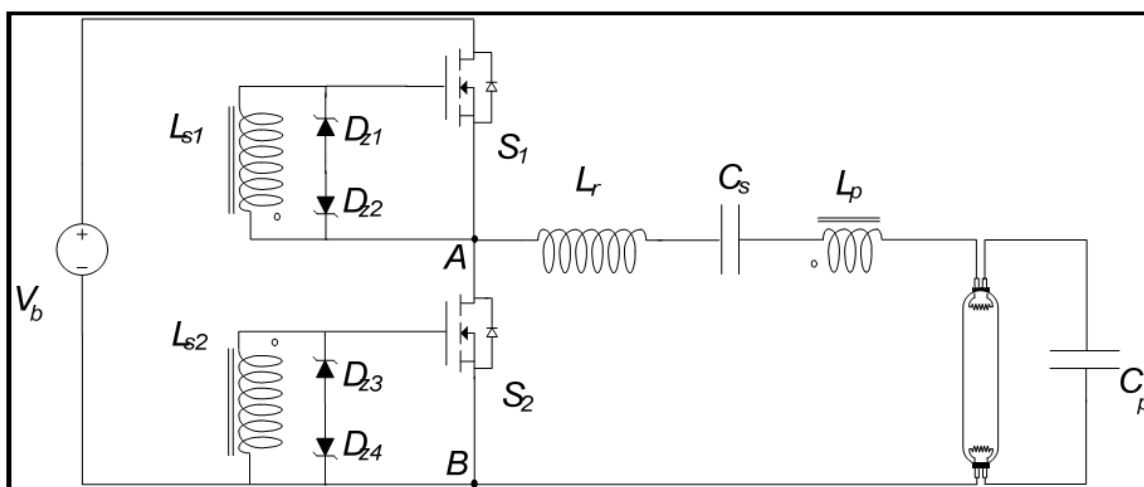


Figura 1.9 – Reator eletrônico auto-oscilante.

Alterações no circuito de comando permitem controlar a potência da lâmpada sem comprometer as características do reator, que são sua simplicidade, confiabilidade e baixo custo. Entretanto, na nova concepção de projetos em reatores eletrônicos dimerizáveis, onde diversas funcionalidades estão incorporadas no próprio reator, faz-se necessário o uso de um

microcontrolador ou de um circuito integrado dedicado. Geralmente, esses componentes têm a capacidade de prover o comando dos interruptores, além de proporcionar outros recursos bastante sofisticados, como por exemplo, as proteções, o pré-aquecimento programável e um protocolo de comunicação (WAKABAYASHI & CANESIN, 2004). Em função da superioridade dessa nova concepção de projeto, os reatores eletrônicos auto-oscilantes não serão explorados nesse trabalho.

1.7 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo fizemos uma abordagem geral sobre a lâmpada fluorescente, apresentamos o princípio de funcionamento, o modelo clássico de partida usando o “starter”, e o modelo para partida rápida. Apresentamos também os métodos de controle de luminosidade para a mesma e suas características.

CAPÍTULO 2

MODELAGEM DA LÂMPADA FLUORESCENTE

2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

2.2 - MODELAGEM DA LÂMPADA FLUORESCENTE

Conforme YOUNG (1992), o modelo estático que representa uma lâmpada fluorescente é uma resistência equivalente, devido às características V-I (valor da tensão rms e da corrente que circula através da lâmpada). Esta aproximação é muito mais simples que os modelos dinâmicos, e pode ser corretamente utilizado para projetar reatores que vão operar em um ponto específico. Entretanto, as características V-I são alteradas durante uma operação dimerizada, cujo método que o modelo deve admitir é uma resistência variável, em função do valor rms da potência do processo.

Este modelo “complexo” de lâmpada é analisado através dos efeitos da temperatura ambiente, além da frequência de chaveamento nominal de operação nas características estáticas da lâmpada fluorescente tubular. A metodologia para obter o modelo é baseada em algumas regressões matemáticas bidimensionais, usadas para determinar o comportamento da lâmpada fluorescente de acordo com as diferentes variáveis independentes, nomeadas de potência processada entre a lâmpada e a temperatura ambiente. Além disso, este modelo pode ser facilmente convertido para um modelo de resistência equivalente da lâmpada, onde pode ser utilizado para desenvolvimento de reatores (OKUDE et al., 1992).

O modelo proposto em YOUNG (1992) é baseado em diferentes dados experimentais, obtidos pela implementação de reatores eletrônicos, operando em diferentes frequências de chaveamento (f_{nom}) e diferentes temperaturas ambientes (T).

Na Figura 2.1 é apresentada a curva V-P para uma lâmpada fluorescente tipo T12, onde é possível observar que a influência da temperatura ambiente nas características da lâmpada é muito forte, e isto deve ser incluído no modelo da lâmpada com a finalidade de fornecer condições para o desenvolvimento de um correto projeto (OKUDE et al., 1992).

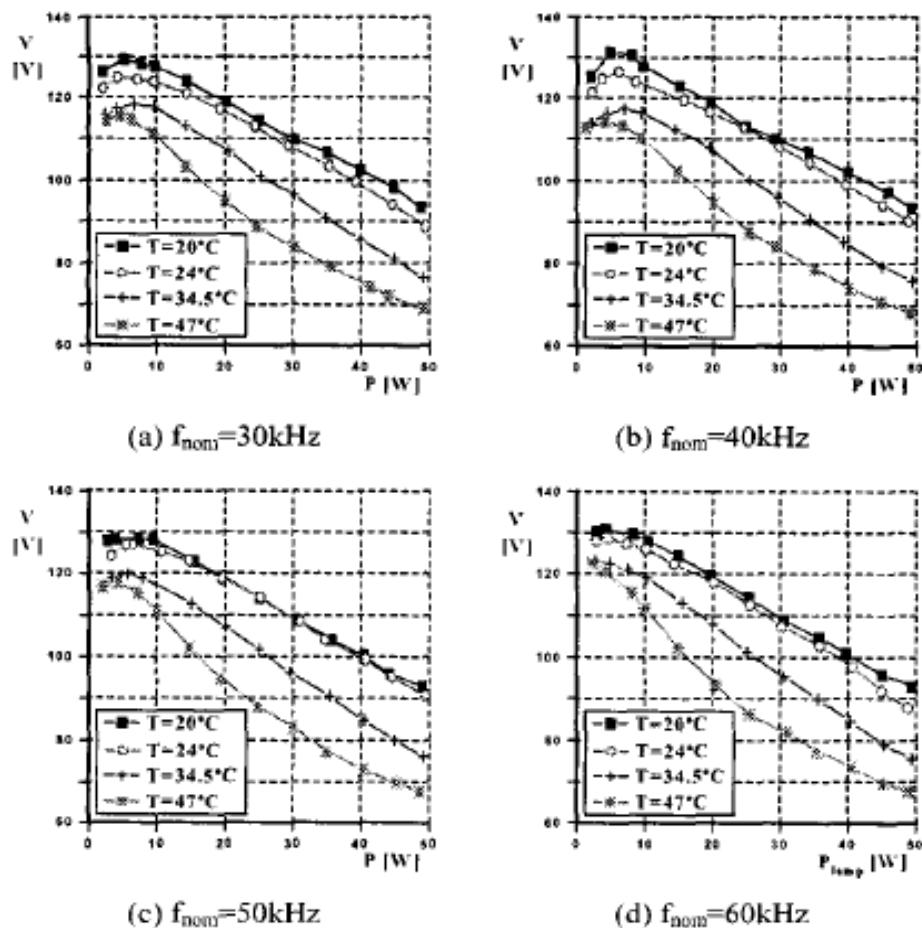


Figura 2.1 - Valores da tensão rms sobre a lâmpada fluorescente (V), em função da potência (P), para diferentes valores de temperatura (T) e frequência de chaveamento (f_{nom}).

Na Figura 2.2 é apresentada a curva V-P para diferentes frequências de chaveamento da lâmpada, e na mesma temperatura ambiente, onde pode ser notado que a influência da frequência nominal de chaveamento não é forte o suficiente para justificar sua inclusão no modelo matemático da lâmpada fluorescente (QIAN & LEE, 1999).

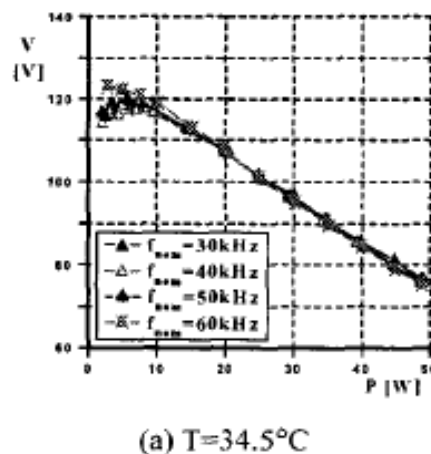


Figura 2.2 - V versus P, para diferentes valores de f_{nom} e T constante.

Através dos dados experimentais e utilizando um *software* específico, YOUNG (1992) determinou uma equação geral de quarto grau para a tensão sobre a lâmpada, onde é apresentada em (2.1).

$$V(T, P) = v_0(T) + v_1(T) \cdot P + v_2(T) \cdot P^2 + v_3(T) \cdot P^3 + v_4(T) \cdot P^4 \quad (2.1)$$

Onde: $v_0(T)$ até $v_4(T)$ são os primeiros níveis de coeficientes, cada um dependendo da temperatura ambiente (Figura 2.41).

Tabela 2.1 – Primeiro nível de coeficientes.

	$T (^{\circ}C)$			
	20	24	34,5	47
v0 (f,T)	125,5598	122,3859	115,1590	117,2896
v1 (f,T)	1,2997	1,1413	1,3317	0,3252
v2 (f,T)	-0,1373	-0,1117	-0,1385	-0,1358
v3 (f,T)	0,0034	0,0026	0,0032	0,0039
v4 (f,T)	-2,8841E-5	-2,1203E-5	-2,4940E-5	-3,4421E-5

Para projetos de reatores eletrônicos, isto é importante para obter a resistência equivalente da lâmpada, a qual será usada em simulações para analisar a potência processada pelo reator, durante a operação dimerizada. Esta resistência equivalente ($R_{eq}(T,P)$) pode ser facilmente obtida através da equação (2.2).

$$R_{eq}(T,P) = \frac{V^2(T,P)}{P} \quad (2.2)$$

2.2.1 - CURVA R_{EQ} -P

Através das equações (2.1) e (2.2) foi possível obter a curva da resistência equivalente da lâmpada (R_{eq}), em função da potência (P) fornecida pelo reator eletrônico numa faixa de operação entre 4 e 40W, para uma temperatura ambiente constante de 24°C. A curva R_{eq} -P é apresentada na Figura 2.3, e a curva V-P na Figura 2.4. Pode-se observar na Figura 2.3 que há existência da chamada “resistência negativa” nas lâmpadas fluorescentes (OKUDE et al., 1992).

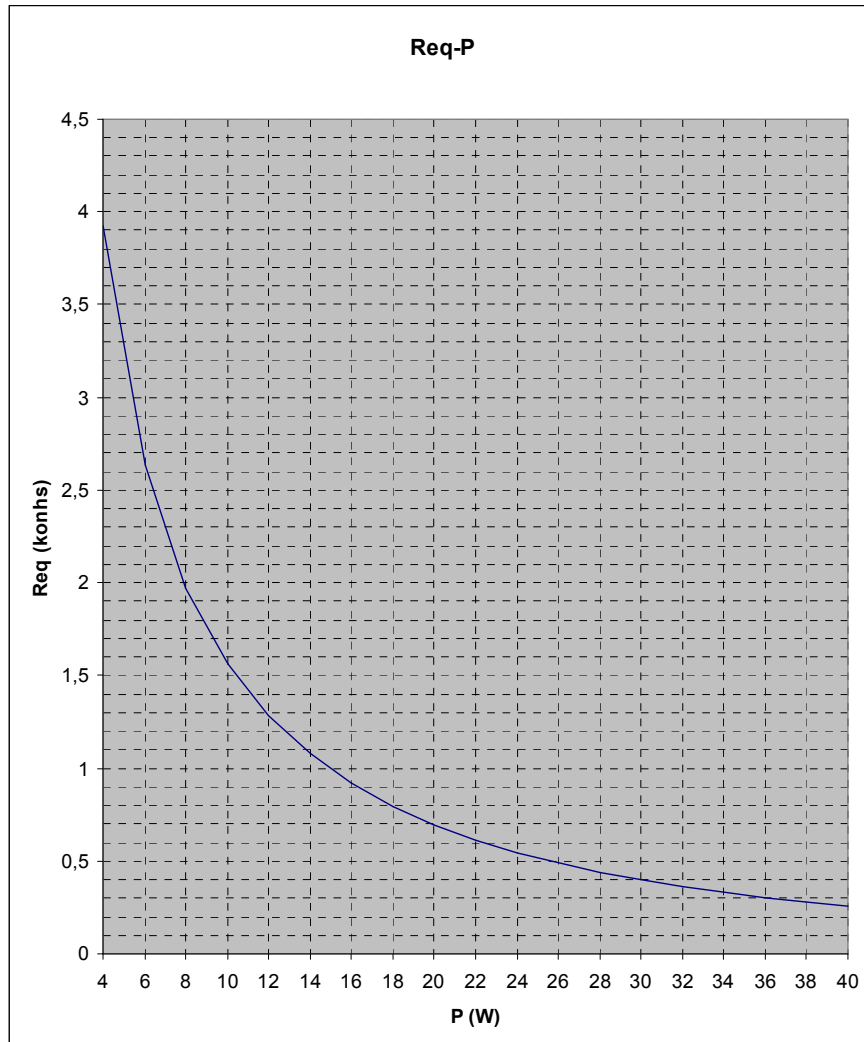


Figura 2.3 – R_{EQ} versus P, para T constante.

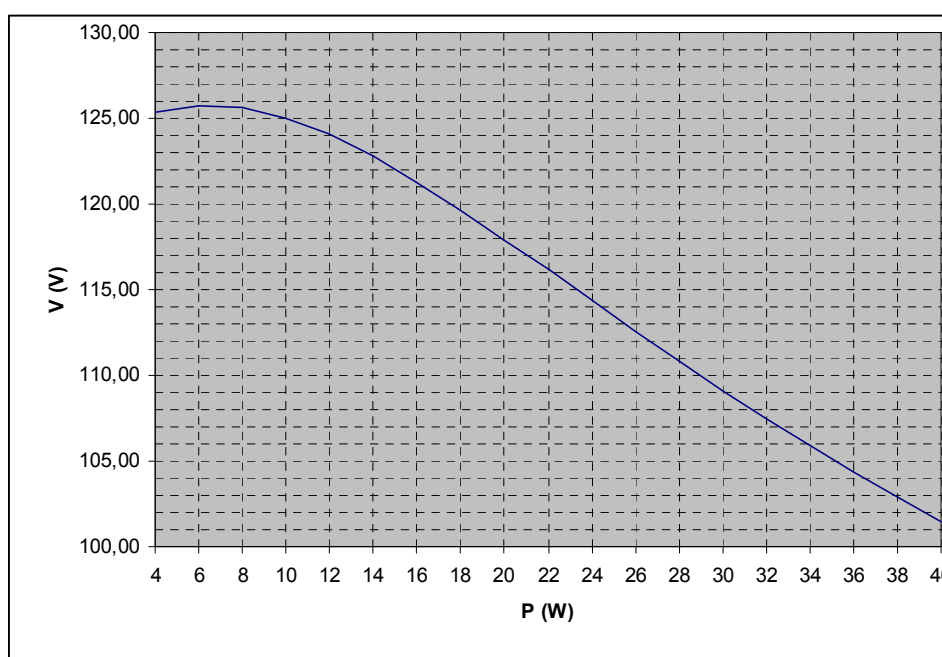


Figura 2.4 – V versus P, para T constante.

2.3 - MODELO DE SIMULAÇÃO DA LÂMPADA FLUORESCENTE OPERANDO EM ALTA FREQUÊNCIA

Para a simulação do circuito do reator eletrônico, é necessário possuir um modelo que representa o comportamento das características elétricas da lâmpada, para as diferentes condições de operação. Bons resultados práticos são obtidos se o modelo adotado for adequado para a aplicação em análise (OKUDE et al., 1992).

Na literatura, são propostos diferentes modelos para as lâmpadas fluorescentes. Esses modelos são obtidos através de sessões de medição de tensão e de corrente, e geralmente são classificados em dois grupos, os modelos estáticos e os modelos dinâmicos (QIAN & LEE, 1999).

Segundo os mesmos autores, os modelos estáticos tratam a impedância da lâmpada fluorescente como sendo a de um resistor equivalente linear, em função de suas curvas de

valores eficazes de tensão e de corrente, ou de tensão e potência processada. Devido à complexidade do processo de descarga do gás, e por a lâmpada apresentar um comportamento não linear, esses modelos não representam adequadamente alguns fenômenos que ocorrem no interior no tubo. Entretanto, esse método é mais simples que o desenvolvido para os modelos dinâmicos, e pode ser utilizado no projeto de reatores operando em um ponto específico ou no processo de dimerização.

No processo de controle de luminosidade em alta frequência, a característica V_L-I_L da lâmpada se altera. Desta maneira, o modelo da lâmpada necessita ser admitido como uma resistência variável, que é função da potência processada pela lâmpada. Com os valores eficazes das medições das grandezas processadas pela lâmpada, é possível, através de métodos de regressão matemática, obter a curva que representa o valor da resistência variável (FENGFENG et al., 2001a; CERVI et al., 2002; CHAN et al., 2004).

Diferente dos modelos estáticos, a abordagem por modelos dinâmicos levam em consideração as variações da tensão e da corrente processada na lâmpada (WU et al., 1997) e (BEN-YAAKOV et al., 2002). Desta forma, torna-se possível analisar o comportamento da estrutura em diferentes situações, permitindo a análise de instabilidade de operação e na possibilidade de extinção do arco na operação em baixa potência.

Alguns modelos propostos descrevem o processo físico no interior da lâmpada e tornam-se úteis apenas aos fabricantes de lâmpadas, pois existe uma dificuldade em desenvolver o modelo para simulação. A grande desvantagem desses métodos é que o modelo está em função das características físicas da lâmpada, como diâmetro, comprimento, pressão do gás e temperatura do filamento (FENGFENG et al., 2001b).

Em relação aos modelos, existem duas considerações importantes:

- As abordagens são aceitáveis para compreensão do comportamento da lâmpada em regime permanente. Porém, nenhum dos métodos contempla os efeitos do transitório de partida;
- A temperatura ambiente influencia fortemente as curvas de $V_L \times I_L$, de acordo com a frequência de operação. Um modelo que incorpora os efeitos da temperatura é apresentado em (SUN & HESTERMAN, 1998).

2.4 - MODELO ADOTADO PARA A LÂMPADA FLUORESCENTE

O modelo de lâmpada a ser estabelecido baseia-se na aproximação matemática de uma resistência equivalente variável, obtida com os dados experimentais das medidas de corrente e de tensão para cada nível de potência processado na lâmpada. Para a aquisição dos dados experimentais, foi implementado o reator eletrônico (Figura 2.5). Como o objetivo do protótipo restringe-se na aquisição de dados de corrente e de tensão da lâmpada, e também devido à semelhança de operação com a topologia apresentada anteriormente, não serão apresentadas as análises das etapas de operação e principais formas de onda desse conversor (FENGFENG et al., 2001b).

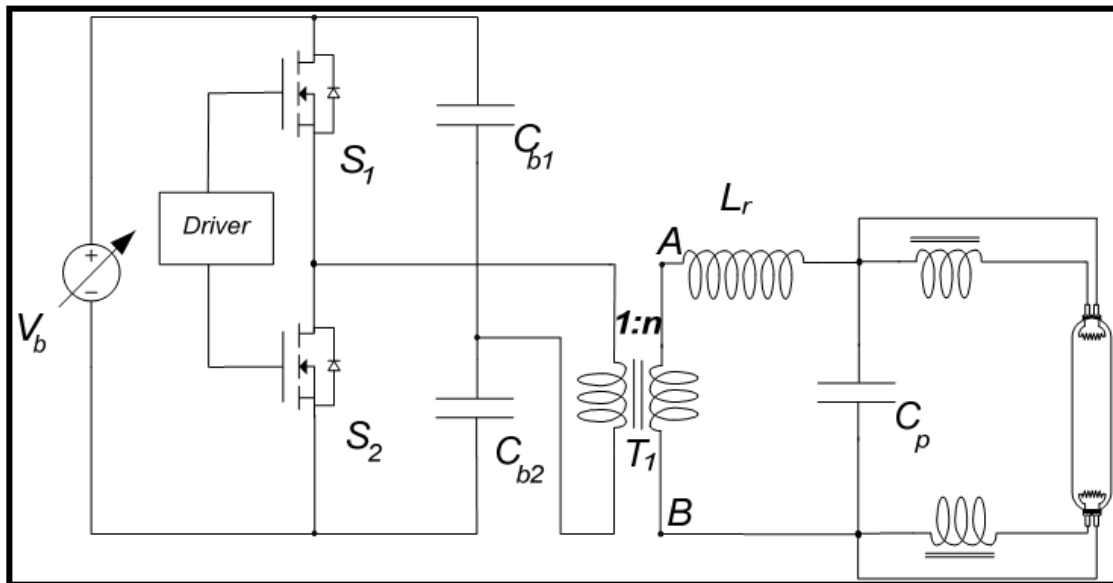


Figura 2.5 - Reator eletrônico implementado.

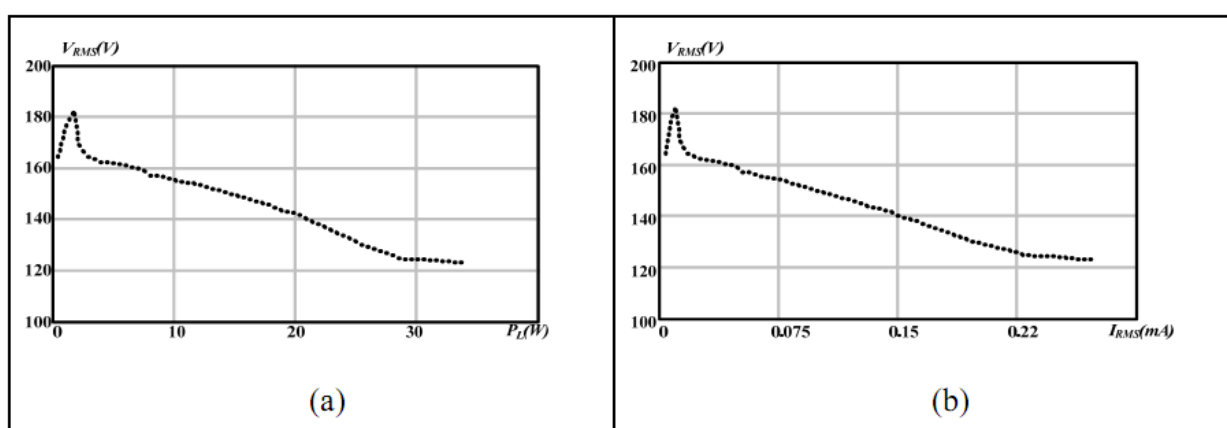
De acordo com os mesmos autores, como o inversor opera com frequência e razão cíclica fixas ($f_{AB} = 70\text{kHz}$ e $D = 0.5$), o controle do nível de potência é realizado através da variação da tensão de barramento V_b , com os filamentos da lâmpada pré-aquecidos através de uma fonte de tensão.

Para o projeto do filtro ressonante e do transformador T_1 são definidos dois pontos de operação da estrutura. O primeiro ponto foi definido como sendo a operação com potência nominal da lâmpada para uma tensão V_b de 100V, sendo a resistência equivalente e a tensão de operação obtidas do catálogo do fabricante da lâmpada. Já para o segundo ponto, o nível de potência foi definido em 50% para uma tensão V_b de 50V, sendo a resistência equivalente e a tensão de operação obtidas em CHAN et al. (2004). Os parâmetros do protótipo estão listados na Tabela 2.12.

Parâmetro	Componente
L_r	2,2mH/EE30-7
C_p	2,7nF/1600V
n	4
C_{b1} e C_{b2}	1uF/250V

Tabela 2.2 – Componentes do protótipo implementado.

A Figura 2.6 mostra as curvas $V_L \times I_L$ e $V_L \times P_L$ obtidas nas medições da lâmpada, modelo T8-32W/840 da Osram.

Figura 2.6 – (a) Medida $V_L \times P_L$, e (b) Medida $V_L \times I_L$ da lâmpada T8-32W.

Observa-se que existe uma relação praticamente linear entre a tensão e a potência, próximo da potência nominal de operação da lâmpada. Baseada nessa observação, uma aproximação para a tensão da lâmpada é proposta na equação (2.3). O termo exponencial é adicionado à equação para contabilizar a característica de impedância positiva em baixas potências.

$$V_L(P_L) = a_0 + a_1 \cdot P_L + a_2 \cdot e^{a_3 \cdot P_L} \quad (2.3)$$

Assim, a resistência pode ser expressa por:

$$R_L(P_L) = \frac{V_L^2(P_L)}{P_L} \quad (2.4)$$

Onde V_L , P_L e R_L são a tensão eficaz, a potência e a resistência equivalente da lâmpada, respectivamente. Os parâmetros a_0 – a_1 podem ser determinados através dos dados experimentais, utilizando o método de regressão não-linear do programa Mathcad. A Figura 2.7 mostra que a curva da resistência equivalente obtida pelo método de regressão é semelhante à curva dos dados experimentais, validando o modelo adotado.

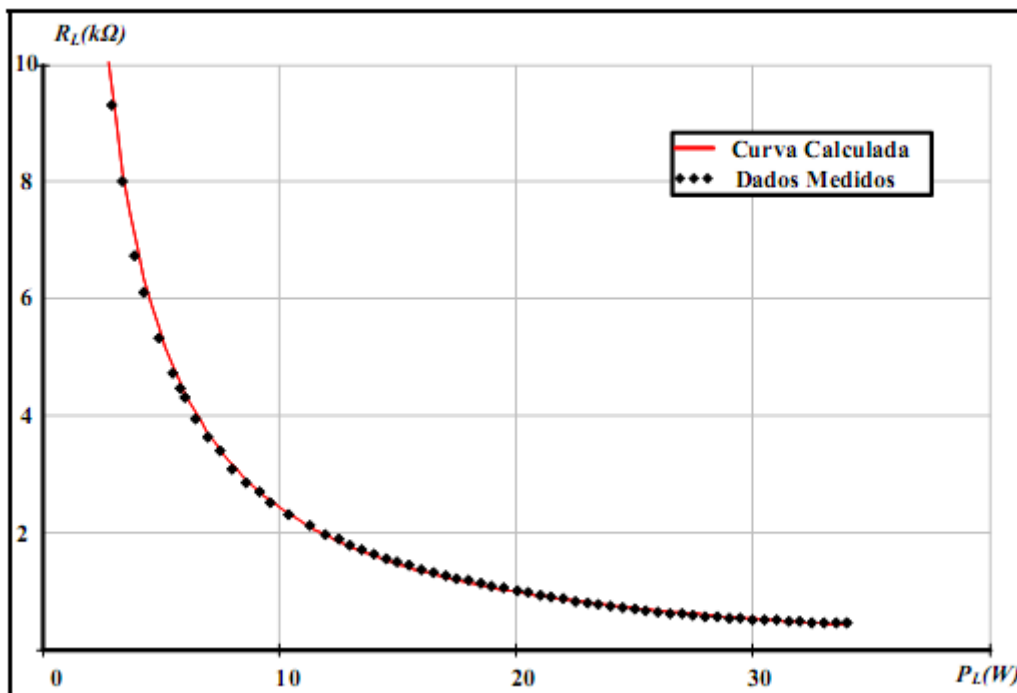


Figura 2.7 – Resistência equivalente da lâmpada obtida através de(2.4).

A próxima etapa consiste em representar a aproximação obtida para a resistência equivalente, em um modelo que possa ser utilizado em um programa de simulação. A maneira

usual de representar esse modelo é através de fontes controláveis, como apresentado em [21].

As fontes dependentes são definidas em (2.5), (2.6) e (2.7).

$$E_L = V(7,9) \cdot V(5,6) - V(5,6) \quad (2.5)$$

$$E_L = \frac{(a_0 + a_1 \cdot V(8,9) + a_2 \cdot e^{a_3 \cdot V(8,9)})^2}{V(8,9)} \quad (2.6)$$

$$G_L = V(5,6) \cdot V(6) \quad (2.7)$$

O circuito completo para simulação do comportamento da lâmpada fluorescente é apresentado na Figura 2.8. Nesse modelo, as resistências dos filamentos são representadas por r_{f1} e r_{f2} . O resistor shunt R_s funciona como um transdutor utilizado para medir a corrente da lâmpada ($V(5,6)$). A fonte controlável G_L representa a potência instantânea processada pela lâmpada, e a tensão sobre C_p o seu valor médio ($V(8,9)$). O par R_p - C_p é escolhido de tal forma que a constante de tempo resultante contemple a constante de ionização do gás contido na lâmpada. A fonte E_R é controlada pela equação (2.6). Desta forma, a tensão sobre R_r ($V(7,9)$) representa a resistência equivalente da lâmpada. O comportamento da tensão da lâmpada, representada pela fonte E_L , está em função desta resistência, como mostra a equação (2.5).

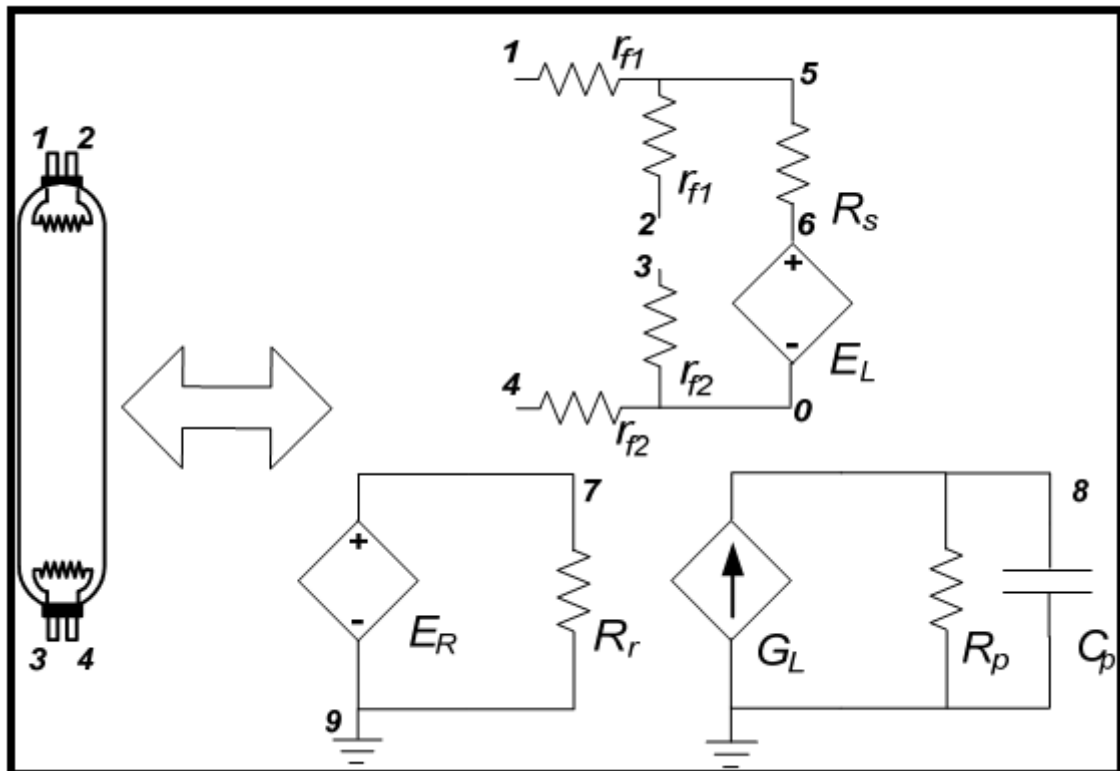


Figura 2.8 – Circuito para simulação do modelo da lâmpada.

2.4.1 - COMPROVAÇÃO DO MODELO ADOTADO

Para a validação do modelo de simulação desenvolvido, serão analisados os resultados analíticos, experimentais e de simulação do protótipo apresentado anteriormente. Para a obtenção dos resultados analíticos, as simplificações citadas na introdução do capítulo serão aplicadas. Após o processo de ignição, a lâmpada fluorescente pode ser representada por uma resistência dependente da potência processada. Dessa forma, o circuito equivalente do inversor passa a ser representado pela Figura 2.9.

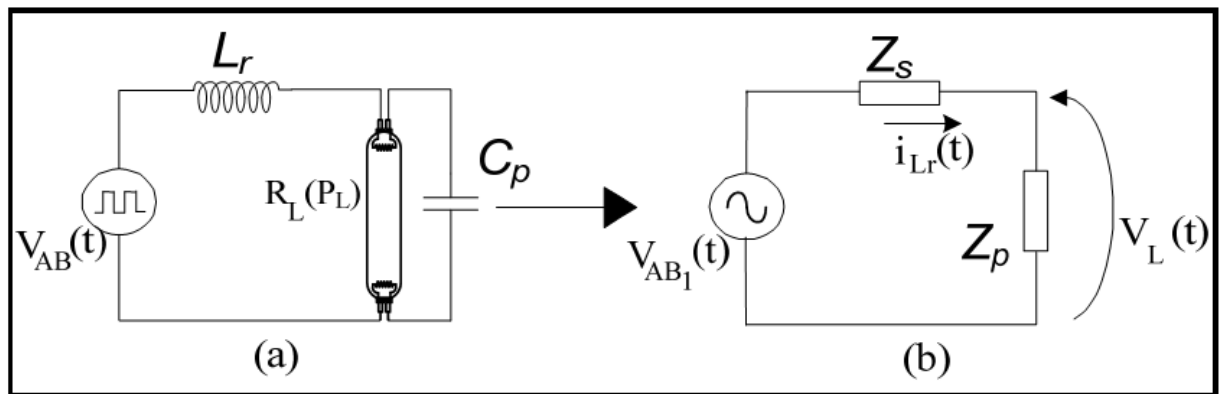


Figura 2.9 – Circuito equivalente do inversor em regime permanente.

Para determinar a relação entre a tensão V_b e a potência processada, inicialmente determina-se a tensão imposta pelo filtro à lâmpada através das seguintes equações:

$$Z_T = Z_s + Z_p \quad (2.8)$$

$$\dot{V}_L = \frac{\dot{V}_{AB1} Z_p}{Z_T} = \dot{V}_{AB1} \frac{j\omega_{AB} C_S R_L(P_L)}{(1 - \omega_{AB}^2 L_r C_S) + j(\omega_{AB} R_L(P_L))(C_S + C_p - \omega_{AB}^2 L_r C_S C_p)} \quad (2.9)$$

onde: $R_L(P_L)$ é a resistência da lâmpada em função da potência processada definida na equação (2.4).

Considerando que o módulo do ganho de (2.9) pode ser interpretado como a relação entre os valores eficazes das tensões $V_{AB1}(t)$ e $V_L(t)$, obtém-se (2.10).

$$\frac{V_L(P_L)}{V_{AB1(ef)}} = \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega_{AB}^2 L_r C_S)^2 + \left(\frac{\omega_{AB} L_L}{R_L(P_L)}\right)^2}} \quad (2.10)$$

Reescrevendo a tensão $V_{AB1(ef)}$ em função da tensão V_b , tem-se (2.11).

$$V_{AB1(ef)} = \frac{\sqrt{2}nV_b}{\pi} \quad (2.11)$$

De posse de (2.10) e de (2.11) é possível obter uma nova expressão de segunda ordem, definida em (2.12), que apresenta como variável o parâmetro V_b .

$$\frac{2n^2 V_b^2}{\pi^2} - V_L(P_L)^2 \left[(1 - \omega_{AB}^2 L_r C_p)^2 + \left(\frac{\omega_{AB} L_r}{R_L(P_L)} \right)^2 \right] = 0 \quad (2.12)$$

A solução de (2.12) indica qual é o valor de tensão V_b necessário para processar determinada potência na lâmpada. De acordo com essa equação, a variável V_b pode ser determinada em função dos parâmetros do modelo obtidos para a lâmpada, do filtro ressonante e da frequência do circuito do inversor. A Figura 2.10 mostra a solução analítica do problema em conjunto com os resultados de simulação e experimentais do protótipo.

Esse resultado é importante, pois, além de validar o estudo analítico, comprova que o modelo adotado para a simulação da lâmpada fluorescente produz resultados coerentes com os dados experimentais. Com o estudo dessa técnica de dimerização, uma nova estrutura de reator eletrônico poderia ser proposta, com a utilização de um estágio pré-regulador de FP com controle da tensão de saída.

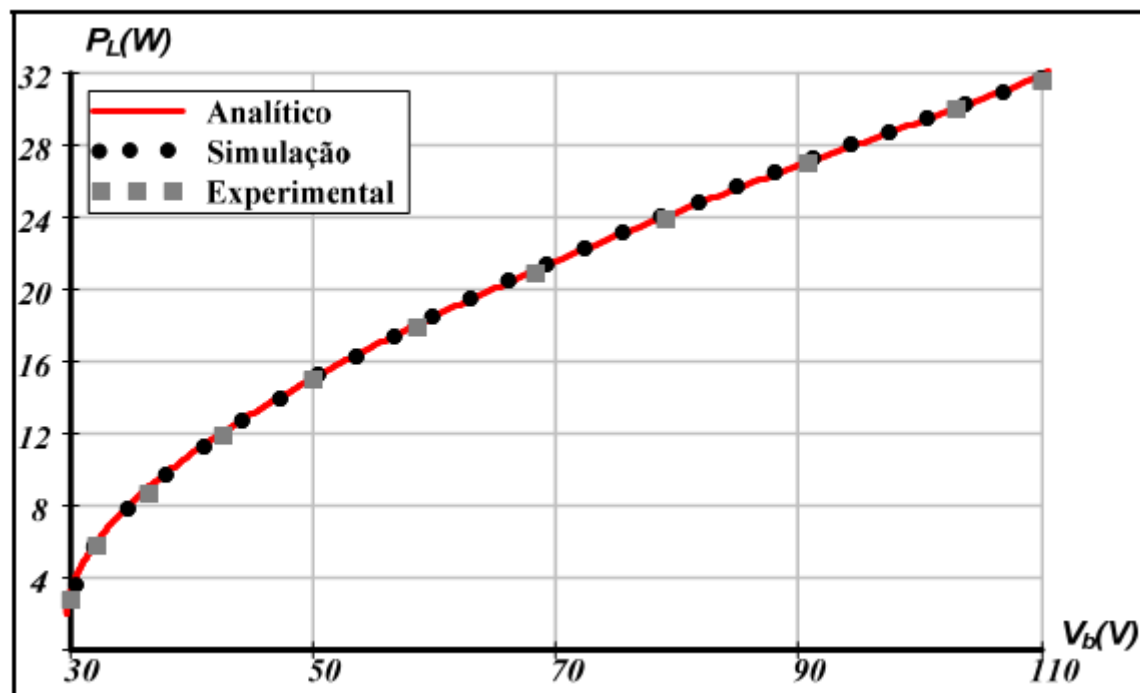


Figura 2.10 – Relação entre potência processada e tensão V_b .

2.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, foi apresentado o modelo utilizado em simulação para representar o comportamento da lâmpada fluorescente.

Sem este modelo, não seria possível realizar a simulação computacional, que permite emular o comportamento do sistema proposto quando variando a sua luminosidade.

CAPÍTULO 3

CARACTERÍSTICAS OPERACIONAIS E CONSTRUTIVAS DOS REATORES ELETRÔNICO

3.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

As lâmpadas fluorescentes estão entre as fontes de iluminação mais populares. Isto acontece devido à sua maior eficiência luminosa e maior vida útil, se comparada às lâmpadas incandescentes, justificando assim a atenção especial que vêm recebendo. Entretanto, estas lâmpadas precisam de um elemento estabilizador que limite sua corrente de operação, e proporcione a tensão necessária para sua ignição. Estas características necessárias para o funcionamento das lâmpadas têm sido obtidas com a utilização de reatores magnéticos. Apesar de seu baixo custo, estes reatores apresentam grande peso e volume, baixo fator de potência e cintilações luminosas.

A utilização de reatores eletrônicos, operando em alta frequência, proporciona um aumento da eficiência luminosa, além do que o ruído audível e as cintilações luminosas são eliminados. Pode-se ainda, construir esses reatores eletrônicos para apresentar um alto fator de potência e uma baixa taxa de distorção harmônica.

3.2 - REATORES ELTRÔNICOS PARA LÂMPADAS FLUORESCENTES

Embora a solução utilizando reatores eletrônicos seja mais complexa, menos robusta e tenha um custo inicial maior, esta torna-se atrativa pelo fato do sistema apresentar maior eficiência, proporcionando assim, uma economia de energia elétrica a médio e a longo prazo em relação aos sistemas com reatores eletromagnéticos (KAISER et al., 2006).

Os reatores eletrônicos podem ser classificados de acordo com o método de ignição da lâmpada, a potência capaz de fornecer à carga (lâmpadas), pela presença de estágio de correção de fator de potência, pela capacidade de controlar a intensidade luminosa da lâmpada e por apresentar a possibilidade de comunicação com outras estruturas através de um protocolo específico. A norma vigente no Brasil para os reatores eletrônicos é a NBR14418 – Prescrições de desempenho (KAISER, 1998). A Figura 3.1 ilustra o diagrama de blocos de um típico reator eletrônico com alto fator de potência.

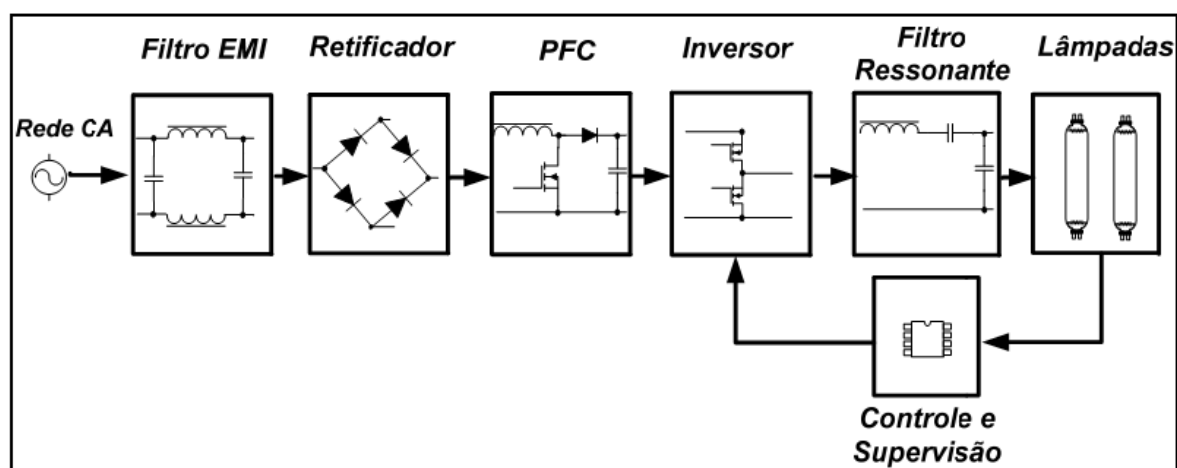


Figura 3.1 – Diagrama de blocos de um reator eletrônico com alto fator de potência.

Em relação aos estágios inversores empregados nos reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes, o inversor ressonante Meia-Ponte merece destaque, por ser o conversor adotado

no desenvolvimento deste trabalho, e também por ser o mais difundido no setor industrial. Este fato é devido à sua robustez, simplicidade, por apresentar a condição de comutação suave do tipo ZVS nos interruptores, e principalmente pelo baixo custo (KAISER et al., 2006). A Figura 3.2 representa o diagrama simplificado do conversor.

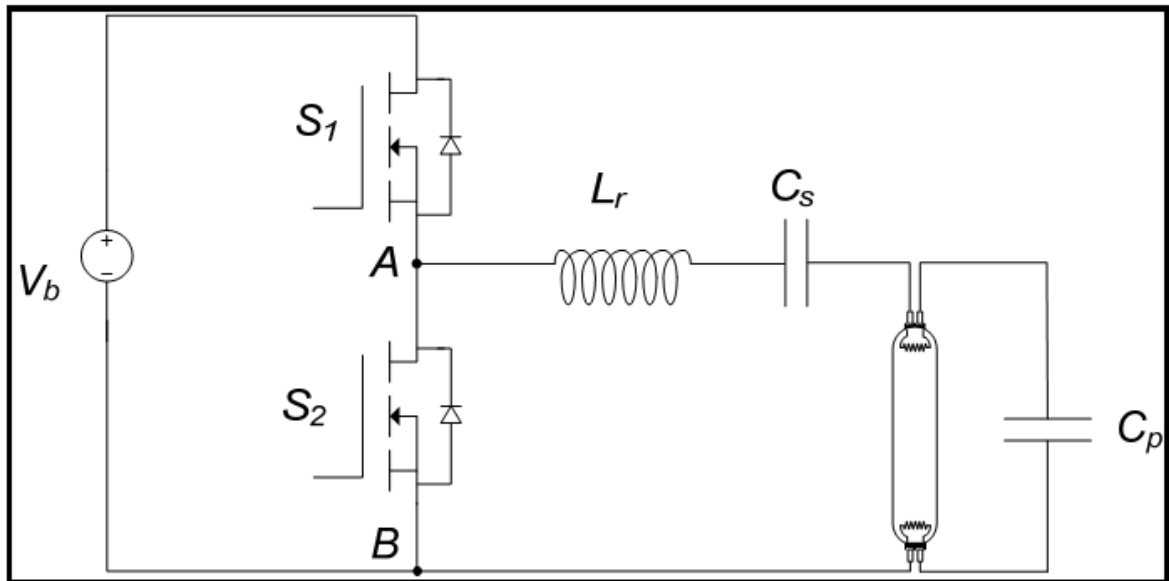


Figura 3.2 – Inversor ressonante meia-ponte ZVS.

Pelo arranjo dos interruptores S_1 e S_2 , observa-se que seu funcionamento deve ser de forma complementar, e que os valores de tensão que os interruptores devem suportar não ultrapassam o valor da tensão do barramento (V_b). Desta forma, a tensão aplicada aos pontos A e B é do tipo retangular de amplitude V_b , que pode ser decomposta em componentes de alta frequência, para melhor compreensão das características do filtro ressonante (KAISER, 1998).

De acordo com o mesmo autor, o circuito ressonante do tipo LCC que compõe a carga do inversor é formado por um indutor ressonante (L_r), capacitor série de bloqueio (C_s) e capacitor paralelo (C_p). A escolha da configuração do filtro deve-se à sua capacidade de proporcionar adequadamente os níveis de tensão e de corrente a serem processados na

lâmpada, no decorrer de suas etapas de operação, inclusive nas condições de variação do nível de luminosidade.

3.3 - ESTÁGIO DE CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

Com as normas técnicas, regulamentando a utilização dos reatores eletrônicos quanto à qualidade da energia elétrica e o conteúdo harmônico da corrente de entrada, existe a necessidade da inserção de um estágio de correção do fator de potência ao reator. No Brasil, a Portaria nº188 do INMETRO, no seu artigo 6º, proibiu desde janeiro de 2005 o uso de reatores eletrônicos com baixo FP em lâmpadas fluorescentes tubulares, cuja potência total consumida seja igual ou superior a 56W (WAKABAYASHI & CANESIN, 2003).

Vários trabalhos têm sido desenvolvidos com o intuito de se propor estruturas capazes de propiciar o aumento do fator de potência de tais dispositivos. Nesses trabalhos, são exploradas duas técnicas de correção do fator de potência, a ativa e a passiva. Entre as soluções passivas, o emprego de topologias baseadas no filtro “valley-fill” e no conceito “charge-pump” apresentam-se como uma alternativa de custo reduzido, simples e elevado grau de confiabilidade. Já as soluções ativas, por exemplo, conversores “boost”, “buck-boost” e “sepic”, possuem custo mais elevado, menor confiabilidade, e podem apresentar como característica indesejável, um elevado valor de corrente ou de tensão nos interruptores. Entretanto, em reatores com controle de luminosidade, o emprego dessa técnica apresenta resultados satisfatórios (WAKABAYASHI & CANESIN, 2003; WAKABAYASHI & CANESIN, 2004; WAKABAYASHI & CANESIN, 2005).

Na operação de dimerização, nem todas as configurações do filtro “valley-fill” e “charge-pump” atendem à norma quanto à distorção harmônica da corrente de entrada. Além

disso, podem apresentar problemas em relação ao fator de crista da corrente da lâmpada, devido principalmente à variação da tensão do barramento CC, decorrente da característica de operação das topologias. Para resolver tais inconvenientes, diferentes propostas têm sido desenvolvidas. Entre as soluções apresentadas, destacam-se as alterações na topologia original do filtro, e a concepção de novas estratégias de controle do estágio inversor, as quais comprometem a característica de simplicidade e baixo custo das topologias (YOUNG, 1992; HAUSMANN, 2000; SONG et al., 2001; SEIDEL et al., 2003).

A correção ativa propicia uma tensão de barramento CC praticamente constante para toda a faixa de potência processada pela lâmpada. Este fato minimiza o problema de FC presente na técnica de correção passiva. O uso do reator com duplo estágio é bastante difundido, pois além de excelentes resultados, é possível reduzir os elementos reativos necessários ao estágio retificador, em termos de volume, peso e custo decorrentes do uso de frequências mais elevadas (WU et al., 1998; PEREIRA, 2003; CHIU et al., 2005).

Outra proposta, para correção ativa de fator de potência em reatores eletrônicos dimerizáveis é baseada em conversores de estágio único. O objetivo principal dessas estruturas é a redução de custos, uma vez que o número de componentes necessários é geralmente menor, quando comparado à reatores com estágio PFC convencional. A integração do estágio PFC com o inversor é obtida com o compartilhamento de um mesmo interruptor, acarretando na redução do número total de semicondutores e do circuito de controle da estrutura. Entretanto, em função do compartilhamento do circuito de controle, a correção do FP fica comprometida e valores elevados de corrente são verificados nos semicondutores empregados (ALVES, 1996; MOO et al., 1999; HUI et al., 2001).

Os consumidores residenciais vêm adquirindo consciência da importância da racionalização do uso da energia elétrica, devido ao aumento das tarifas e à possibilidades de escassez de energia elétrica, caso não haja economia. Portanto, os consumidores têm procurado por produtos com maior eficiência, até mesmo a custo mais alto. Nesse contexto, as lâmpadas fluorescentes estão se tornando uma fonte de iluminação cada vez mais popular, devido à sua maior eficiência luminosa e maior vida útil, se comparadas às lâmpadas incandescentes (ALVES, 1996).

De acordo com o mesmo autor, em consequência do grande crescimento da utilização das lâmpadas fluorescentes, as mesmas se tornaram uma importante carga para o sistema de energia. Os reatores eletrônicos até então apresentavam baixo fator de potência e alta taxa de distorção harmônica, sendo um elemento significativo na perda de qualidade do sistema de energia.

Para melhorar o fator de qualidade dos reatores eletrônicos, foi incorporado aos mesmos um estágio de correção do fator de potência. Nesse item, serão apresentadas as topologias mais utilizadas para a correção do fator de potência.

Um alto fator de potência é obtido quando a corrente de entrada de um equipamento é senoidal e está em fase com a tensão. Distorções na forma de onda da corrente e defasamento da corrente em relação à tensão provocam redução no fator de potência (MORAIS, 2004).

Segundo o mesmo autor, o estágio de correção do fator de potência tem como objetivo fazer com que a corrente acompanhe a forma de onda da tensão de entrada, obtendo um alto fator de potência. Outra importante aplicação que esse estágio pode ter é controlar o nível de tensão no barramento CC, que é alimentado por ele.

Os reatores eletrônicos sem correção do fator de potência apresentam como estágio de entrada uma ponte retificadora a diodos, seguida por um capacitor de filtragem. Quando a tensão da rede fica maior que a tensão no capacitor de filtro, os diodos conduzem. Como não há elemento limitador de corrente, a carga do capacitor ocorre num tempo muito curto, provocando altos picos de corrente (BEDIN, 2008).

A Figura 3.3 mostra o circuito utilizado nos reatores eletrônicos, sem correção de fator de potência e sua forma de onda. Este circuito apresenta baixo fator de potência e alta distorção harmônica.

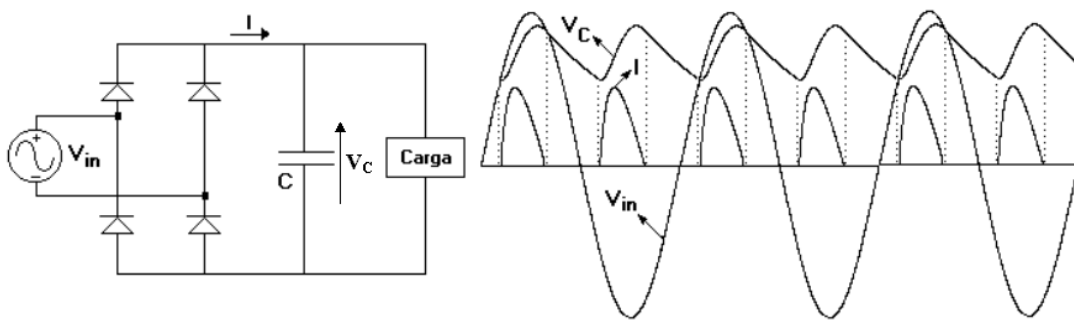


Figura 3.3– Representação de um circuito retificador e suas formas de ondas.

3.3.1 - ESTÁGIO DE CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO O CONVERSOR BOOST

Uma das topologias mais utilizadas para correção do fator de potência é a topologia “Boost” (Figura 3.4), devido à sua corrente de entrada ser contínua quando operada em modo de condução contínua. Esse conversor opera da seguinte forma: quando a chave é ligada, a tensão de entrada é aplicada ao indutor, o diodo fica reversamente polarizado. Acumula-se

energia no indutor, que será enviada ao capacitor e à carga, quando a chave for desligada (MORAIS, 2004).

Segundo o mesmo autor, uma das características básicas desse conversor é a elevação de tensão na saída. Isso ocorre quando a chave que abre o indutor deve ser desmagnetizada, caso contrário sua corrente aumenta indefinidamente, idealmente falando. Para que a desmagnetização do indutor ocorra, sua tensão deve inverter, e isso só ocorre se a tensão do capacitor for maior que a tensão de entrada.

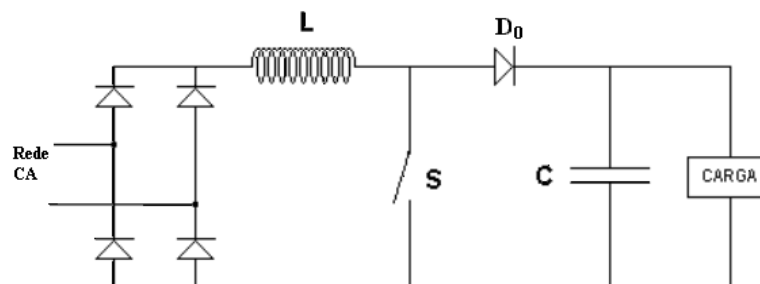


Figura 3.4– Configuração básica do conversor Boost.

3.3.1.1 - CONVERSOR BOOST OPERANDO EM MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA (CCM)

O conversor “Boost”, operando em modo de condução contínua, permite a regulação de tensão no barramento CC simultaneamente à correção do fator de potência. Isto é possível utilizando de um circuito de controle com realimentação da tensão do barramento CC, da tensão de entrada e corrente de entrada (PUTKAMER, 2008).

De acordo com o mesmo autor, como no modo de operação contínua, a corrente não vai à zero a cada período de chaveamento, assim é possível, através da variação da razão cíclica ou da frequência de chaveamento, fazer a corrente de entrada acompanhar a tensão de entrada, isto com um controle adequado.

A Figura 3.5 representa o conversor “Boost” com o circuito de controle realimentado. As linhas tracejadas com setas apontando para o circuito de controle representam as amostras de tensão e corrente utilizadas pelo circuito de controle. A linha tracejada com setas saindo do circuito de controle é para o acionamento da chave.

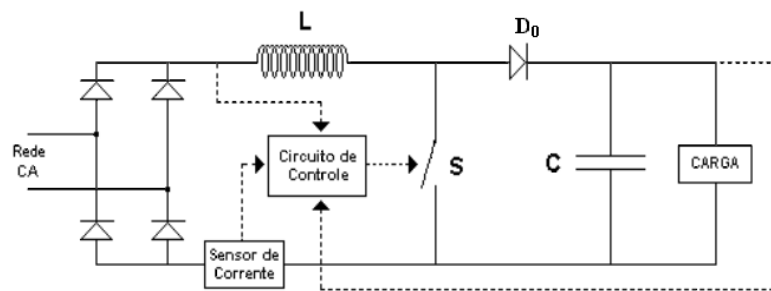


Figura 3.5– Circuito de controle para um conversor “Boost” operando em modo contínuo.

O indutor do conversor “Boost” pode ser calculado pela equação (3.1), apresentada em (YOUNG, 1992).

$$L_{Boost} = \frac{25000}{f_S \cdot P_{in}} (H) \quad (3.1)$$

Sendo: f_S a frequência de chaveamento do conversor, e P_{in} a potência de entrada.

As principais técnicas de controle utilizadas para correção de fator de potência nos conversores “Boost” são, de acordo com YOUNG (1992):

a) Controle pelo pico de corrente

Esse controle utiliza um sinal de referência senoidal em fase com a tensão de entrada, sendo a amplitude desse sinal função da tensão no capacitor de carga, permitindo a regulação da tensão no capacitor.

Quando a chave do conversor “Boost” fecha, a corrente de entrada cresce até atingir o valor do sinal de referência, nesse instante a chave abre, decrescendo a corrente de entrada. O fechamento da chave é determinado pela própria frequência de chaveamento.

A oscilação da corrente de entrada próxima da corrente de referência faz com que o conversor apresente alto fator de potência, sem a necessidade de filtros. Entretanto, esse método apresenta distorção da corrente quando próxima de zero.

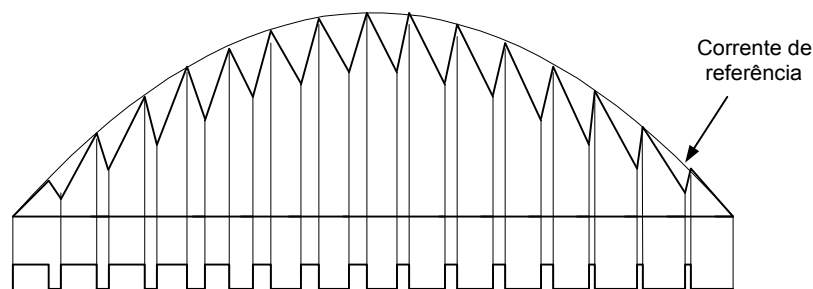


Figura 3.6– Forma de onda da corrente utilizando controle pela corrente de pico.

b) Controle pela modulação por histerese

Esse controle cria duas correntes de referência senoidais, em fase com a tensão de entrada, mas com amplitudes diferentes, gerando uma faixa de correntes denominada de faixa de histerese, como mostra a Figura 3.7. Quando a corrente de entrada tende a ficar maior que o valor máximo da faixa de histerese, a chave abre, a corrente decresce até alcançar o valor inferior da faixa de histerese, ocorrendo nesse instante o fechamento da chave.

A modulação por histerese possibilita o controle da amplitude da oscilação da corrente. Entretanto, a frequência de chaveamento torna-se variável.

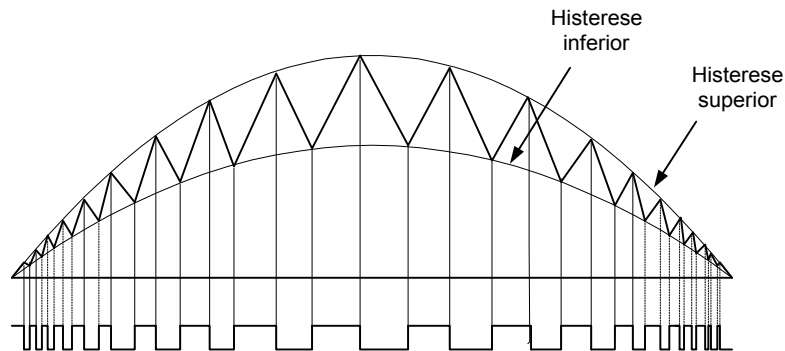


Figura 3.7– Forma de onda da corrente utilizando controle com modulação por histerese.

c) Controle utilizando modulação por largura de pulso (PWM) senoidal

Esta técnica de controle consiste em variar o tempo de bloqueio ou condução da chave, senoidalmente, obtendo a abertura ou fechamento da chave pela comparação de uma onda triangular ou dente de serra, com uma onda senoidal, fazendo com que a razão cíclica tenha uma variação senoidal. A Figura 3.8 representa o comportamento desse tipo de modulação.

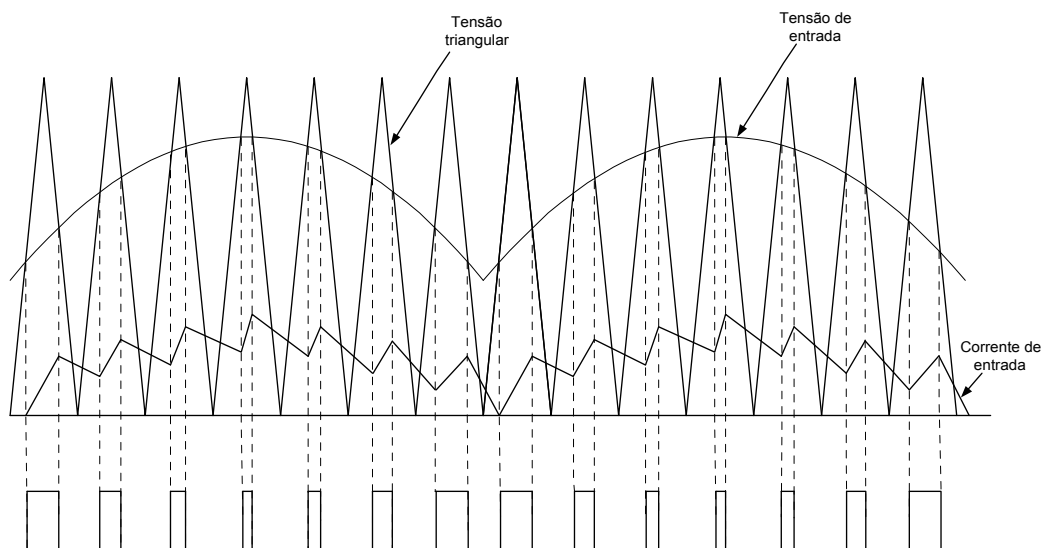


Figura 3.8– Formas de ondas utilizando a modulação por largura de pulso.

3.3.1.2 - “BOOST” OPERANDO EM MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA (DCM)

O conversor “Boost”, operando em modo de condução descontínua com razão cíclica fixa, não permite a regulação de tensão no barramento CC. Já a correção do fator de potência pode existir, quando esse conversor vem acompanhado por um filtro (BEDIN, 2008).

A Figura 3.9 mostra a forma de onda da corrente para o conversor “Boost”, quando operando em modo de condução descontínua.

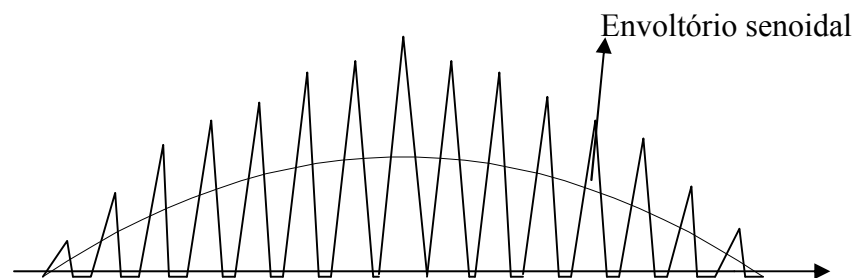


Figura 3.9– Formas de ondas da corrente num conversor “Boost” operando em DCM.

A frequência de operação do conversor é bem superior à frequência da rede de alimentação. Dessa forma, para um período de chaveamento, a tensão de entrada pode ser considerada constante. No momento que a chave fecha, a corrente passa a crescer linearmente no indutor, sendo sua taxa de crescimento proporcional à tensão de entrada. Com a abertura

da chave, a corrente decresce chegando à zero, caracterizando a operação em modo descontínuo (BEDIN, 2008).

Garantindo que a corrente no indutor mantém a descontinuidade durante todo o período da tensão de entrada, pode-se afirmar que a amplitude da corrente no indutor possui um envoltório senoidal e em fase com a tensão de entrada. Isso ocorre devido à proporcionalidade da taxa de crescimento da corrente no indutor com a tensão de entrada. Para que a forma de onda de corrente no indutor mantenha a proporcionalidade com a forma de onda da tensão de entrada, o período de condução da chave deve ser constante, ou seja, a razão cíclica deve permanecer constante (PUTKAMER, 2008).

A corrente fornecida pelo conversor “Boost”, quando operando em DCM, apresenta alta componente harmônica na frequência de chaveamento e nas frequências múltiplas. Para atenuar essas componentes harmônicas de alta frequência, utiliza-se um filtro passa baixa (KAISER, 1988).

De acordo com o mesmo autor, o conversor “Boost”, operando em modo de condução descontínua, operando com uma carga constante, não necessita das realimentações de tensões e de corrente, o circuito de controle perde toda sua complexidade, reduzindo-se a um gerador de pulsos numa frequência constante com razão cíclica constante.

Os reatores eletrônicos são projetados para alimentar cargas constantes, que são as lâmpadas fluorescentes. Esses reatores também suportam pequenas variações de tensão no barramento CC devido à própria flexibilidade da lâmpada. Em decorrência dessas particularidades dos reatores eletrônicos, o estágio de correção do fator de potência pode operar em modo de condução descontínua (KAISER et al., 2006).

A Figura 3.10 mostra o conversor “Boost” com o circuito de controle, ressaltando a não utilização das malhas de realimentação pelo controle.

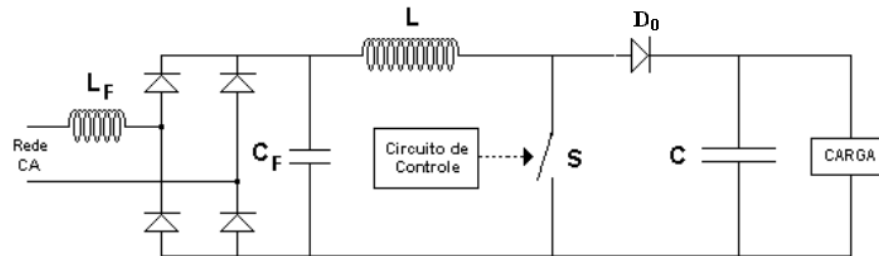


Figura 3.10– Circuito de controle para um conversor “Boost” operando em DCM.

O indutor de “Boost”, quando operado em DCM, é calculado pela equação (3.2) (ver apêndice A).

$$L_{Boost} = \frac{V_{inpk}^2 \cdot D^2 \cdot \eta}{2 \cdot f_S \cdot P_0} \quad (3.2)$$

Sendo: V_{inpk} a tensão de pico da entrada; f_S a frequência de chaveamento; D a razão cíclica; η o rendimento e P_0 a potência de saída do conversor.

3.4 - ESTÁGIO INVERSOR

A utilização dos reatores eletrônicos, operando em alta frequência, proporciona a redução do tamanho e custo dos indutores e capacitores do circuito de estabilização da lâmpada. Os ruídos audíveis são eliminados quando o circuito operar com frequência de chaveamento acima de 20 kHz. A cintilação luminosa decresce, e é praticamente eliminada com o aumento da frequência de chaveamento. As lâmpadas fluorescentes tubulares

apresentam um aumento da sua eficiência luminosa de até 30%, quando operadas em alta frequência (KAISER et al., 2006).

De acordo com os mesmos autores, em função das vantagens apresentadas anteriormente, o circuito inversor deve operar com frequência superior a 20 kHz. Devido ao aumento das perdas por chaveamento e da possibilidade de interferência nos sinais de rádio frequência, projeta-se os inversores com frequência de até 50kHz.

Existem diversas topologias de inversores que podem ser utilizadas nos reatores eletrônicos. Abaixo segue-se um sucinto comentário sobre as topologias mais comuns.

3.4.1 - INVERSOR EM PONTE COMPLETA (“FULL-BRIDGE”)

O inversor "Full-Bridge" é composto por quatro chaves (3.11). Projetando-se o circuito de estabilização para apresentar uma reatância indutiva na frequência de chaveamento, obtém-se a abertura das chaves com tensão nula (ZVS). Esse inversor opera da seguinte forma: todas as chaves funcionam na mesma frequência e com razão cíclica constante igual à meio. Fecham-se as chaves M1 e M4, aplicando a tensão de entrada sobre o circuito de estabilização. Transcorrido seu período de condução, as chaves M1 e M4 se abrem. Se o circuito de estabilização apresentar uma reatância indutiva, a corrente passará a circular pelos diodos intrínsecos das chaves M2 e M3. Após um pequeno intervalo de tempo, necessário para evitar o curto-circuito do braço do inversor, as chaves M2 e M3 fecham com tensão nula, devido à condução de seus diodos intrínsecos (PEREIRA, 2003).

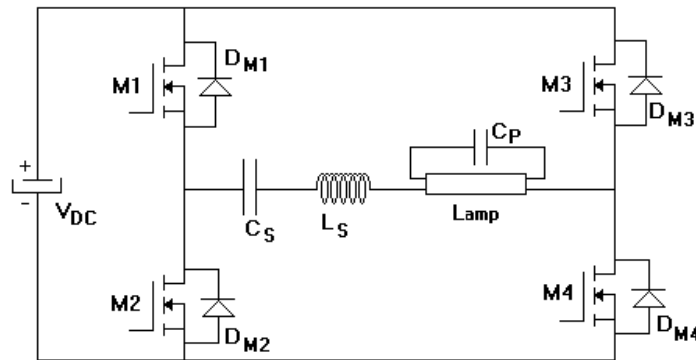


Figura 3.11– Inversor "Full-Bridge".

No projeto dos reatores eletrônicos, busca-se sempre minimizar os custos sem perder a qualidade. O conversor "Full-Bridge", por apresentar quatro chaves, possui um custo elevado, sendo sua utilização economicamente viável para potências bem superiores às utilizadas nos reatores eletrônicos (PEREIRA, 2003).

3.4.2 - INVERSOR MEIA-PONTE ("HALF-BRIDGE")

Das topologias de inversores utilizadas nos reatores eletrônicos, a topologia Meia-Ponte ("Half-Bridge") é a mais empregada (Fig. 3.12).

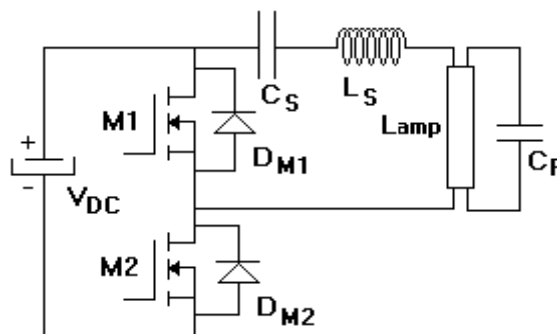


Fig. 3.12– Conversor "Half-Bridge".

Os circuitos de estabilização ressonantes são utilizados para fornecer a tensão necessária para a partida das lâmpadas fluorescentes, além de limitar os níveis de corrente nas mesmas. Esse circuito, quando projetado adequadamente, apresenta uma reatância indutiva na frequência de chaveamento, possibilitando que as chaves do conversor Meia-Ponte operem em modo ZVS (MORAIS, 2004).

3.4.2.1 - MODO DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR "HALF-BRIDGE"

A operação do conversor "Half-Bridge", alimentando um circuito ressonante com característica indutiva, é dividida em quatro etapas (MORAIS, 2004).

1ª Etapa: Figura 3.13 (a)

Inicia-se com o fechamento da chave M2. O circuito ressonante fica submetido à tensão contínua V_{DC} . A chave M2 opera com frequência e razão cíclica constantes, depois de transcorrido seu período de condução a chave M2 abre terminando essa etapa.

2ª Etapa: Figura 3.13 (b)

Com a abertura da chave M2, a corrente passa a circular pelo diodo em antiparalelo com a chave M1. Essa etapa caracteriza-se como uma etapa intermediária de curta duração.

3ª Etapa: Figura 3.13 (c)

Essa etapa inicia-se com o fechamento da chave M1 em modo ZVS. Transcorrido um curto intervalo de tempo, o circuito ressonante inverte a corrente que agora passa a circular pela chave M1.

4ª Etapa: Figura 3.13 (d)

Esta etapa tem início com a abertura da chave M1. A corrente passa a circular pelo diodo em antiparalelo com a chave M2. Esta etapa termina com o fechamento da chave M2 em modo ZVS.

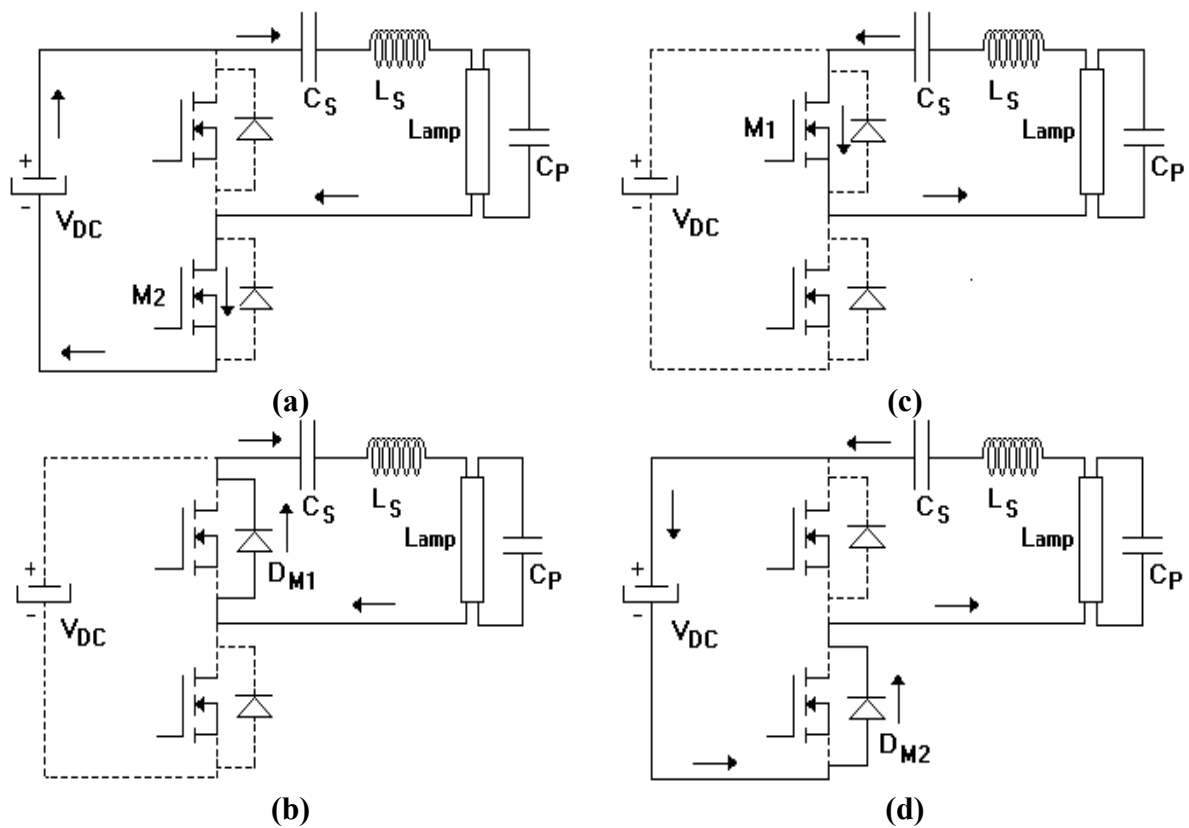


Figura 3.13– Etapas de operação do conversor "Half-Bridge".

A Figura 3.14 apresenta as formas de onda da tensão e corrente sobre o circuito ressonante.

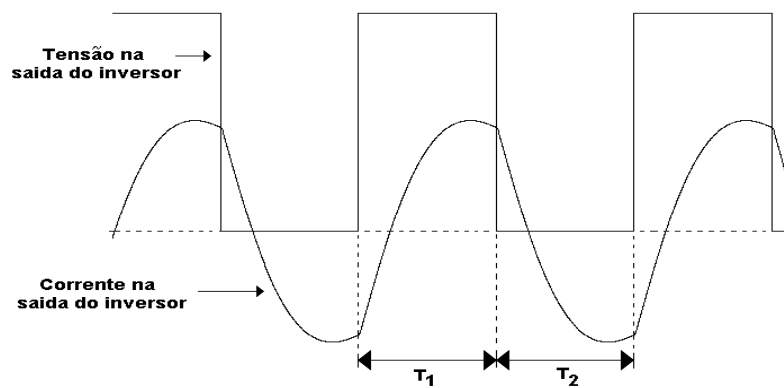


Figura 3.14– Tensão e corrente no circuito ressonante.

3.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi apresentada a arquitetura mais comum de um reator eletrônico, e neste contexto, a importância do estágio de correção de fator de potência foi destacada.

Buscou-se entender o conversor “boost”, seus modos de operação e os diferentes métodos de controle.

Logo após, visualizaram-se todas as etapas de processamento de potência de um reator eletrônico de alto fator de potência.

Por fim, realizou-se um breve estudo das topologias de inversor mais comum para reatores eletrônicos.

CAPÍTULO 4

ANÁLISES DO PROCESSO DE PRÉ-AQUECIMENTO, IGNIÇÃO E DIMERIZAÇÃO DA LÂMPADA

4.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo será apresentado o estágio inversor e seus modos de operação. Analisar-se-á o seu comportamento na ignição e seus regimes de operação, além de uma análise da técnica de dimerização, variando a Frequência de comutação do inversor, a razão cíclica e a técnica combinada.

4.2 - ANÁLISE DA ETAPA DE IGNIÇÃO

Antes do início do processo de ignição, a lâmpada fluorescente pode ser modelada como uma impedância de valor infinito e com resistência de filamento desprezível, fazendo com que os capacitores C_s e C_p possam ser associados e substituídos pela sua capacitância resultante C_{eq} . O circuito do inversor, adotando as simplificações citadas no início do capítulo, passa a ser representado pela Figura 4.1 (ANDRÉ, 1997; FENGFENG et al., 2001).

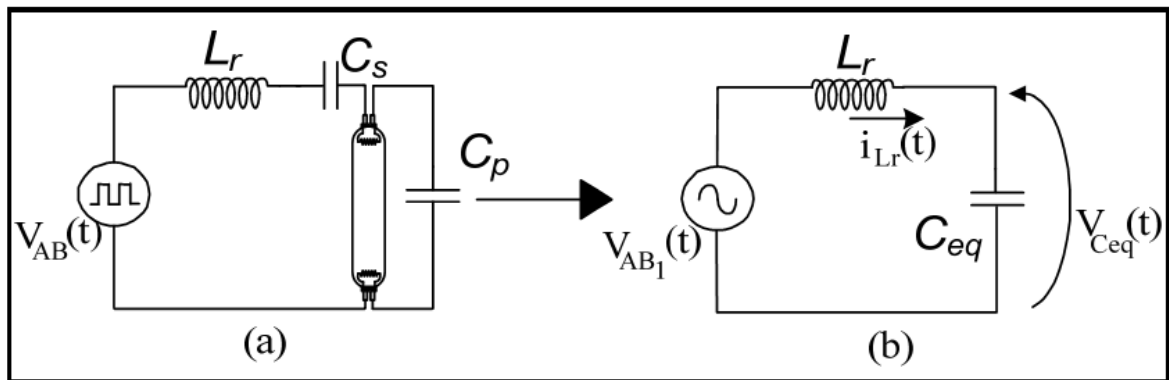


Figura 4.1 – Circuito equivalente do inversor antes da ignição da lâmpada.

Da Figura 4.1 (b) define-se a seguinte equação diferencial:

$$V_{AB_1}(t) = L_r C_{eq} \frac{d^2 v_{Ceq}(t)}{dt^2} + v_{Ceq}(t) \quad (4.1)$$

Sendo $V_{AB_1}(t) = V_{AB_1pk} \text{sen}(\omega_{AB} t)$

$$\omega_{AB} = 2\pi f_{AB}$$

f_{AB} = Frequência de comutação do inversor;

V_{AB_1pk} = valor de pico da componente fundamental da tensão aplicada

entre os pontos A e B da Figura 4.2.

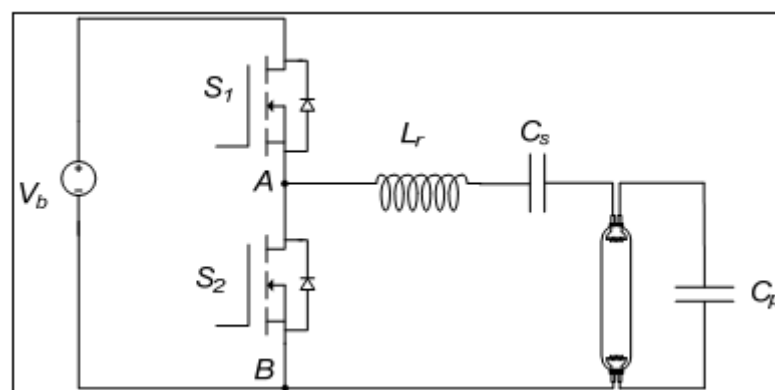


Figura 4.2 – Inversor ressonante meia-ponte ZVS.

A solução de (4.1) depende da relação entre a Frequência ω_{AB} e a Frequência de ressonância do par $L_r C_{eq}$, dada por (4.2).

$$\omega_{eq} = \frac{1}{\sqrt{L_r C_{eq}}} \quad (4.2)$$

Se as Frequências ω_{AB} e ω_{eq} forem iguais, a corrente $i_{Lr}(t)$ e a tensão $V_{cp}(t)$ decorrentes da solução de (4.1) são expressas como:

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_{AB, pk}}{2} \cdot C_{eq} \cdot \omega_{AB}^2 \cdot t \cdot \text{sen}(\omega_{AB} \cdot t) \quad (4.3)$$

$$v_{Cp}(t) = \frac{V_{AB, pk} \cdot C_{eq}}{2 \cdot C_p} [\text{sen}(\omega_{AB} \cdot t) - \omega_{AB} \cdot t \cdot \text{sen}(\omega_{AB} \cdot t)] \quad (4.4)$$

Resolvendo (4.1) para Frequências ω_{AB} e ω_{eq} distintas, encontram-se as seguintes soluções para $i_{Lr}(t)$ e $v_{Cp}(t)$:

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_{AB, pk} \cdot C_{eq}}{C_p} \cdot \left[\frac{\omega_{AB} \cdot C_{eq}^2}{\omega_{eq}^2 - \omega_{AB}^2} \right] \cdot [\cos(\omega_{AB} \cdot t) - \cos(\omega_{eq} \cdot t)] \quad (4.5)$$

$$v_{Cp}(t) = \frac{V_{AB, pk} \cdot C_{eq}}{C_p} \cdot \left[\frac{\omega_{eq}^2}{\omega_{eq}^2 - \omega_{AB}^2} \right] \cdot \left[\text{sen}(\omega_{AB} \cdot t) - \frac{\omega_{AB}}{\omega_{eq}} \text{sen}(\omega_{eq} \cdot t) \right] \quad (4.6)$$

O comportamento da tensão sobre a lâmpada no período de ignição, para diferentes relações entre ω_{AB} e ω_{eq} , pode ser verificado através da evolução da tensão sobre C_p ($V_{Cp}(t)$), que está representada na Figura 4.3.

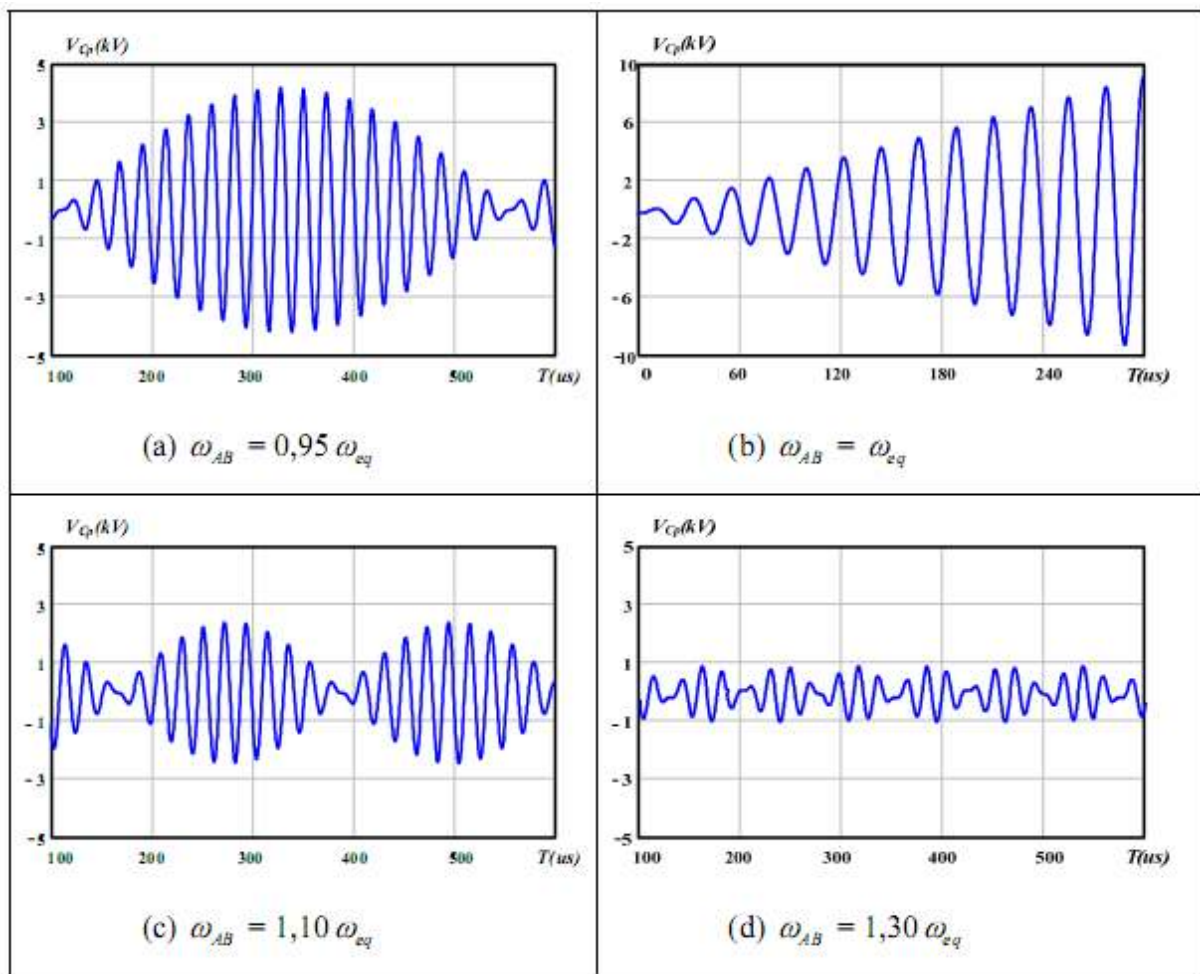


Figura 4.3 – Tensão $V_{Cp}(t)$ para diferentes relações entre ω_{AB} e ω_{eq} .

Verifica-se que na situação onde $\omega_{AB} = \omega_{eq}$, a tensão $V_{Cp}(t)$ apresenta uma evolução temporal onde os valores de pico tendem ao infinito. Esse comportamento poderia ser utilizado para garantir a ignição da lâmpada, mas no caso onde a ignição da lâmpada falhar sem a presença de um circuito de proteção, os níveis de corrente e de tensão processados danificarão os componentes da estrutura.

Já no caso onde as Frequências ω_{AB} e ω_{eq} são distintas, percebe-se uma limitação dos valores de pico da tensão, devido à ocorrência do fenômeno denominado de batimento. Também se verifica que, baseando-se na Figura 4.3 (d), conforme a diferença entre ω_{AB} e ω_{eq}

aumenta, os valores de tensão aplicados sobre a lâmpada diminuem. Desta forma, assegura-se um valor limite que evita possíveis danos aos componentes da estrutura.

O caso representado pela Figura 4.3 (a) mostra a situação onde a carga apresenta característica capacitiva. Nessa situação, a corrente $i_{Lr}(t)$ está adiantada em relação à tensão $V_{AB}(t)$ e a comutação ZVS nos interruptores é perdida. Por essa razão, a relação entre as Frequências, onde $\omega_{AB} < \omega_{eq}$, não deve ser implementada.

Baseando-se nessa análise, é possível definir um procedimento de projeto, que estabeleça uma maneira de controlar a evolução da tensão $V_{Cp}(t)$ a níveis suficientes, para permitir a ignição da lâmpada em função da Frequência de comutação do inversor (ω_{AB}) em conjunto de uma estratégia de controle da energia fornecida aos filamentos na etapa de pré-aquecimento (ANDRÉ, 1997; FENGFENG et al., 2001).

4.3 - OPERAÇÃO EM REGIME PERMANENTE

Durante a descrição das etapas de funcionamento do circuito inversor, admite-se que todos os componentes são considerados ideais e que a operação dos interruptores S1 e S2 é realizada de forma complementar, com um pequeno tempo morto entre os sinais de comando (PEREIRA, 2003). As quatro etapas de operação do inversor e as principais formas de onda obtidas para um período de comutação são apresentadas na Fig. 4-4.

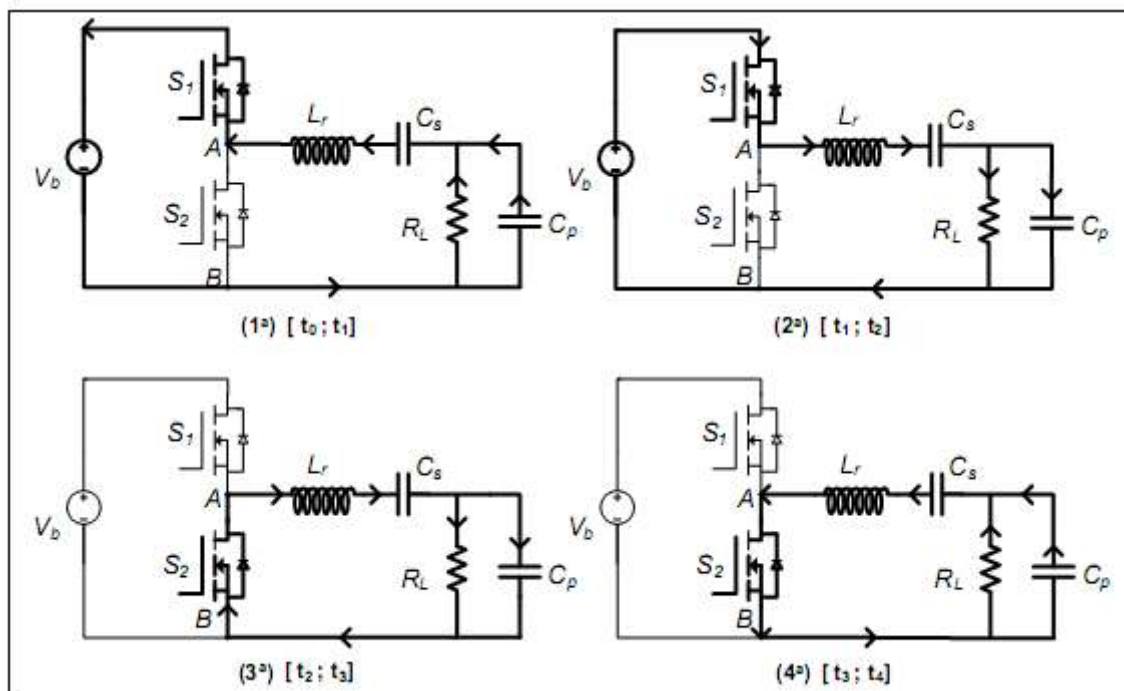


Fig. 4-4– Etapas de operação para um período de comutação.

Na sequência serão descritas as etapas de operação do circuito inversor. Nessa análise, a comutação suave do tipo ZVS é obtida em consequência da característica indutiva da carga, decorrente da relação entre a Frequência de comutação e a Frequência de ressonância do filtro (PEREIRA, 2003).

4.3.1 - PRIMEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO (T_0 A T_1)

Essa etapa tem início em $t = t_0$, com o bloqueio de S_2 e o comando para a entrada em condução de S_1 . O diodo intrínseco de S_1 entra em condução, devido ao sentido da corrente $i_{Lr}(t)$, fazendo com que a tensão sobre S_1 seja nula. A corrente $i_{Lr}(t)$ evolui, de forma ressonante, até se anular em $t = t_1$, iniciando a 2ª etapa de funcionamento do inversor.

4.3.2 - SEGUNDA ETAPA DE OPERAÇÃO (T_1 A T_2)

No instante t_1 , quando a corrente $i_{Lr}(t)$ inverte seu sentido, o interruptor S_1 entra em condução sob tensão nula. O interruptor S_1 conduz a corrente $i_{Lr}(t)$, que evolui de forma ressonante, até $t = t_2$, quando é comandado a bloquear. Em t_2 , a etapa é finalizada com o comando para o interruptor S_2 entrar em condução.

4.3.3 - TERCEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO (T_2 A T_3)

Durante essa etapa, apesar do interruptor S_2 estar habilitado a conduzir, o sentido da corrente $i_{Lr}(t)$ faz com que o diodo intrínseco de S_2 entre em condução, fazendo com que a tensão sobre S_2 seja nula. A 3ª etapa de funcionamento é encerrada em $t = t_3$, quando $i_{Lr}(t)$, se anula, levando o diodo intrínseco ao bloqueio.

4.3.4 - QUARTA ETAPA DE OPERAÇÃO (T_3 A T_4)

Essa etapa inicia-se no instante t_3 , quando a corrente no indutor L_r se anula e inverte de sentido, passando a circular por S_2 , caracterizando uma entrada em condução do tipo ZVS. A corrente $i_{Lr}(t)$ varia de forma ressonante até o fim da etapa em $t = t_4$, com o envio dos comandos para o bloqueio de S_2 e de entrada em condução para S_1 .

4.3.5 - FORMAS DE ONDA

Uma representação gráfica das etapas analisadas pode ser obtida, de forma a descrever o comportamento da corrente e da tensão nos principais elementos que compreendem o circuito do conjunto inversor e filtro ressonante. A Figura 4.5 sintetiza estas etapas de operação em

uma única figura, onde cada etapa de operação é representada por um intervalo de tempo descrito no eixo da abscissa. Dentre as formas de onda apresentadas, destaca-se a tensão e a corrente em cada um dos interruptores, comprovando a comutação do tipo ZVS. Como consequência, as perdas de comutação na entrada em condução dos interruptores são mínimas, caracterizando uma das vantagens dessa estrutura. Percebe-se ainda que a corrente $i_{Lr}(t)$ apresenta um atraso em relação à tensão V_{AB} , evidenciando o caráter indutivo do conjunto filtro ressonante e lâmpada fluorescente (PEREIRA, 2003).

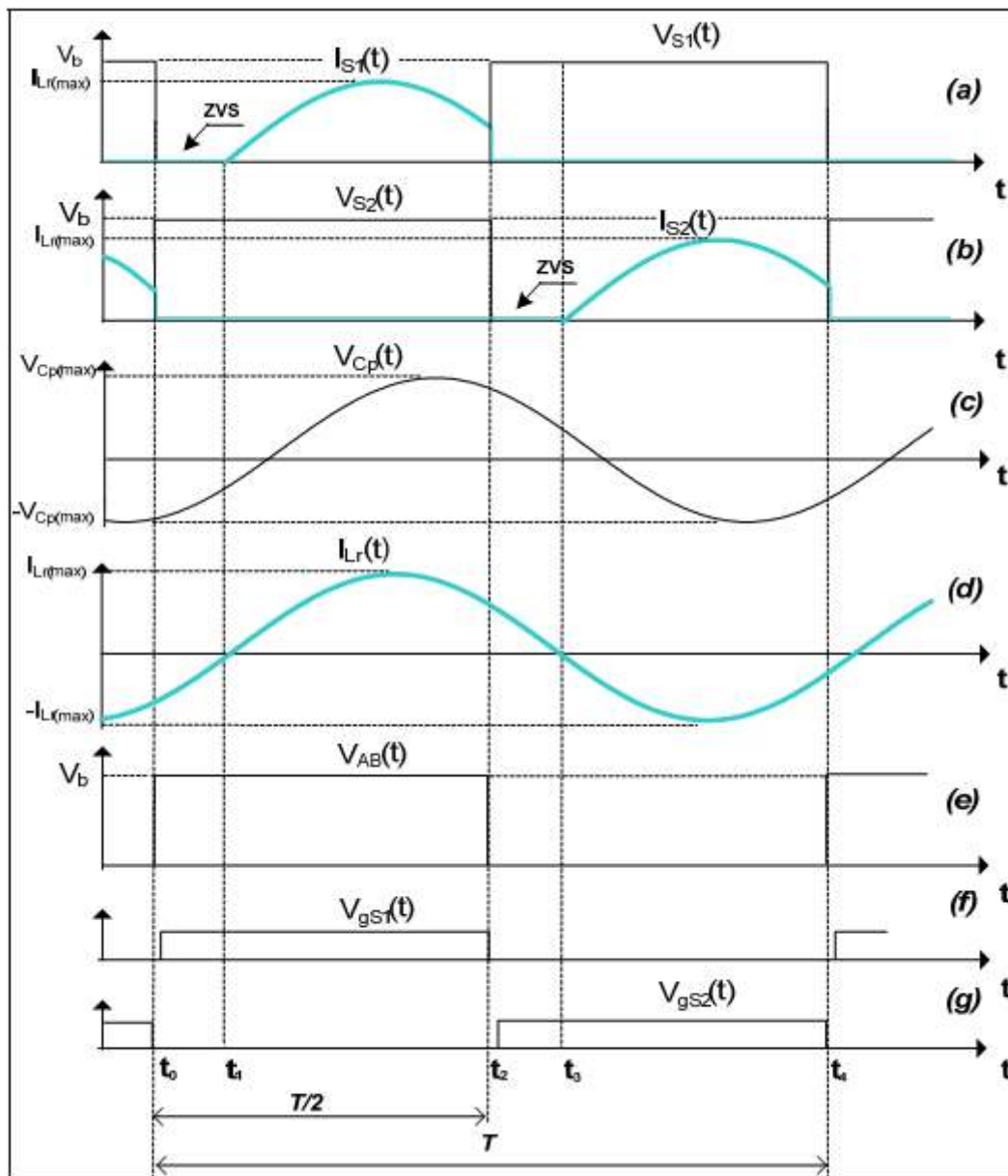


Figura 4.5 – Principais formas de onda do inversor ressonante Meia-Ponte ZVS.

4.4 - MÉTODOS DE DIMERIZAÇÃO

Para promover o controle da luminosidade de uma lâmpada fluorescente, precisa-se controlar a potência processada por esta lâmpada, devido às características dos reatores “boost” operando em modo de condução descontínua (DCM) ou crítica (CCM). Em DCM

pode-se controlar a potência fornecida pelo conversor à carga (lâmpada + filtro LCC) através da variação da Frequência de chaveamento ou da variação da razão cíclica. Uma terceira alternativa é a combinação das duas ações, ou seja, variar a Frequência e a razão cíclica. Um quarto caso seria em CCM com atuação no tempo de ON do “Boost”. Neste caso, a Frequência e a razão cíclica serão variáveis, e estará atuando-se na energia fornecida para a carga (OKUDE et al., 1992; MOO et al., 1999).

Aumentando-se a Frequência de chaveamento do conversor, a potência fornecida à lâmpada diminui, entretanto diferentemente de uma carga linear, a tensão sobre a lâmpada aumenta, quando a potência diminui (QIAN et al., 1999; MORAIS, 2004).

Já o controle por variação da razão cíclica consiste em comandar os interruptores M1 e M2 de modo complementar, assim, para diminuir a potência fornecida à lâmpada basta diminuir a razão cíclica do interruptor M1 e aumentar a razão cíclica do interruptor M2. Se inicialmente temos $DM1=0,45$ e $DM2=0,45$ para diminuir a potência na lâmpada podemos fazer, por exemplo, $DM1=0,35$ e $DM2=0,55$ operando de modo complementar os interruptores (HUI et al., 2001; MORAIS, 2004).

4.5 - ANÁLISE DA TÉCNICA DE DIMERIZAÇÃO ATRAVÉS DA VARIAÇÃO DA FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO DO INVERSOR.

Esse método consiste em variar a Frequência do estágio inversor, com a tensão de barramento e razão cíclica fixas, com a finalidade de obter diferentes níveis de luminosidade na lâmpada. A análise, baseada em WU et al. (1998), considera que a lâmpada está operando no regime permanente, ou seja, os transitórios de ignição e de estabelecimento do arco foram

ultrapassados. Utilizando o modelo para a lâmpada fluorescente obtido na seção 2.4 e as mesmas simplificações da análise anterior, o circuito equivalente do inversor pode ser representado pela Figura 4.6.

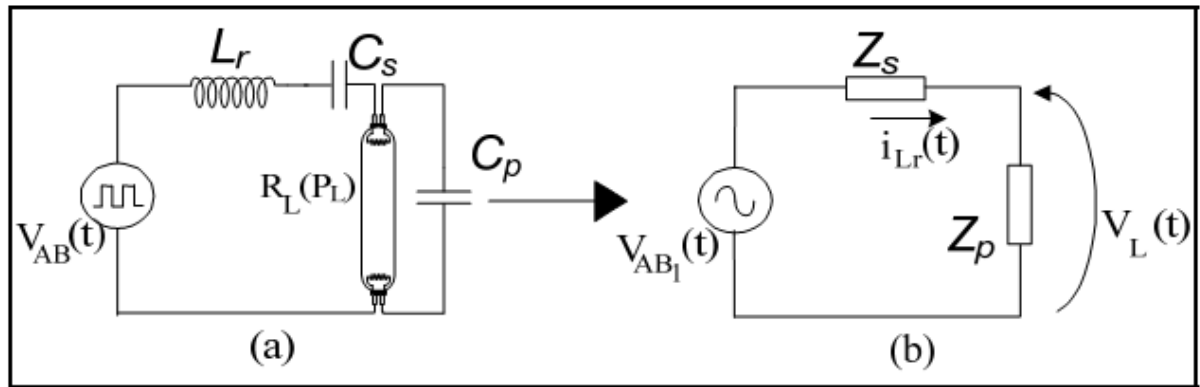


Figura 4.6 – Circuito equivalente do inversor em regime permanente.

Com o objetivo de determinar a faixa de variação da Frequência de comutação para a obtenção do controle de luminosidade desejado, e posteriormente desenvolver uma metodologia de projeto, inicialmente determina-se a tensão imposta pelo filtro à lâmpada, através das seguintes equações:

$$Z_T = Z_s + Z_p \tag{4.7}$$

$$\dot{V}_L = \frac{\dot{V}_{AB1} \cdot Z_p}{Z_T} = \dot{V}_{AB1} \cdot \frac{j \cdot \omega_{AB} \cdot C_s \cdot R_L \cdot (P_L)}{(1 - \omega_{AB}^2 \cdot L_r \cdot C_s) + j(\omega_{AB} \cdot R_L \cdot (P_L)) \cdot (C_s + C_p - \omega_{AB}^2 \cdot L_r \cdot C_s \cdot C_p)} \tag{4.8}$$

A Frequência de ressonância em regime permanente pode ser aproximada pela expressão (4.9), já que a impedância da lâmpada é muito menor que a impedância do capacitor C_p .

$$\omega_{rp} = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_s}} \tag{4.9}$$

Define-se f_n como a Frequência parametrizada, Z_0 como a impedância característica, representadas por (4.10) e (4.11), e n_c como a relação entre os capacitores C_s e C_p , representada pela equação (4.12).

$$f_n = \frac{\omega_{AB}}{\omega_{rp}} = \frac{f_{AB}}{f_{rp}} \quad (4.10)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_{eq}}} \quad (4.11)$$

$$n_c = \frac{C_s}{C_p} \quad (4.12)$$

Considerando que o módulo do ganho da equação (2.18) pode ser interpretado como a relação entre os valores eficazes das tensões $V_{AB1}(t)$ e $V_L(t)$ utilizando as equações (4.10), (4.11) e (4.12), obtém-se (4.13).

$$\frac{V_L(P_L)}{V_{AB1}(ef)} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1+n_c-f_n^2}{n_c}\right)^2 + \left(\frac{f_n^2 \cdot Z_0 - Z_0}{f_n R_L(P_L) \sqrt{n_c+1}}\right)^2}} \quad (4.13)$$

De posse de (4.13) é possível obter uma nova equação de sexta ordem, expressa em (4.14), que apresenta como variável o parâmetro f_n .

$$\begin{aligned} & \frac{1}{n_c^2} \cdot f_n^6 + \left(\frac{Z_0^2}{(n_c+1) R_L(P_L)^2} - \frac{2(n_c+1)}{n_c^2} \right) \cdot f_n^4 + \\ & + \left(\frac{(n_c+1)^2}{n_c^2} - \frac{2Z_0^2}{(n_c+1) R_L(P_L)^2} - \frac{V_{AB1}(ef)^2}{V_L(P_L)} \right) \cdot f_n^2 + \frac{Z_0^2}{(n_c+1) R_L(P_L)^2} = 0 \end{aligned} \quad (4.14)$$

A solução de (4.14) apresenta seis raízes, das quais apenas uma pode ser considerada como correta em função do modo de operação do controle de luminosidade adotado. Dessa forma, a solução da equação (4.14) representa o valor da Frequência de comutação para a obtenção da potência desejada durante o processo de controle de luminosidade. O valor do

parâmetro de controle f_n , e conseqüentemente da Frequência do inversor f_{AB} , pode ser determinado em função dos parâmetros do modelo adotado para a lâmpada, da impedância característica do filtro ressonante e do valor eficaz da componente fundamental de tensão aplicada entre os pontos A e B do circuito do inversor.

A Figura 4.7 mostra a relação entre a Frequência de comutação f_{AB} e a potência média processada, para diferentes soluções obtidas para os valores da impedância Z_0 . Para o projeto foram utilizadas duas lâmpadas fluorescente modelo T8-32W conectadas em série, e adotou-se o valor de 400V como tensão de barramento (V_b). Os valores de Z_0 foram calculados para se obter uma potência de 60W na Frequência de comutação de 55kHz. A metodologia de projeto para a obtenção das curvas será explorada na seção 6.2.2 do Capítulo 6.

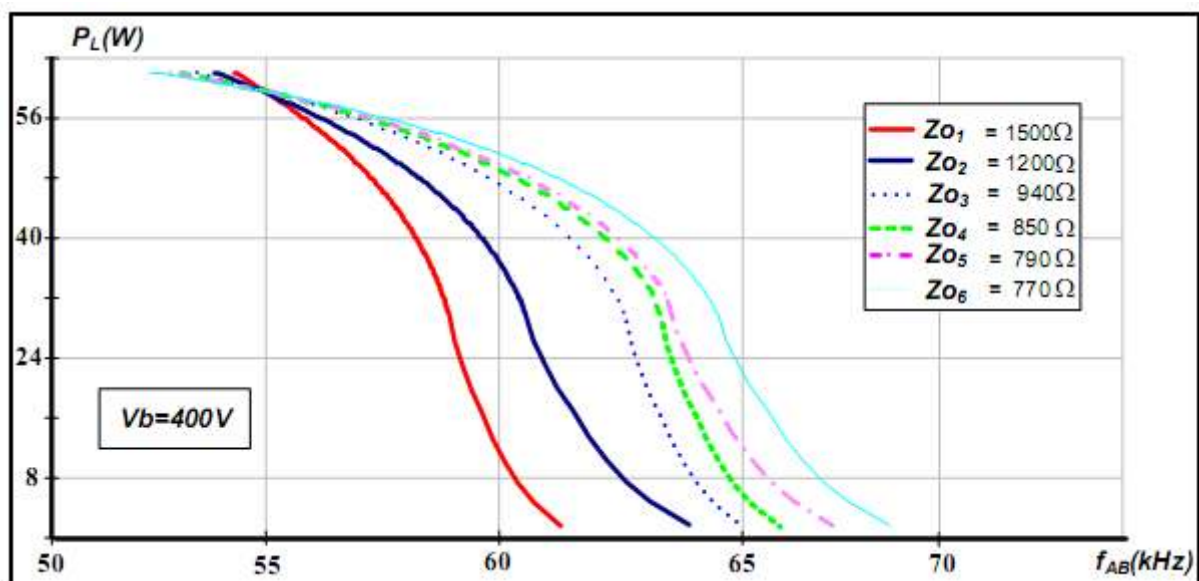


Figura 4.7 – Frequência de comutação em função da potência processada.

As curvas da Figura 4.7 podem auxiliar na escolha dos parâmetros do filtro ressonante. Observa-se que independente do valor de Z_0 adotado, para uma faixa acima de 50% da potência nominal, a potência processada pela lâmpada possui uma relação quase linear com a

Frequência de comutação. Já para as potências inferiores a 50%, as curvas apresentam uma inclinação mais acentuada, significando uma maior variação de potência com uma menor variação de Frequência. Essa característica é mais significativa para os maiores valores de Z_0 . Nesses casos, dependendo do circuito de controle implementado, em baixas potências a variação de luminosidade pode ser acentuada, devido à impossibilidade de se conseguir pequenas variações na Frequência de comutação do inversor, impossibilitando a escolha desses parâmetros (WAKABAYASHI & CANESIN, 2005).

Outra característica dessa técnica de dimerização é que ela pode ser melhorada adotando valores menores para Z_0 . Nesses casos, a faixa de variação de Frequência é maior e o nível de luminosidade em baixa potência torna-se menos sensível frente às variações de Frequência. Entretanto, questões referentes ao projeto dos elementos magnéticos, ao filtro de EMI e aos requisitos estipulados em norma devem ser verificadas com critério. Após a análise da Figura 4.7, fica evidente que a escolha do filtro recai a um valor intermediário de Z_0 que garanta um controle adequado do nível de luminosidade em baixa potência, sem comprometer outros fatores relacionados com as normas do setor e aos critérios que definem os componentes do reator (CHEN et al., 2005).

O estudo do comportamento da corrente $i_{Lr}(t)$ no processo de dimerização torna-se importante nesse tipo de estrutura. Uma das razões está relacionada com o projeto físico do indutor L_r , que depende dos patamares dessa corrente. A defasagem de $i_{Lr}(t)$ em relação à $V_{ABI}(t)$ também é um fator de interesse, pois viabiliza uma melhor análise da entrada em condução dos interruptores do conversor (TSENG et al., 2007). De forma semelhante à determinação da tensão imposta pelo filtro à lâmpada, tem-se a equação (4.15).

$$\dot{I}_{Lr} = \frac{\dot{V}_{AB_1}}{Z_t} = \dot{V}_{AB_1} \frac{-\omega_{AB}^2 R_L(P_L) C_p C_s + j\omega_{AB} C_s}{(1 - \omega_{AB}^2 L_r C_s) + j(\omega_{AB} R_L(P_L))(C_s + C_p - \omega_{AB}^2 L_r C_s C_p)} \quad (4.15)$$

Com o módulo de Z_t obtido pela multiplicação e divisão da equação (4.15) pelo conjugado de seu denominador, é possível obter o valor eficaz de $i_{Lr}(t)$ através de (4.16).

$$i_{Lr(ef)}(P_L) = V_{AB_1(ef)} \sqrt{\left(\frac{I_{LrA} I_{LrD} - I_{LrB} I_{LrC}}{I_{LrC}^2 + I_{LrD}^2} \right)^2 + \left(\frac{I_{LrB} I_{LrD} + I_{LrA} I_{LrC}}{I_{LrC}^2 + I_{LrD}^2} \right)^2} \quad (4.16)$$

Sendo $I_{LrA} = \omega_{AB}(P_L) C_s$

$$I_{LrB} = \omega_{AB}^2(P_L) R_L(P_L) C_p C_s$$

$$I_{LrC} = (1 - \omega_{AB}^2(P_L) L_r C_s)$$

$$I_{LrD} = (\omega_{AB}(P_L) R_L(P_L))(C_s + C_p + \omega_{AB}^2(P_L) L_r C_s C_p)$$

A fase entre a corrente $i_{Lr}(t)$ e a tensão $V_{AB_1}(t)$ φ pode ser determinada a partir de (4.17).

$$\varphi(P_L) = \frac{180^\circ}{\pi} \arctan \left(\frac{I_{LrB} I_{LrD} + I_{LrA} I_{LrC}}{I_{LrA} I_{LrD} - I_{LrB} I_{LrC}} \right) \quad (4.17)$$

A Figura 4.8 mostra o comportamento do valor da corrente eficaz de $i_{Lr}(t)$ em função da potência processada na lâmpada, para os valores de Z_0 de interesse.

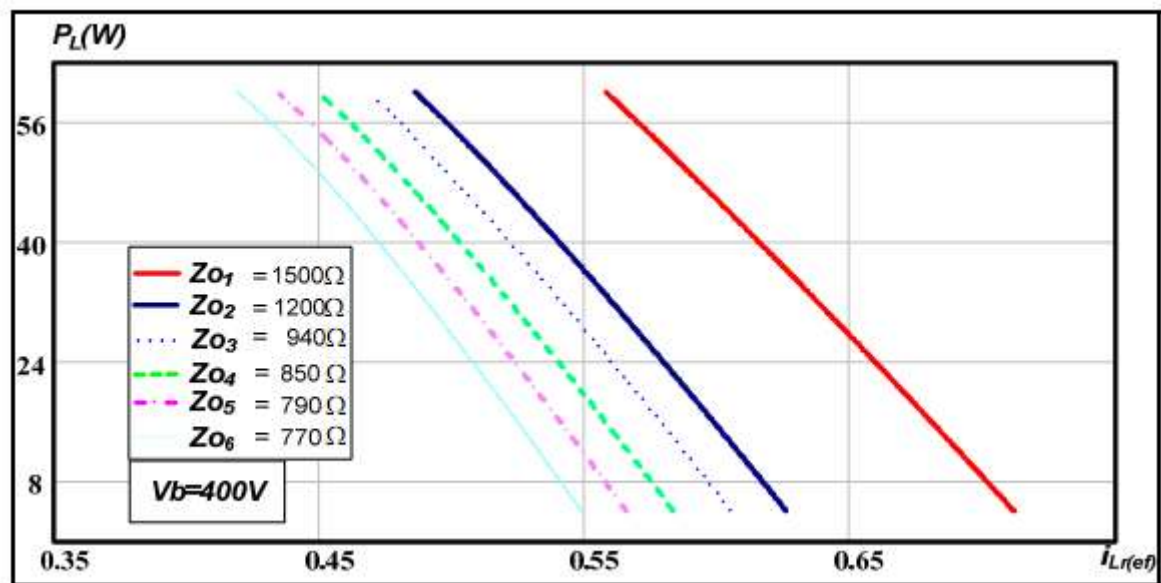


Figura 4.8 – Variação da corrente eficaz do indutor ressonante.

Verifica-se através da Figura 4.8 que independente do valor de Z_0 , o valor de $i_{Lr(ef)}$ não apresenta uma variação acentuada no processo de dimerização das lâmpadas. Essa característica deve-se ao fato de que a variação na Frequência de comutação provoca uma alteração no valor da impedância do conjunto filtro e lâmpada, reduzindo a potência ativa fornecida à lâmpada, enquanto que a potência aparente fornecida ao conjunto permanece praticamente constante. Portanto, como o valor de $i_{Lr(ef)}$ é um indicio da potência reativa processada pelo filtro, devem ser usados como critério de escolha dos parâmetros do filtro os valores de Z_0 que proporcionam os menores valores para $i_{Lr(ef)}$ (CHEN et al., 2005).

Devido à configuração do circuito inversor e do filtro ressonante, o valor da corrente eficaz dos interruptores é dependente de $i_{Lr(ef)}$. Sendo essa corrente praticamente constante para todos os níveis de potência, as perdas por condução nos semicondutores também serão constantes, acarretando na redução do rendimento da estrutura nas condições de baixa luminosidade. Nessa condição, as perdas de comutação serão incrementadas devido ao

aumento da Frequência de comutação do inversor, o que de certa forma influencia no rendimento da topologia (WAKABAYASHI & CANESIN, 2004).

De acordo com os mesmos autores, nessa estrutura, a forma como ocorre a comutação dos interruptores é um fator de interesse, pois está relacionada com o rendimento da topologia e os níveis de interferência eletromagnética e de rádio Frequência . Nessa técnica de dimerização, onde a razão cíclica é mantida constante, a maneira de analisar a entrada em condução dos interruptores é através da análise da defasagem (φ) da corrente $i_{Lr}(t)$ em relação à tensão $V_{ABI}(t)$. A Figura 4.9 mostra o comportamento dessa defasagem para diferentes valores de Z_0 .

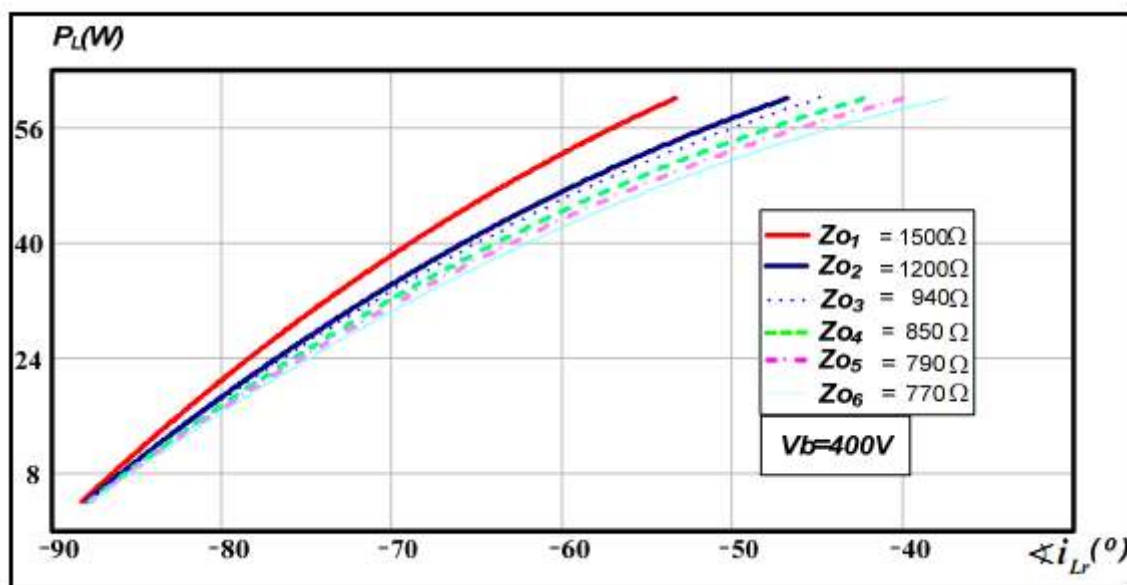


Figura 4.9 – Variação da defasagem angular entre $i_{Lr}(t)$ e $V_{ABI}(t)$.

Através da Figura 4.9 verifica-se que $i_{Lr}(t)$ está sempre atrasada em relação à $V_{ABI}(t)$, proporcionando comutação suave do tipo ZVS na entrada em condução dos interruptores para todos os níveis de potência entregue à lâmpada. Para qualquer valor de Z_0 , as perdas de comutação na entrada em condução e os níveis de EMI e RFI serão minimizados. Verifica-se

também que o ângulo de defasagem na potência nominal tende a aumentar à medida que os valores de Z_0 aumentam. Essa informação pode ser utilizada para otimizar os parâmetros do filtro, no sentido de diminuir o valor da potência reativa processada e assim melhorar o rendimento da estrutura (TSENG et al., 2007).

4.6 - ANÁLISE DA TÉCNICA DE DIMERIZAÇÃO ATRAVÉS DA VARIAÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA DE COMUTAÇÃO DO INVERSOR

Baseado na técnica de controle por Frequência, o método de controle por variação de razão cíclica é também utilizado para regular a potência de saída em conversores ressonantes (HUI et al., 2001). Uma das vantagens desse método consiste na operação em Frequência fixa, o que otimiza o projeto dos elementos magnéticos. Considerando que a tensão V_b é fixa e que a lâmpada está operando no regime permanente, o circuito equivalente do inversor é o mesmo da análise anterior e está representado pela Figura 4.6.

Nessa topologia, os interruptores são comandados de forma complementar, conseqüentemente, as razões cíclicas de S_1 e S_2 são $1-D$ e D , respectivamente. Com o comando assimétrico dos interruptores, uma tensão retangular assimétrica de amplitude V_b é aplicada ao circuito ressonante. Para a análise, assume-se que apenas a componente fundamental é aplicada ao circuito ressonante (QIAN et al., 1999). O valor da componente fundamental de $V_{AB_1}(t)$ é dado por (4.18)

$$V_{AB_1(ef)}(D(P_L)) = \frac{\sqrt{2}V_B \text{sen}(\pi D(P_L))}{\pi} \quad (4.18)$$

Substituindo (4.18) em (4.13) obtém-se a equação (4.19) que relaciona a tensão eficaz

$V_{AB_1(ef)}$ e a tensão eficaz da lâmpada $V_L(P_L)$.

$$V_L(P_L) = \frac{\sqrt{2}V_B \text{sen}(\pi D(P_L))}{\pi} \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1+n_c-f_n^2}{n_c}\right)^2 + \left(\frac{f_n^2 Z_0 - Z_0}{f_n R_L(P_L)\sqrt{n_c+1}}\right)^2}} \quad (4.19)$$

O valor de D requerido para se obter determinada potência na lâmpada é obtido a partir de (4.19).

$$D(P_L) = \frac{\text{arcsen}}{\pi} \left[\frac{\sqrt{\left(\frac{1+n_c-f_n^2}{n_c}\right)^2 + \left(\frac{f_n^2 Z_0 - Z_0}{f_n R_L(P_L)\sqrt{n_c+1}}\right)^2} V_L P_L}{2V_B} \right] \quad (4.20)$$

Para determinar o valor eficaz da corrente no indutor ressonante $i_{Lr}(t)$ considera-se a expressão definida em (4.15). Com o módulo de Z_t obtido pela multiplicação e divisão da equação (4.15) pelo conjugado de seu denominador, é possível obter o valor eficaz de $i_{Lr}(t)$ através de (4.21).

$$i_{Lr(ef)}(P_L) = V_{AB_1(ef)}(D(P_L)) \sqrt{\left(\frac{I_{LrA}I_{LrD} - I_{LrB}I_{LrC}}{I_{LrC}^2 + I_{LrD}^2}\right)^2 + \left(\frac{I_{LrB}I_{LrD} - I_{LrA}I_{LrC}}{I_{LrC}^2 + I_{LrD}^2}\right)^2} \quad (4.21)$$

Sendo: $I_{LrA} = \omega_{AB} C_S$

$$I_{LrB} = \omega_{AB}^2 R_L(P_L) C_P C_S$$

$$I_{LrC} = (1 - \omega_{AB}^2 L_r C_S)$$

$$I_{LrD} = (\omega_{AB} R_L(P_L))(C_S + C_P - \omega_{AB}^2 L_r C_S C_P)$$

A fase entre a corrente $i_{Lr}(t)$ e a tensão $V_{AB_1}(t)$ pode ser determinada a partir de (4.22).

$$\varphi(P_L) = \frac{180^\circ}{\pi} \arctan \left(\frac{I_{LrB} I_{LrD} + I_{LrA} I_{LrC}}{I_{LrA} I_{LrD} - I_{LrB} I_{LrC}} \right) \quad (4.22)$$

A relação entre a potência processada e a razão cíclica de S_2 pode ser obtida utilizando o modelo da lâmpada desenvolvido em (2.4) e a equação (4.20). A Figura 4.10 mostra essa relação para diferentes valores do parâmetro Z_0 , considerando os mesmos parâmetros de projeto da análise anterior. A Frequência de comutação durante o processo de dimerização foi fixada em 55kHz.

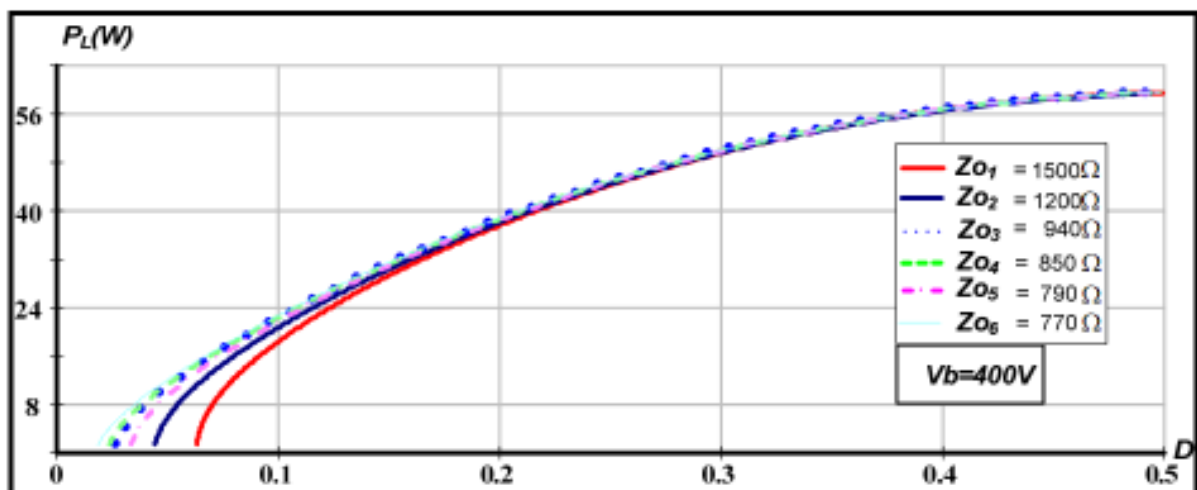


Figura 4.10 - Relação entre a potência na lâmpada e o parâmetro de controle D.

Através da Figura 4.10 pode-se partir para uma análise preliminar da influência da impedância característica Z_0 . Verifica-se uma variação acentuada de potência em condições de baixa luminosidade para valores mais elevados de Z_0 . Essa característica, como mencionado na técnica anterior, acarreta na restrição de valores de Z_0 devido às limitações do circuito de controle. A escolha do parâmetro Z_0 pode ser definida através da análise da comutação dos interruptores. Teoricamente, o parâmetro de controle D pode assumir qualquer valor entre 0 e 0,5 para obtenção do nível de potência desejado. Entretanto, o mínimo valor de

D é limitado para preservar a operação ZVS dos interruptores. Uma aproximação que considera apenas a componente fundamental de V_{AB} aplicada ao filtro ressonante, pode ser utilizada para determinar analiticamente problemas com a comutação dos interruptores. Para isso, considera-se a que representa as formas de onda da tensão V_{AB} , da tensão fundamental aplicada no filtro V_{AB_1} e a da corrente do indutor ressonante $i_{Lr}(t)$ para dois valores diferentes de D (HUI et al., 2001).

A Figura 4.11 (a) mostra que quando $D = 0,5$, o conversor opera com potência máxima e as defasagens angulares ϕ e δ indicam que a comutação suave ocorre na entrada em condução de ambos os interruptores. Por outro lado, quando a razão cíclica de S_2 é reduzida para diminuir a potência na lâmpada (Figura 4.11 (b)), o tempo de condução de S_1 pode se tornar tão prolongado que a corrente $i_{Lr}(t)$ passa de positiva para negativa fazendo com que o diodo intrínseco de S_1 (D_1) entre em condução antes do bloqueio de S_1 . Como resultado, devido aos problemas com a recuperação reversa do diodo D_1 , a entrada em condução de S_2 não é mais do tipo ZVS. Nessa situação, a comutação torna-se dissipativa, elevando a temperatura de junção dos interruptores. Por isso, o nível de dimerização mínimo deve ser limitado para que a comutação ZVS de S_2 seja garantida (QIAN et al., 1999).

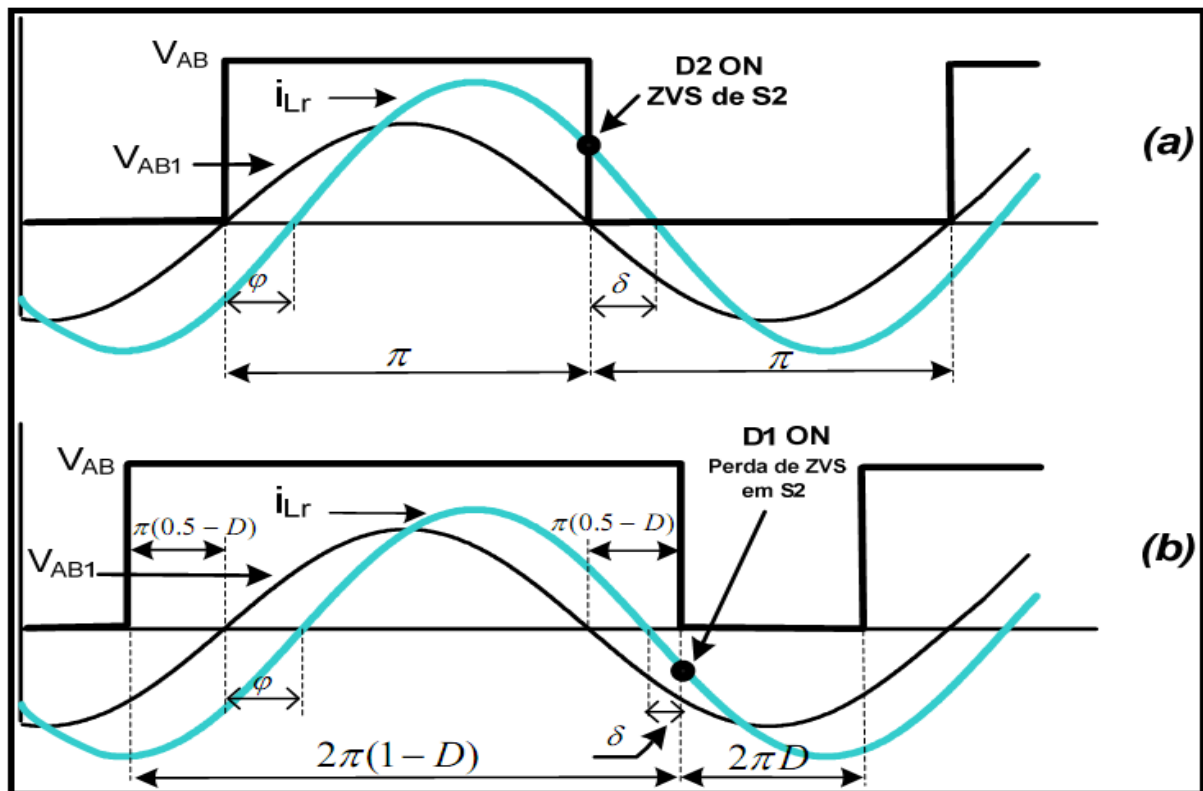


Figura 4.11 – Formas de onda de AB V 1 AB V e Lr para (a) $D=0.5$ e (b) $D < 0.5$.

No processo de dimerização, a maneira adequada de verificar a perda de comutação suave em S_2 é através da análise da defasagem angular δ . Valores negativos de δ , como verificado na Figura 4.11 (a), garantem comutação ZVS em S_2 , pois D_2 entra em condução no bloqueio de S_1 . Para valores positivos de δ (Figura 4.11 (b)), a comutação é dissipativa já que D_1 ainda está conduzindo na entrada em condução de S_2 (BEDIN, 2008).

O valor da defasagem δ pode ser determinado pela equação (4.23), sendo que o valor de $\varphi(P_L)$ é obtido da equação (4.22) e $D(P_L)$ através da equação (4.20).

$$\delta(P_L) = (1 - 2D(P_L))90^\circ - \varphi(P_L) \quad (4.23)$$

A aproximação do valor de $\delta(P_L)$ através da análise das componentes fundamentais de V_{AB} e i_{Lr} é válida, pois a influência das componentes harmônicas tende a acrescentar fase negativa ao ângulo δ . Então, se o valor de δ obtido com a aproximação indicar comutação ZVS em S_2 , pode-se garantir que a presença das componentes harmônicas não tem influência nesse resultado. A Figura 4.12 mostra a relação entre a potência processada na lâmpada e o ângulo de defasagem δ para diferentes valores do parâmetro Z_0 (BEDIN, 2008).

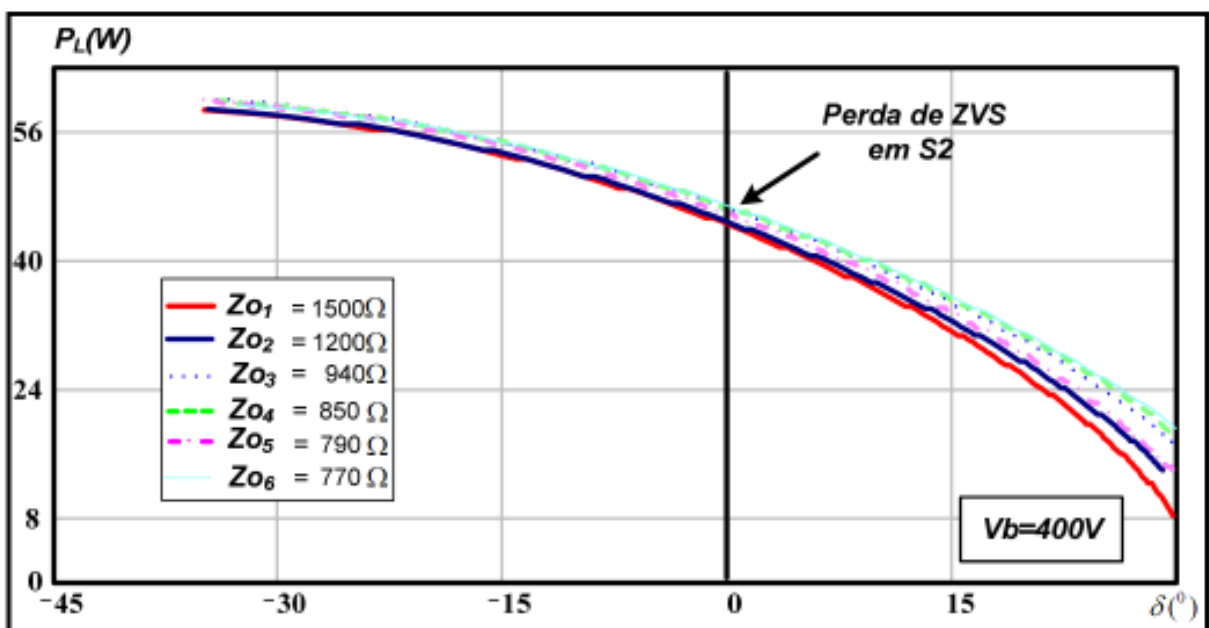


Figura 4.12 – Relação entre a potência na lâmpada e o ângulo de defasagem δ .

A Figura 4.12 pode auxiliar na escolha do filtro a ser implementado nessa técnica de dimerização. Percebe-se que a comutação suave não é preservada para toda faixa de dimerização com valores do parâmetro Z_0 obtidos. Assim, a escolha do filtro restringe-se aos valores de Z_0 que garantem comutação suave apenas em uma determinada faixa de dimerização. Por essa razão, o parâmetro D deve ser limitado a um valor onde S_2 ainda apresente comutação do tipo ZVS. Através da Figura 4.12 é possível determinar o mínimo

valor de potência, e conseqüentemente o valor de D mínimo correspondente, onde a comutação ZVS é preservada. A Figura 4.13 mostra os níveis da corrente eficaz de $i_{Lr}(t)$ em função da potência processada na lâmpada. Nessa topologia, o nível da corrente $i_{Lr(ef)}$ pode ser usado como referência para o nível de potência reativa processada pelo filtro e pelos interruptores (BEDIN, 2008).

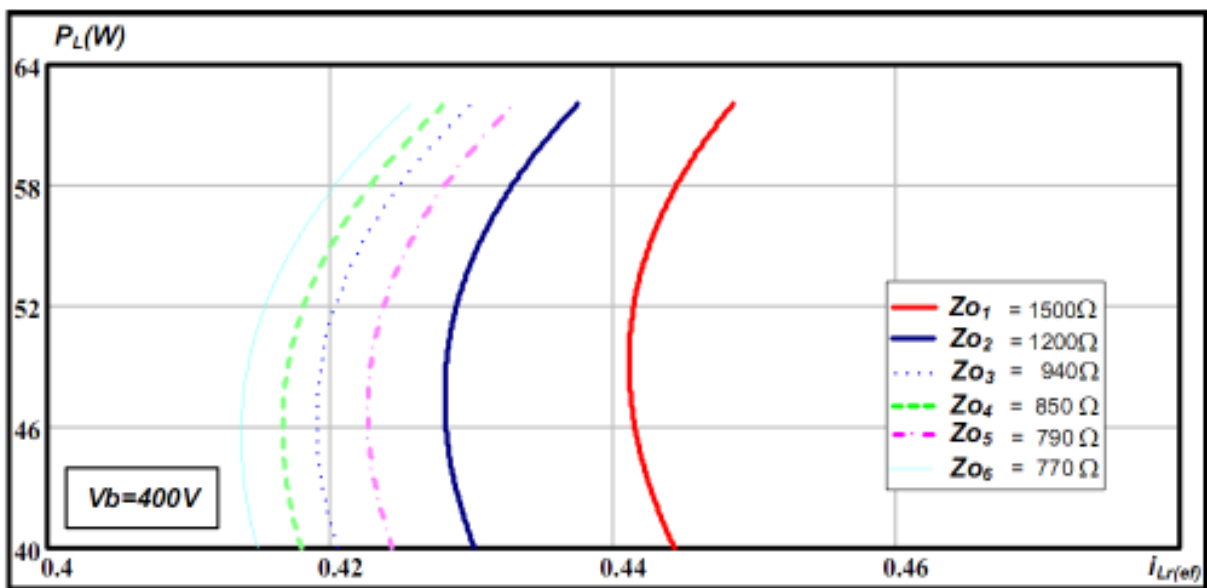


Figura 4.13 – Corrente eficaz do indutor ressonante em função da potência na lâmpada.

O critério de escolha do filtro deve considerar que utilizando valores menores de Z_0 , a faixa de dimerização e a energia reativa processada serão menores. Por outro lado, a faixa de dimerização pode ser aumentada, adotando valores maiores para Z_0 , resultando em um incremento da energia reativa processada pelo filtro (BEDIN, 2008).

4.7 - ANÁLISE DA TÉCNICA DE DIMERIZAÇÃO ATRAVÉS DA VARIAÇÃO COMBINADA DA RAZÃO CÍCLICA E DA FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO DO INVERSOR

Este método utiliza tanto a técnica de controle por variação da Frequência, quanto da variação da razão cíclica, para regular a potência da saída em conversores ressonantes. Nas faixas de dimerização, onde a variação da razão cíclica não apresenta comutação do tipo ZVS em S_2 , é travado o valor da razão cíclica e é variada a Frequência (BEDIN, 2008).

4.8 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Foi feita uma análise das diferenças do circuito inversor no processo de partida da lâmpada, obtendo uma configuração adequada às necessidades dos reatores eletrônicos. Algumas metodologias de projeto do circuito ressonante foram apresentadas.

Também foi apresentada a análise dos métodos de dimerização, através da variação da Frequência e da razão cíclica do inversor. Com a análise dessas técnicas, foi possível obter as equações que representam o processo de dimerização, e assim determinar o comportamento de certas variáveis de operação do reator antes de sua implementação prática.

Este capítulo teve o intuito de fornecer suporte para a análise dos reatores eletrônicos, os quais são apresentados nos capítulos subsequentes.

CAPÍTULO 5

REATOR ELETRÔNICO EM MEIA-PONTE INTEGRADO COM ESTÁGIO “BOOST”

5.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Nesse capítulo, faz-se a análise de uma topologia de reator eletrônico com alto fator de potência e baixas perdas de chaveamento, apresentada por MORAIS (2004). O reator eletrônico proposto é obtido a partir da integração de um inversor em Meia-Ponte, também conhecido como “Half-Bridge”, com o conversor “boost”.

O inversor em Meia-Ponte é utilizado em praticamente todos os reatores eletrônicos, salvo algumas exceções, visto sua simplicidade e eficiência, no entanto, como já mencionado, é necessário a introdução de um estágio pré-regulador para correção do fator de potência. Utilizar simplesmente dois estágios em cascata, sendo o primeiro deles um conversor “boost” (pré-regulador) e o segundo um inversor em Meia-Ponte, já é uma solução eficiente. A integração destas duas topologias apresenta enormes vantagens, redução de custos, peso, simplicidade de controle (ALVES, 1996).

O objetivo deste capítulo é o estudo e o projeto desta topologia proposta.

5.2 - DESCRIÇÃO DO REATOR ELETRÔNICO PROPOSTO

O circuito de potência do conversor proposto é mostrado na Figura 5.1. Ele é composto por uma fonte de tensão monofásica, pelo filtro de entrada, pela ponte retificadora, pelo conversor “boost”, pelo circuito de estabilização série paralelo ressonante (LCC), e pelo circuito inversor.

O conversor “boost” é responsável pela correção do fator de potência, sendo formado pelo diodo $D5$, pelos capacitores $C1$ e $C2$, pelo indutor L_{boost} e pela chave $M1$.

O circuito inversor é formado pelas chaves $M1$ e $M2$ e pelos capacitores $C1$ e $C2$. A utilização da chave $M1$, simultaneamente pelo conversor “boost” e pelo circuito inversor, caracteriza a integração dessas duas etapas de processamento de potência.

O filtro de entrada, responsável pela atenuação das harmônicas de alta frequência provenientes do chaveamento, é formado pelo indutor L_F e o capacitor C_F .

O circuito de estabilização LCC é formado pelo indutor L_s e pelos capacitores C_s e C_p .

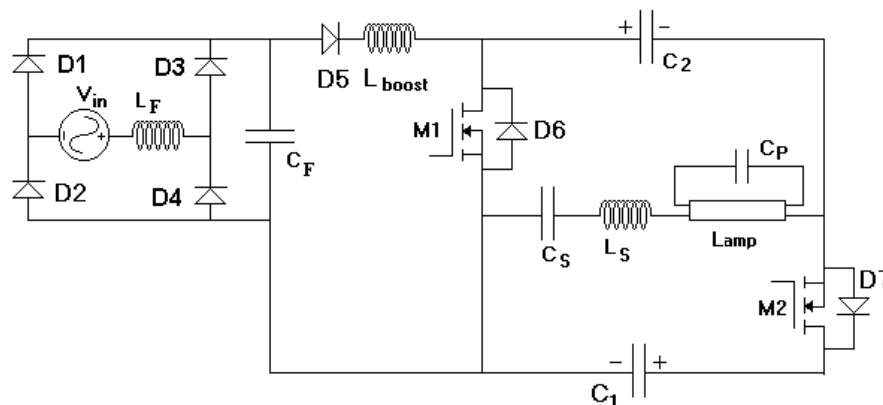


Figura 5.1– Reator eletrônico proposto.

5.2.1 - ETAPAS DE OPERAÇÃO

1ª Etapa $[t_0, t_1]$ – Esta etapa começa quando a chave $M2$ é desligada e a chave $M1$ é ligada em modo ZVS. A tensão de entrada é aplicada ao indutor L_{boost} . Conseqüentemente, a corrente I_{boost} aumenta linearmente, considerando que a tensão permanece aproximadamente constante durante um período de chaveamento. A corrente I_{M1} é igual a soma das correntes I_{boost} e I_L , e circula através do diodo $D6$, ver Figura 5.2.

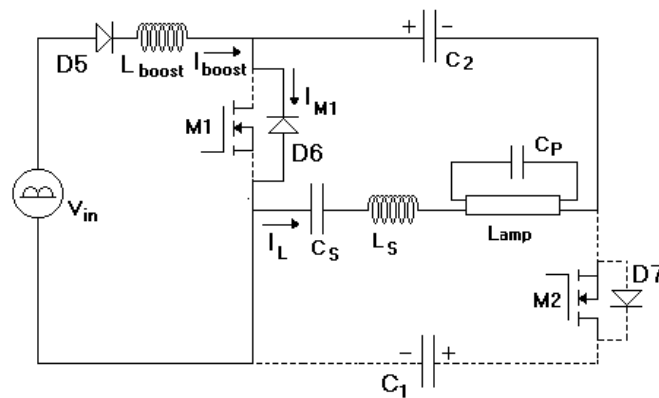


Figura 5.2– Primeira etapa de operação.

2ª Etapa $[t_1, t_2]$ – Esta etapa começa quando a corrente no diodo $D6$ é anulada e passa a circular pela chave $M1$. A corrente I_{boost} continua a aumentar linearmente. A corrente na chave $M1$ é igual a soma das correntes I_{boost} e I_L , ver Figura 5.3.

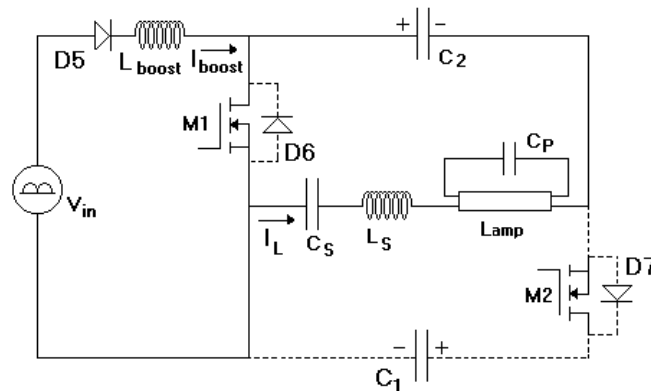


Figura 5.3– Segunda etapa de operação.

3ª Etapa [t_2, t_3] – Esta etapa começa quando a chave $M1$ é desligada, e conseqüentemente a corrente I_{M1} passa a circular pelo diodo $D7$, e a chave $M2$ é ligada em modo ZVS. A corrente I_{boost} decresce linearmente enquanto carrega os capacitores $C1$ e $C2$. No instante t_3 , a corrente I_{M2} circulando pelo diodo $D7$ se torna nula, ver Fig. Figura 5.4.

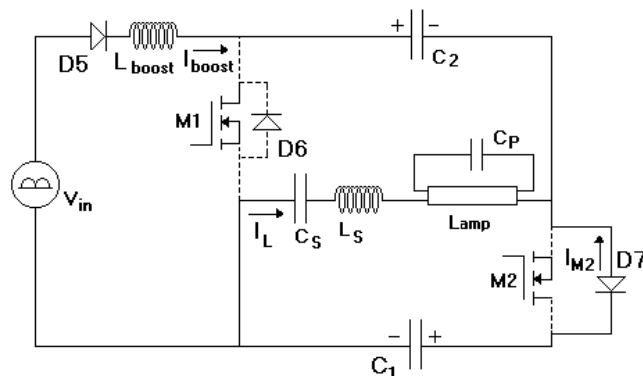


Figura 5.4– Terceira etapa de operação.

4ª Etapa [t_3, t_4] – Esta etapa começa quando a corrente I_{M2} que circulava pelo diodo $D7$ atinge zero e passa a circular através da chave $M2$. A corrente I_{boost} continua decrescendo linearmente até atingir zero (Figura 5.5).

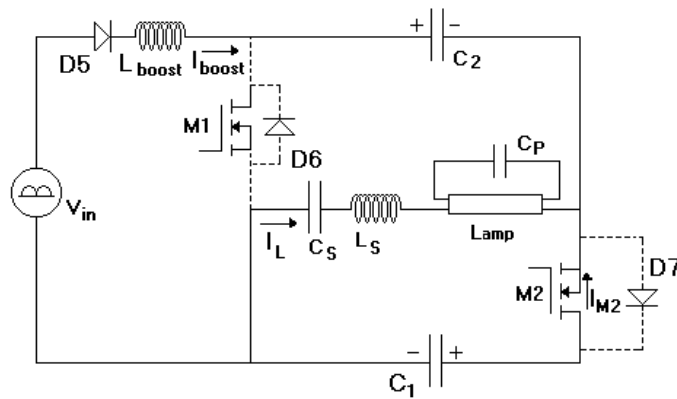


Figura 5.5 – Quarta etapa de operação.

5ª Etapa [t₄, t₅] – Esta etapa tem início quando a corrente I_{boost} torna-se nula. A corrente I_L circula através da chave $M2$ (Figura 5.6) (MORAIS, 2004).

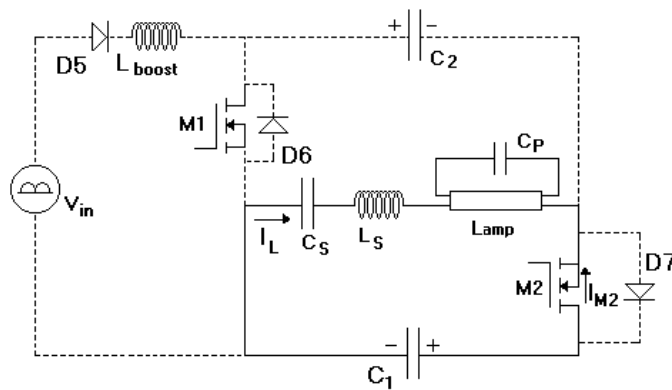


Figura 5.6– Quinta etapa de operação.

A Figura 5.7 mostra as formas de onda teóricas do conversor proposto neste capítulo.

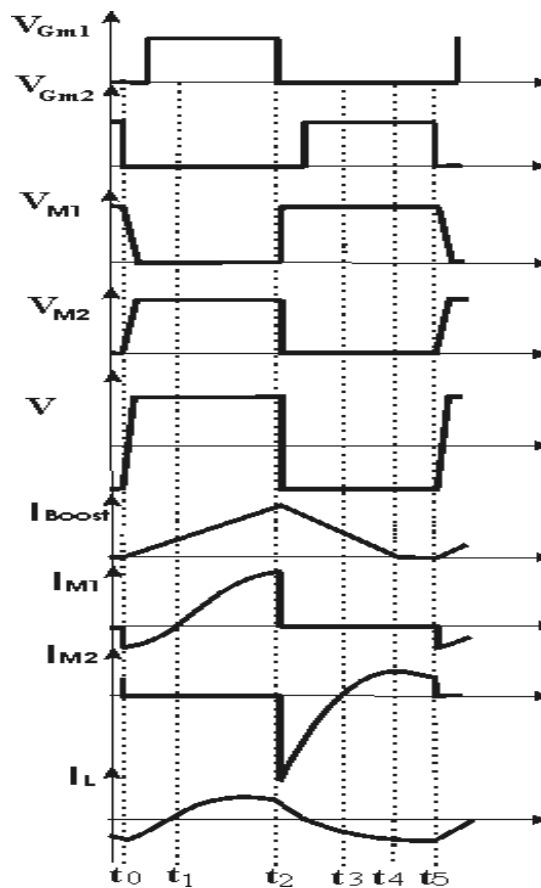


Figura 5.7 – Formas de onda de tensões e correntes do conversor proposto.

5.2.2 - CIRCUITO DE CONTROLE

Para o acionamento da topologia foi utilizado o microcontrolador PIC18F4550 e a interface EasyPIC6 conforme Figura 5.1 produzida pela MikroE. Esta interface foi utilizada apenas como um facilitador, pois grande parte dos recursos da mesma não foi usada. Dos itens utilizados pode-se destacar:

1. Gravação e debug do microcontrolador via USB.
2. Display de 2 linhas 16 caracteres.
3. Botões do tipo Push-button.

4. Saída dos I/Os opto-acopladas.

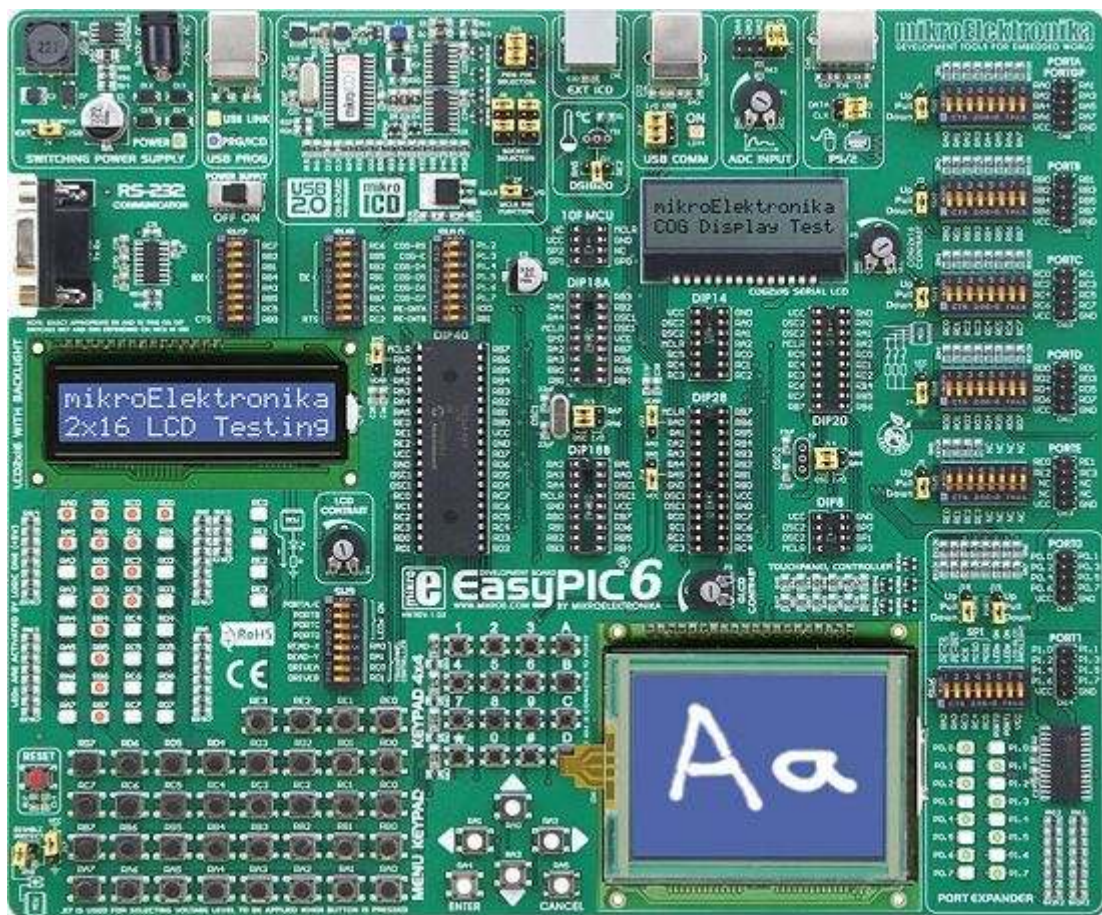


Figura 5.1 – Interface EasyPIC6 para microcontroladores PIC

O microcontrolador em questão foi programado para através dos botões e o LCD, receber comandos e ou monitorar a frequência de operação, a razão cíclica e o tempo morto.

Os sinais de comando disponibilizados por saídas opto-acopladas da interface foram conectadas diretamente no “Gate” das chaves S_1 e S_2 .

O PIC em questão já possui funções integradas para gera um sinal PWM, bastando informar o modo de operação, no caso Half-Bridge, a frequência, a razão cíclica, o tempo morto e ativá-lo.

5.3 - EQUAÇÕES DE PROJETO

As características de projeto desejadas e os parâmetros do reator eletrônico são apresentados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Parâmetros de projeto do reator eletrônico.

CARACTERÍSTICAS DO PROJETO	
$V_{in} = 127\text{VRMS}$	$P_0 = 36\text{W}$
$f_L = 60\text{Hz}$	$f_S = 55\text{kHz}$
$V_{C1} = 200\text{V}$	$V_{Lamp} = 105\text{VRMS}$
$Q_S = 0,491$	$u = 3,73$

5.3.1 - CÁLCULO DO CIRCUITO DE ESTABILIZAÇÃO LCC

O circuito ressonante LCC será submetido a uma tensão retangular de amplitudes $+200\text{V}$ e -200V , numa frequência de 55kHz , e alimentar uma lâmpada de $103\text{V}(rms)$ e 36W .

Devido ao circuito LCC se comportar como um filtro, ele apresenta alta impedância para as componentes harmônicas das frequências mais altas. Dessa forma, pode-se analisá-lo levando em consideração apenas a componente fundamental da onda retangular aplicada ao circuito LCC.

$$V_i = \frac{4 \cdot V_o}{\pi \cdot \sqrt{2}} \Rightarrow V_i = \frac{4 \cdot 200}{\pi \cdot \sqrt{2}} \Rightarrow \boxed{V_i = 180\text{V}}$$

Para o dimensionamento desse circuito, também é necessário o cálculo da resistência equivalente da lâmpada quando operando em regime permanente.

$$R_{Lamp} = \frac{V_{Lamp}^2}{P_0} \Rightarrow R_{Lamp} = \frac{105^2}{36} \Rightarrow \boxed{R = 306,25\Omega}$$

Através da equação (2.9), traça-se o gráfico do ganho estático do circuito LCC para diferentes fatores de qualidade. Através das equações (2.19) a (2.22), é possível projetar os elementos do filtro LCC.

$$1. Q_s = \frac{\sqrt{\left(\frac{V_i}{V_{Lamp}}\right)^2 - [1 + (Cps) \cdot (1 - u^2)]^2}}{\left(u - \frac{1}{u}\right)}, \text{ Adotando: } u = 3,73 \text{ e } Cps = 0,094.$$

$$Q_s = \frac{\sqrt{\left(\frac{180}{105}\right)^2 - [1 + (0,094) \cdot (1 - 3,73^2)]^2}}{(3,73 - 3,73^{-1})} \rightarrow \boxed{Q_s \cong 0,491}$$

$$2. L_s = \frac{Q_s R_{Lamp}}{\omega_0}, \text{ onde } \omega_0 = \omega_s / u \text{ e } \omega_s = 2 \cdot \pi \cdot f_s.$$

$$\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot 55 \cdot 10^3 \rightarrow \omega_s = 3,46 \cdot 10^5$$

$$\omega_0 = 3,46 \cdot 10^5 / 3,55 \rightarrow \omega_0 = 9,26 \cdot 10^4$$

$$L_s = \frac{0,491 \cdot 306,25}{9,26 \cdot 10^4} = 1,625 \text{mH} \rightarrow \text{O valor utilizado em laboratório foi}$$

$$\boxed{L_s = 1,54 \text{mH}}$$

$$3. C_s = \frac{1}{\omega_0^2 L_s} \rightarrow C_s = \frac{1}{(9,26 \cdot 10^4)^2 \cdot 1,54 \cdot 10^{-3}} = 132 \text{ nF} \quad \rightarrow \quad \text{O valor utilizado em}$$

$$\text{laboratório foi } \boxed{C_s = 100 \text{ nF}}$$

$$4. C_p = C_{PS} C_s \quad \rightarrow \quad C_p = 0,094 \cdot 100 \cdot 10^{-9} \quad \rightarrow \quad \boxed{C_p = 9,4 \text{ nF}}$$

$$5. |Z_{LCC}| = \sqrt{\left(\frac{R_{Lamp}}{1 + \omega_s^2 \cdot R_{Lamp}^2 \cdot C_p^2} \right)^2 + \left(\omega_s \cdot L_s - \frac{1}{\omega_s \cdot C_s} + \frac{\omega_s \cdot R_{Lamp}^2 \cdot C_p}{1 + \omega_s^2 \cdot R_{Lamp}^2 \cdot C_p^2} \right)^2}$$

$$\boxed{|Z_{LCC}| = 674 \Omega}$$

A resposta em frequência, que o circuito ressonante LCC deve apresentar, para que a lâmpada opere com tensão nominal, é calculado pela equação abaixo.

$$G = \frac{V_{Lamp}}{V_i} = 0,58 \quad (5.1)$$

A Figura 5.8 representa o ganho em tensão, pela relação entre a frequência de chaveamento e a frequência natural do circuito ressonante LCC.

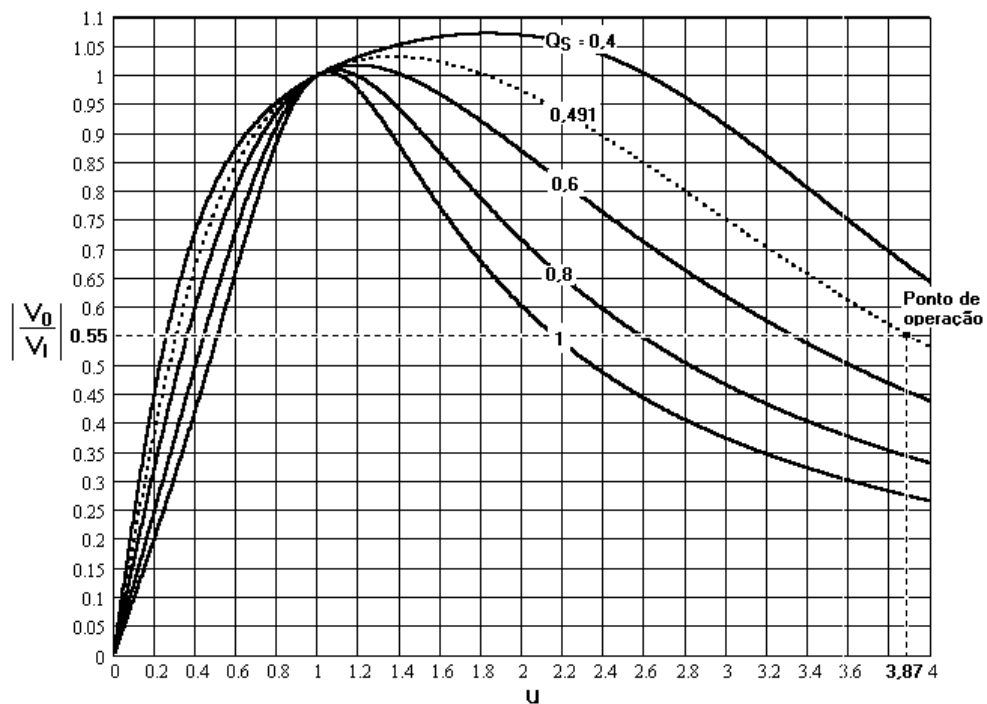


Figura 5.8 – Ganho de tensão pela relação entre as frequências $u=\omega_s/\omega_o$ para $C_p/C_s=0,094$.

5.4 - DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR

5.4.1 - DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR “BOOST”

O indutor L_{boost} é calculado no apêndice (A.1), Eq. (5.2), onde V_{in} é o valor da tensão de entrada desse conversor, f_s é a frequência de chaveamento, P_o é a potência de saída, D é a razão cíclica e η o rendimento. É importante observar que esta equação é na verdade uma aproximação daquela utilizada para o conversor Buck-”boost”, portanto, a indutância de “boost” na prática será maior que o valor calculado.

$$L_{Boost} = \frac{\eta \cdot V_{in}^2 \cdot D^2}{P_o \cdot f_s} \quad (5.2)$$

Para garantir a descontinuidade de corrente no indutor L_{boost} , é necessário que a tensão nos capacitores C_1 e C_2 seja maior que o pico da tensão de alimentação. Isso é obtido projetando o circuito de estabilização LCC, para transmitir à lâmpada sua potência nominal, quando a tensão nos seus terminais for $V_{inpk} + \Delta V_C$.

Com o aumento da tensão nos capacitores C_1 e C_2 , a potência de saída aumenta. Entretanto, a potência de entrada permanece a mesma. O sistema só entrará em equilíbrio quando a potência de entrada for igual à potência de saída. Desta forma, projeta-se o filtro de saída, para fornecer a potência nominal quando a tensão for igual a $V_{inpk} + \Delta V_C$. Isso faz com que o capacitor estabilize sua tensão em torno de $V_{inpk} + \Delta V_C$. Essa afirmação é comprovada matematicamente através da Eq. (5.3), calculada no apêndice (A.2), que calcula o valor da tensão nos capacitores. R é a resistência equivalente da lâmpada, G é a resposta em frequência no ramo LCC.

$$V_{C1} = V_{C2} = \frac{V_{in} \cdot D \cdot \pi}{G} \sqrt{\frac{\eta \cdot R_{Lamp}}{8 \cdot L_{Boost} \cdot f_S}} \quad (5.3)$$

As capacitâncias C_1 e C_2 são calculadas através da Eq. (5.4), calculada no apêndice (A.3) sendo f_L a frequência de linha, ΔV_{C1} é o “ripple” de tensão máximo permitido no capacitor.

$$C_1 = \frac{P_0}{4 \cdot f_L \cdot V_{C1} \cdot \Delta V_{C1}} \quad (5.4)$$

Onde tem-se:

$$1. V_{in} = 127, D = 0,43, \eta = 0,9, f_S = 55kHz, P_0 = 36W.$$

$$L_{Boost} = \frac{V_{in}^2 \cdot D^2 \cdot \eta}{f_S \cdot P_0} \rightarrow L_{Boost} = \frac{127^2 \cdot 0,43^2 \cdot 0,9}{55 \cdot 10^3 \cdot 36} = 1,356mH \rightarrow \text{O valor utilizado em}$$

laboratório foi $L_{Boost} = 1,52mH$

$$2. V_{C1} = \frac{V_{in} \cdot D \cdot \pi}{G} \sqrt{\frac{\eta \cdot R_{Lamp}}{8 \cdot L_{Boost} \cdot f_S}} \rightarrow V_{C1} = \frac{127 \cdot 0,43 \cdot \pi}{0,55} \sqrt{\frac{0,9 \cdot 306,25}{8 \cdot 1,52 \cdot 10^{-3} \cdot 55 \cdot 10^3}} \rightarrow$$

$$V_{C1} \cong 200V$$

$$3. \Delta V_{C1} = 16V, f_L = 60Hz.$$

$$C_1 = \frac{P_0}{4 \cdot f_L \cdot V_{C1} \cdot \Delta V_{C1}} \rightarrow C_1 = \frac{36}{4 \cdot 60 \cdot 200 \cdot 16} \rightarrow C_1 \cong 47\mu F$$

5.4.2 - DIMENSIONAMENTO DOS SEMICONDUTORES

5.4.2.1 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D5

$$I_{D5pk} = \frac{V_{inpk} \cdot D}{L_{Boost} \cdot f_S} \quad (5.5)$$

$$I_{D5Med} = \frac{2 \cdot V_{inpk} \cdot D^2}{\pi \cdot L_{Boost} \cdot f_S} \quad (5.6)$$

$$I_{D5(EF)} = \frac{V_{inpk} \cdot D^2}{\sqrt{2} \cdot L_{Boost} \cdot f_S} \quad (5.7)$$

5.4.2.2 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D6

$$I_{D6Med} = \frac{4 \cdot V_{C1} \cdot f_S}{\pi \cdot |Z_{LCC}| \cdot \omega_0} \cdot (\cos(\omega_0 \cdot t_1 + \phi) - \cos \phi) - \frac{V_{inpk} \cdot f_S}{\pi \cdot L_{boost}} \cdot t_1^2 \quad (5.8)$$

$$I_{D6(EF)} = \sqrt{\frac{I_{LS(\min)}}{T_S} \cdot \left(I_{LS(\min)} \cdot t_1 + \left[\frac{2 \cdot V_{inpk}}{\pi \cdot L_{Boost}} - \frac{I_{LS(\min)}}{t_{A1}} \right] \cdot t_1^2 + \left[\frac{I_{LS(\min)}}{t_{A1}^2} + \frac{4 \cdot V_{inpk}}{\pi \cdot L_{Boost}} \left[\frac{V_{inpk}}{\pi \cdot L_{Boost} \cdot I_{LS(\min)}} - \frac{1}{t_{A1}} \right] \right] \cdot \frac{t_1^3}{3} \right)} \quad (5.9)$$

$$I_{D6pk} = -I_{LS(\min)} = \frac{-4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \cdot \text{sen} \phi \quad (5.10)$$

5.4.2.3 - DIMENSIONAMENTO DA CHAVE M1

Onde:

$$T_{A1} = \frac{-\phi}{\omega_0} \quad (5.11)$$

$$t_1 = \frac{I_{LS(\min)} \cdot \pi \cdot L_{boost} \cdot t_{A1}}{2 \cdot V_{in(pico)} \cdot t_{A1} + I_{LS(\min)} \cdot \pi \cdot L_{boost}} \quad (5.12)$$

$$I_{M1Med} = \left(\left(\frac{T_S}{2} \right)^2 - t_1^2 \right) \cdot \left[\frac{2 \cdot V_{C1} \cdot \left(\frac{T_S}{2} - t_{A1} \right)}{\pi \cdot |Z_{LCC}| \cdot T_S} + \frac{\sqrt{2} \cdot V_{inpk}}{4 \cdot L_{boost} \cdot T_S} \right] + \quad (5.13)$$

$$t_1 \cdot \left(\frac{T_S}{2} - t_1 \right) \cdot \left[\frac{I_{LS(\min)} \cdot \left(\frac{T_S}{2} - t_1 \right)}{t_1 \cdot T_S} - \frac{4 \cdot V_{C1} \cdot \left(\frac{T_S}{2} - t_{A1} \right)}{\pi \cdot |Z_{LCC}| \cdot T_S} - \frac{I_{LS(\min)}}{t_{A1} \cdot T_S} \right]$$

$$A = \left(\frac{4 \cdot V_{C1} \cdot \left(\frac{T_S}{2} - t_{A1} \right)}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} + \frac{V_{inpk}}{\sqrt{2} \cdot L_{boost}} \right) \quad (5.14)$$

$$B = \left[\left(\frac{4 \cdot V_{C1} \cdot \left(\frac{T_S}{2} - t_{A1} \right)}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} + \frac{I_{LS(\min)}}{t_{A1}} \right) \cdot t_1 - I_{LS(\min)} \right] \quad (5.15)$$

$$I_{M1(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \left(\frac{A^2}{3} \cdot \left(\frac{T_S}{2} - t_1 \right)^3 - A \cdot B \cdot \left(\frac{T_S}{2} - t_1 \right)^2 + B^2 \cdot \left(\frac{T_S}{2} - t_1 \right) \right)} \quad (5.16)$$

5.4.2.4 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D7

$$I_{D7Med} = \frac{V_{C1}}{2 \cdot \pi \cdot |Z_{LCC}|} + \frac{V_{inpk} \cdot D^2}{\pi \cdot L_{Boost} \cdot f_S} \quad (5.17)$$

$$I_{D7(EF)} = \sqrt{\left(\frac{19 \cdot T_S}{192} \cdot \left[\frac{V_{inpk} \cdot T_S}{\sqrt{2} \cdot L_{Boost}} - 4 \cdot I_{LS(\max)} \right]^2 + \frac{15}{16} \cdot \left[\frac{V_{inpk} \cdot T_S \cdot I_{LS(\max)}}{\sqrt{2} \cdot L_{Boost}} - 4 \cdot I_{LS(\max)} \right]^2 + \frac{9}{4} \cdot I_{LS(\max)}^2 \right)} \quad (5.18)$$

$$I_{D7pk} = \frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} + \frac{V_{inpk} \cdot D}{L_{Boost} \cdot f_S} \quad (5.19)$$

5.4.2.5 - DIMENSIONAMENTO DA CORRENTE NA CHAVE M2

$$I_{M2Med} = \frac{V_{C1}}{2 \cdot \pi \cdot |Z_{LCC}|} \quad (5.20)$$

$$I_{M2(EF)} = \frac{2 \cdot V_{C1}}{\sqrt{3} \cdot \pi \cdot |Z_{LCC}|} \quad (5.21)$$

$$I_{M2pk} = \frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \cdot \text{sen}\phi \quad (5.22)$$

5.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Nesse capítulo, fez-se a análise e o projeto de uma topologia de reator eletrônico, inicialmente proposto por MORAIS (2004), com alto fator de potência e baixas perdas de chaveamento. O reator eletrônico proposto é obtido a partir da integração de um inversor em Meia-Ponte, também conhecido como “Half-Bridge”, com o conversor “boost”, utilizando uma única chave e um único estágio de processamento de potência.

A utilização de uma única chave representa simplicidade e economia no circuito de comando da mesma.

CAPÍTULO 6

RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

6.1.1 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Antes de se abordar os resultados experimentais, os mesmos são expostos no Capítulo 7, apresentam-se os resultados de simulação computacional. Dois são os motivos para tal, um deles advém da necessidade de um bom planejamento do conversor antes de montá-lo (ainda na fase de projeto), outro provém da necessidade de certificar se os modelos matemáticos utilizados nos projetos são condizentes com o processo físico.

Para a mesma estrutura de potência, serão simuladas quatro diferentes formas de dimerização, sendo três delas em modo contínuo e uma em modo crítico, sendo simulação com variação da frequência com o conversor “boost” em DCM; simulação com variação da razão cíclica com o “boost” em DCM; simulação com variação combinada da razão cíclica e da frequência com o “boost” em DCM, e simulação com variação do tempo de condução (t_{on}) do “boost” em CCM.

Os resultados de simulação apresentados neste capítulo foram realizados utilizando-se o programa PSIM[®]. A lâmpada fluorescente foi modelada matematicamente no Capítulo 2, e o modelo empregado para simulação dinâmica da lâmpada é apresentado na Figura 6.1. A Figura 6.2 apresenta o reator eletrônico simulado, sendo que o mesmo foi projetado no Capítulo 5.

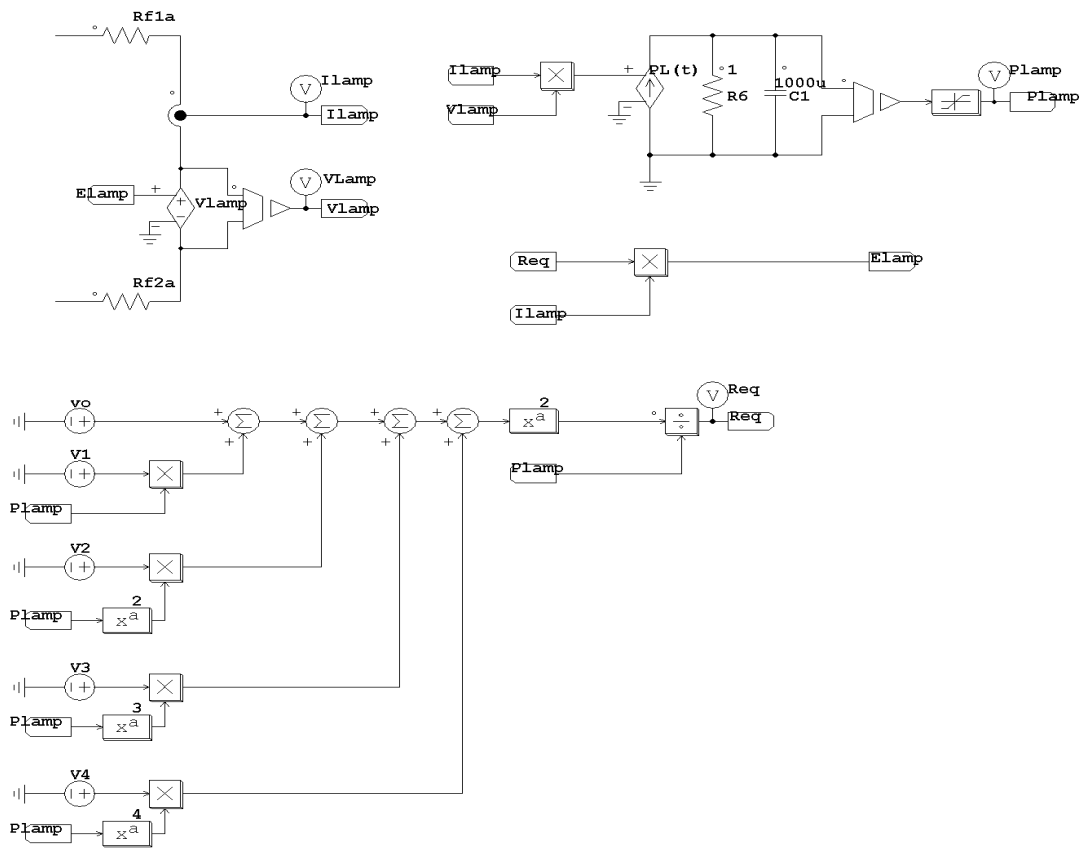


Figura 6.1 – Modelo da lâmpada fluorescente utilizado em simulação.

Reator Eletrônico Dimerizado 55KHz (36W)

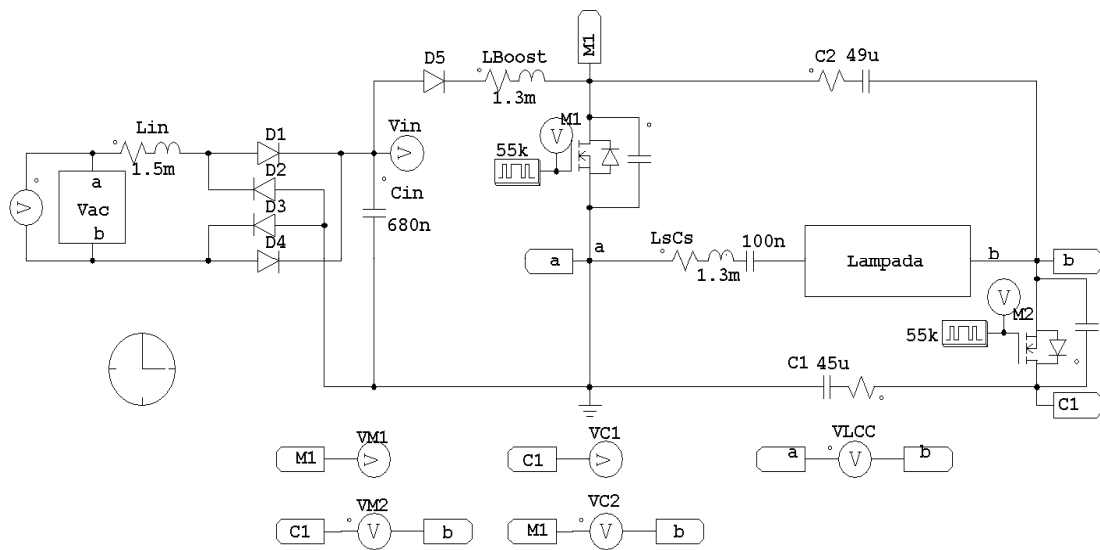


Figura 6.2 – Reator eletrônico dimerizável.

A Tabela 6.1 apresenta os componentes utilizados tanto em simulação, quanto no conversor montado em laboratório.

Tabela 6.1 - Componentes Utilizados na Simulação.

COMPONENTES	ESPECIFICAÇÃO
L_{boost}	1,52 mH
C_1 e C_2	47 μ F
L_S	1,54 mH
C_S	100nF
L_{in}	1,55mH
C_{in}	680nF
S_1	IRF840
S_2	IRF840
D_5	UF4007
D_1, D_2, D_3 e D_4	1N4007

6.1.2 - SIMULAÇÃO COM VARIAÇÃO DA FREQUÊNCIA COM O CONVERSOR “BOOST” EM DCM

Em simulação, observou-se que para controlar a potência sobre a lâmpada de 36W (potência nominal) até aproximadamente 13,5W (37,5% da potência nominal), foi necessária uma elevação da frequência de 55kHz até 150kHz, respectivamente, mantendo a razão cíclica constante e igual a 0,43. Essa frequência de 150kHz já é demasiadamente elevada para a operação do conversor, o que apresenta-se como uma limitação para a faixa em que se pode controlar a luminosidade da lâmpada.

A Figura 6.3 e a Figura 6.4 apresentam as formas de onda obtidas da simulação do conversor da Figura 6.2, com frequência de chaveamento 55kHz e razão cíclica de 0,43 (43%).

A Figura 6.3 (a) apresenta a tensão e a corrente de entrada do conversor cujos valores eficazes são 127V e 328mA, respectivamente. Figura 6.3 (b) apresenta as tensões nos capacitores C1 e C2 e a resistência equivalente da lâmpada. Observe que a resistência equivalente da lâmpada não é totalmente constante, pois, a lâmpada tem um comportamento não linear com a variação da tensão.

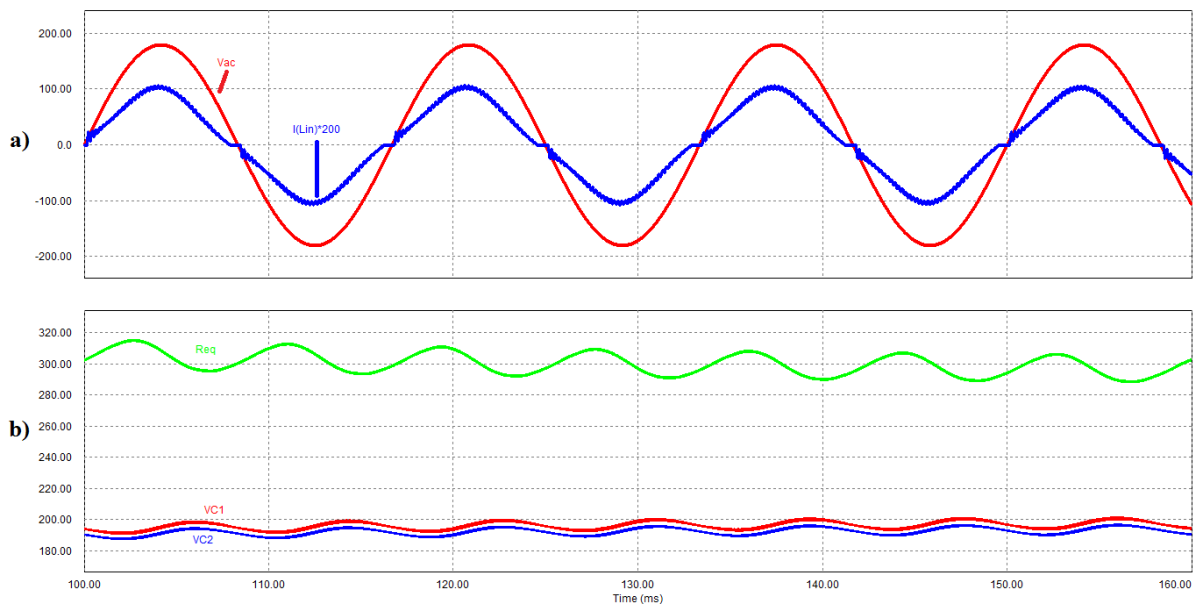


Figura 6.3 – (a) Tensão e corrente na entrada do conversor, (b) Tensões nos capacitores C_1 e C_2 e resistência equivalente da lâmpada.

A Figura 6.4 (a) apresenta a tensão e a corrente na lâmpada fluorescente cujos valores eficazes são 105V e 350mA, respectivamente. A Figura 6.4 (b) apresenta as correntes no indutor de “boost” e no interruptor M1. A Figura 6.4 (c) apresenta a potência instantânea processada pela lâmpada.

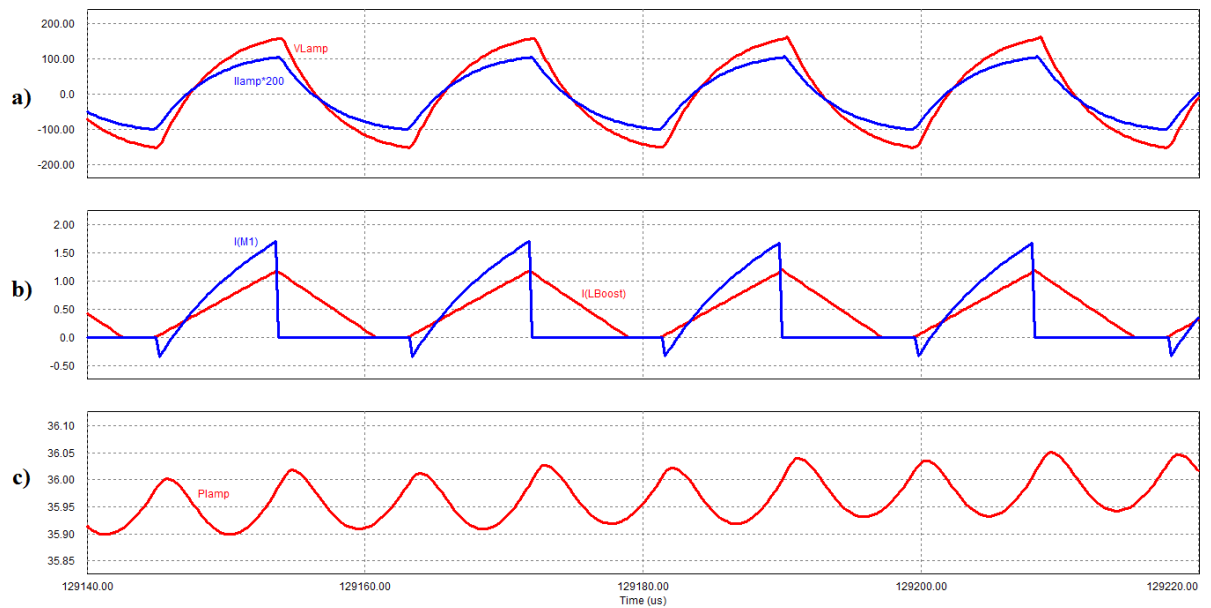


Figura 6.4 – (a) Tensão e corrente na lâmpada, (b) Correntes no indutor de “boost” e no interruptor M_1 e (c) Potência instantânea processada pela lâmpada.

A Figura 6.5 e a Figura 6.6 apresentam as formas de onda obtidas da simulação do conversor da Figura 6.2, com frequência de chaveamento 150kHz e razão cíclica de 0,43 (43%).

A Figura 6.5 (a) apresenta a tensão e a corrente de entrada do conversor, cujos valores eficazes são 127V e 137mA, respectivamente. A Figura 6.5 (b) apresenta a resistência equivalente da lâmpada. A Figura 6.5 (c) apresenta as tensões nos capacitores C1 e C2.

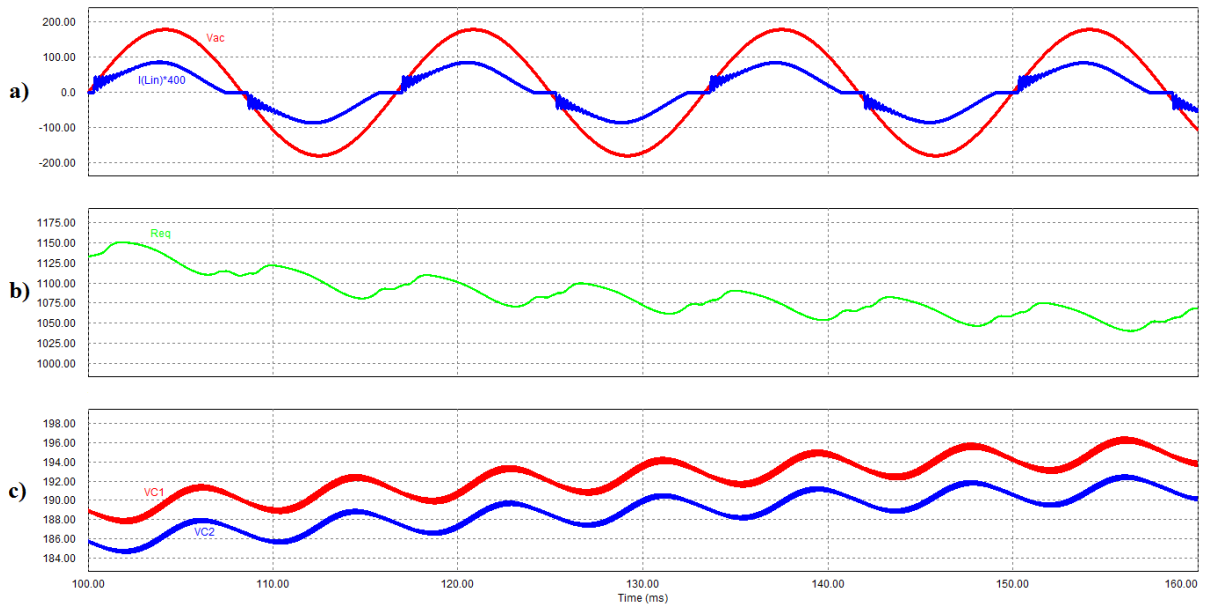


Figura 6.5 – (a) Tensão e corrente na entrada do conversor, (b) Resistência equivalente da lâmpada, (c) Tensões nos capacitores C_1 e C_2 .

A Figura 6.6 (a) apresenta a tensão e a corrente na lâmpada fluorescente, cujos valores eficazes são 126V e 118mA, respectivamente. A Figura 6.6 (b) apresenta as correntes no indutor de “boost” e no interruptor M1. A Figura 6.6 (c) apresenta a potência instantânea média processada pela lâmpada. É importante notar que esta potência média é obtida filtrando a potência instantânea com frequência de 100kHz.

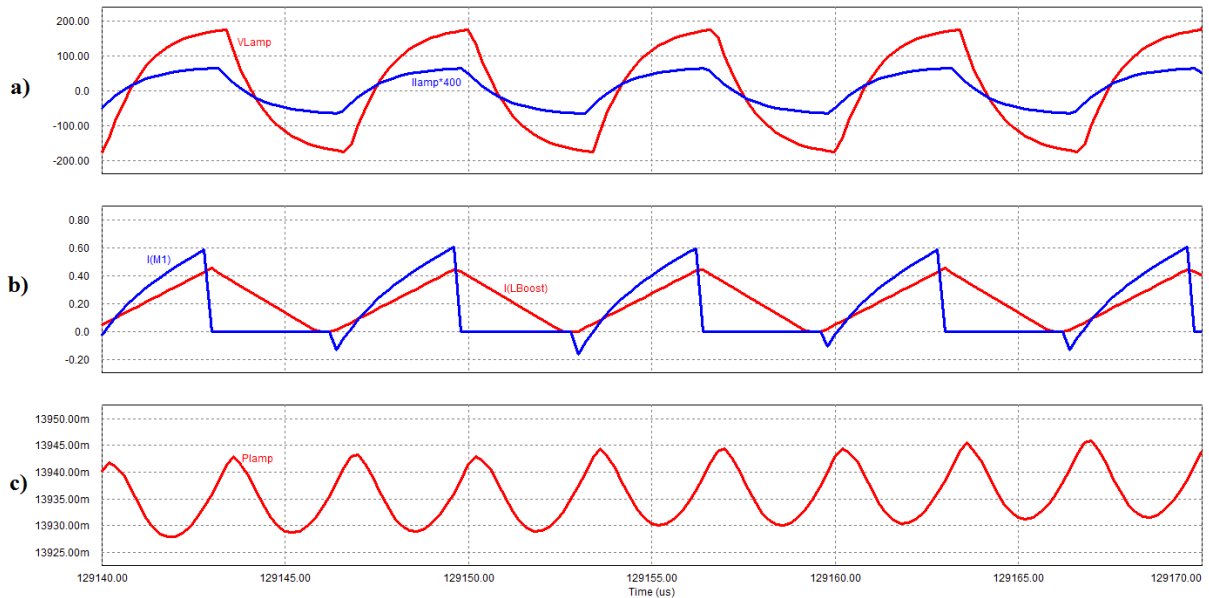


Figura 6.6 – (a) Tensão e corrente na lâmpada, (b) Correntes no indutor de “boost” e no interruptor M_1 e (c) Potência instantânea processada pela lâmpada.

6.1.3 - SIMULAÇÃO COM VARIAÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA COM O “BOOST” EM DCM

Em simulação, observou-se que para controlar a potência sobre a lâmpada de 36W (potência nominal) até aproximadamente 13,6W (37,7% da potência nominal), foi necessária uma variação da razão cíclica de 0,43 a 0,27, respectivamente, para uma frequência fixa de 55kHz. Para esta razão cíclica (0,27), a corrente na lâmpada perde quase que totalmente sua característica senoidal e o fator de crista, que mede a relação entre o valor de pico e o valor eficaz da corrente, ultrapassa o máximo valor permitido que é de 1,7.

A Figura 6.3 e a Figura 6.4 apresentam as formas de onda obtidas da simulação do conversor da Figura 6.2, com frequência de chaveamento 55kHz e razão cíclica de 0,43 (43%), portanto basta apresentar as formas de onda para a frequência de chaveamento 55kHz e razão cíclica de 0,27 (27%).

A Figura 6.7 (a) apresenta a tensão e a corrente de entrada do conversor cujos valores eficazes são 127V e 131mA, respectivamente. A Figura 6.7 (b) apresenta as tensões nos capacitores C1 e C2. Observa-se que estas tensões caíram de 200V para apenas 160V, com uma menor razão cíclica no interruptor M1 (interruptor do conversor “boost”), sendo que uma menor energia é fornecida à lâmpada. A Figura 6.7 (c) apresenta a potência instantânea da lâmpada. A Figura 6.7 (d) apresenta a resistência equivalente da lâmpada.

A potência instantânea apresenta uma leve oscilação em baixa frequência, 120Hz, devido ao método de dimerização adotado, que tem como inconveniente o fornecimento de tensão de forma assimétrica para o ramo LCC.

A Figura 6.8 (a) apresenta a tensão e a corrente na lâmpada fluorescente, cujos valores eficazes são 124V e 112mA, respectivamente. A Figura 6.8 (b) apresenta as correntes no indutor de “boost” e no interruptor M1.

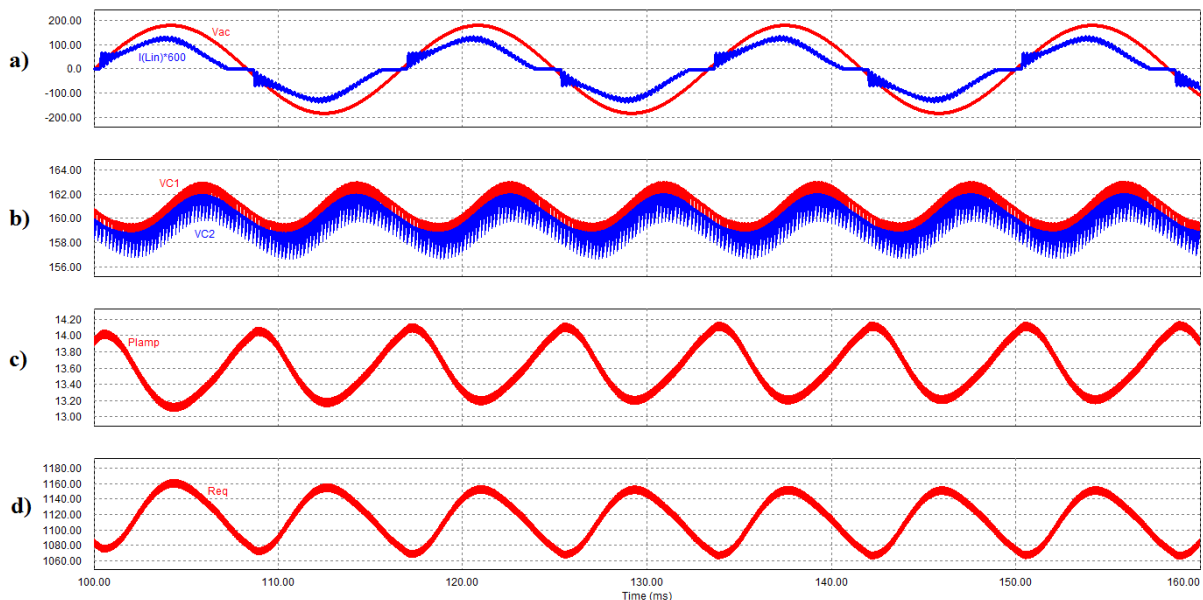


Figura 6.7 – (a) Tensão e corrente na entrada do conversor, (b) Tensões nos capacitores C_1 e C_2 , (c) Potência instantânea processada pela lâmpada e (d) resistência equivalente da lâmpada.

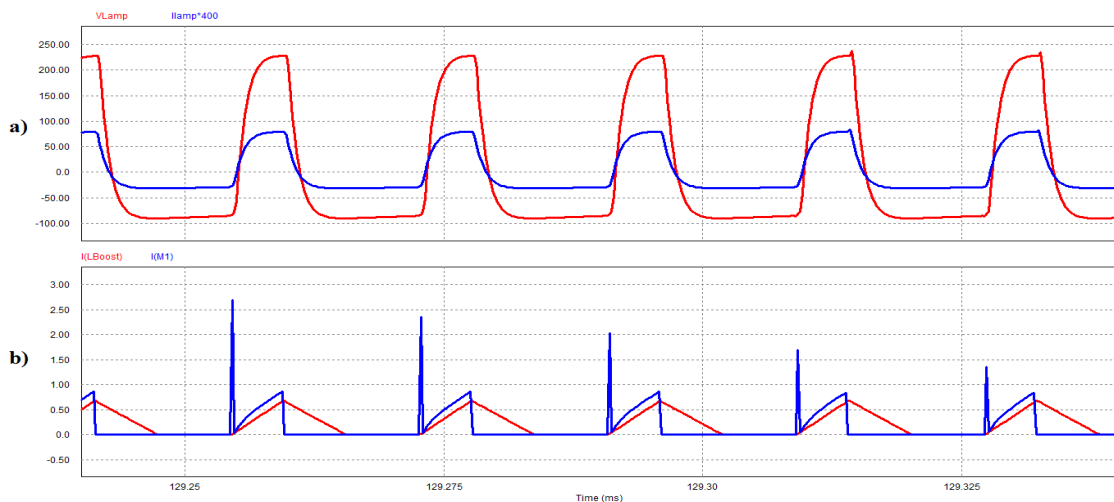


Figura 6.8 – (a) Tensão e corrente na lâmpada e (b) Correntes no indutor de “boost” e no interruptor M_1 .

O valor eficaz da corrente na lâmpada é de 112mA, enquanto o valor de pico chega a 210mA, o fator de crista é dado pela equação (6.1), lembrando que o maior valor permitido para o fator de crista é 1,7.

$$f_c = \frac{I_{Lamp_pico}}{I_{Lamp_eficaz}} = \frac{210mA}{112mA} = 1,875 \quad (6.1)$$

6.1.4 - SIMULAÇÃO COM VARIAÇÃO COMBINADA DA RAZÃO CÍCLICA E DA FREQUÊNCIA COM O “BOOST” EM DCM

Em simulação, observou-se que para controlar a potência sobre a lâmpada de 36W (potência nominal), até a aproximadamente 13,49W (37,4% da potência nominal), foi necessária uma variação da razão cíclica de 0,43 a 0,38, respectivamente, e na frequência de 55kHz para 100 kHz. Para esta razão cíclica (0,38) e frequência de (100 kHz), a corrente na lâmpada tem um o fator de crista, de 1,58.

A Figura 6.3 e a Figura 6.4 apresentam as formas de onda obtidas da simulação do conversor da Figura 6.2, com frequência de chaveamento 55kHz e razão cíclica de 0,43

(43%), portanto basta apresentar as formas de onda para a frequência de chaveamento 100kHz e razão cíclica de 0,38 (38%).

A Figura 6.9 (a) apresenta a tensão e a corrente de entrada do conversor, cujos valores eficazes são 127V e 158mA, respectivamente. A Figura 6.9 (b) apresenta as tensões nos capacitores C1 e C2, em torno de 160V, e a Figura 6.9 (c) apresenta a resistência equivalente da lâmpada.

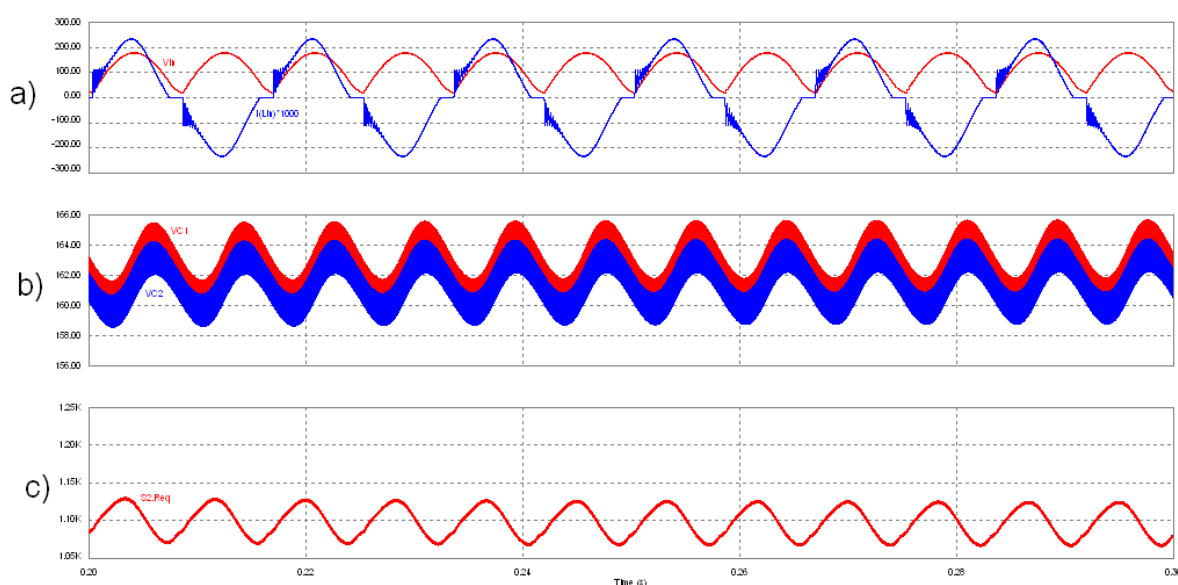


Figura 6.9 – (a) Tensão e corrente na entrada do conversor, (b) Tensões nos capacitores C₁ e C₂, (c) Resistência equivalente da lâmpada.

A Figura 6.10 (a) apresenta a tensão e a corrente na lâmpada fluorescente, cujos valores eficazes são 124V e 110mA, respectivamente. A Figura 6.10 (b) apresenta as correntes no indutor de “boost” e no interruptor M1. A Figura 6.10 (c) apresenta a potência instantânea processada pela lâmpada.

O valor eficaz da corrente na lâmpada é de 110mA, enquanto o valor de pico chega a 174mA, o fator de crista obtido pela equação (6.1) é de 1,58.

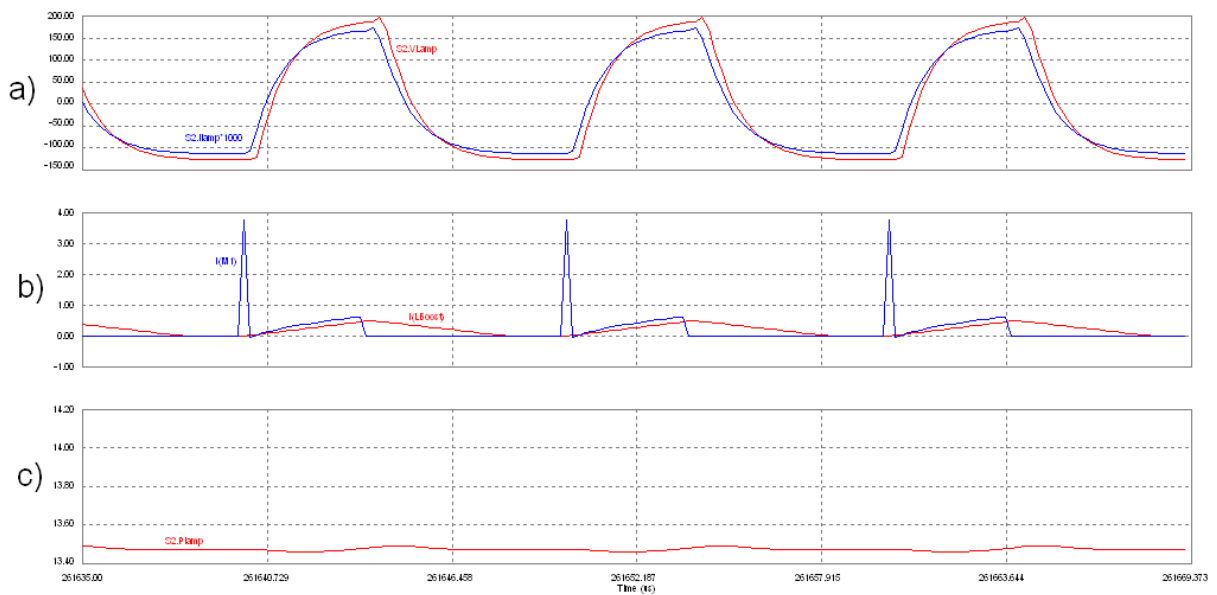


Figura 6.10 – (a) Tensão e corrente na lâmpada, (b) Correntes no indutor de “boost” e no interruptor M_1 , (c) Potência instantânea processada pela lâmpada.

6.1.5 - SIMULAÇÃO COM VARIAÇÃO DO TEMPO DE CONDUÇÃO DO “BOOST” EM CCM

Em simulação, observou-se que para controlar a potência sobre a lâmpada de 36W (potência nominal), até aproximadamente 11W (30,5% da potência nominal), nas condições supra citadas, foi necessário diminuir o tempo de condução (t_{on}) para $5\mu s$. Já com um tempo de condução de $11\mu s$ atingiu-se o patamar de 37W.

A Figura 6.11 e a Figura 6.12 apresentam as formas de onda obtidas da simulação do conversor da Figura 6.2, com tempo de condução em $11\mu s$ e o conversor “boost” operando no modo de condução crítica (CCM).

A Figura 6.11 (a) apresenta a tensão e a corrente de entrada do conversor, cujos valores eficazes são 125V e 342mA, respectivamente. A Figura 6.11 (b) apresenta as tensões nos capacitores C1 e C2, e a Figura 6.11 (c) apresenta a resistência equivalente da lâmpada.

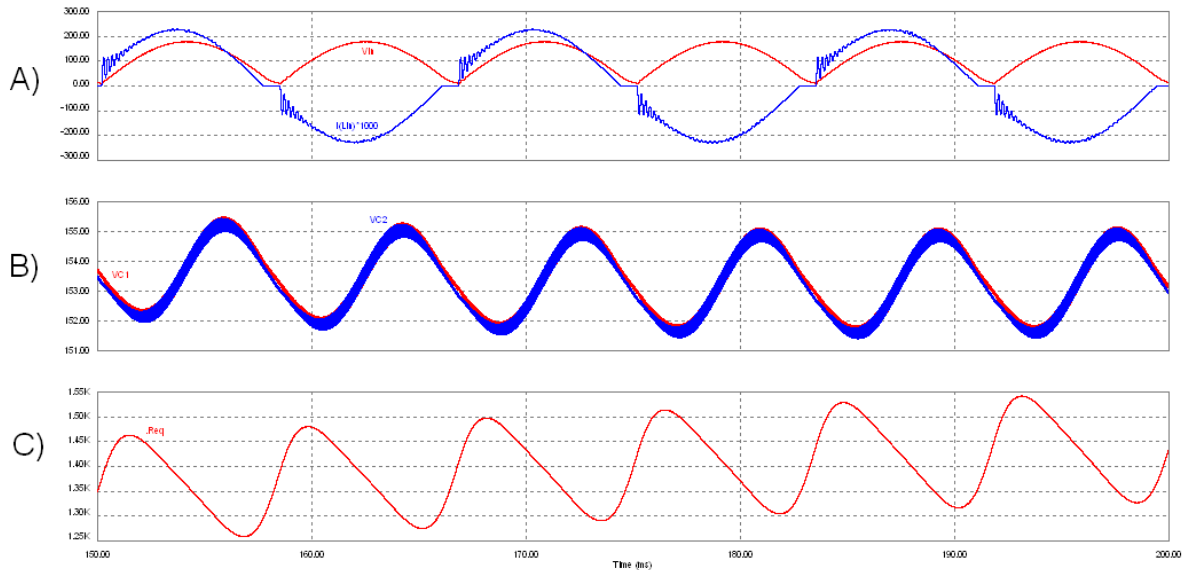


Figura 6.11 – (a) Tensão e corrente na entrada do conversor, (b) Tensões nos capacitores C_1 e C_2 , (c) Resistência equivalente da lâmpada.

A Figura 6.12 (a) apresenta a tensão e a corrente na lâmpada fluorescente, cujos valores eficazes são 128V e 434mA, respectivamente. A Figura 6.12 (b) apresenta as correntes no indutor de “boost” e no interruptor M1. A Figura 6.12 (c) apresenta a potência instantânea processada pela lâmpada.

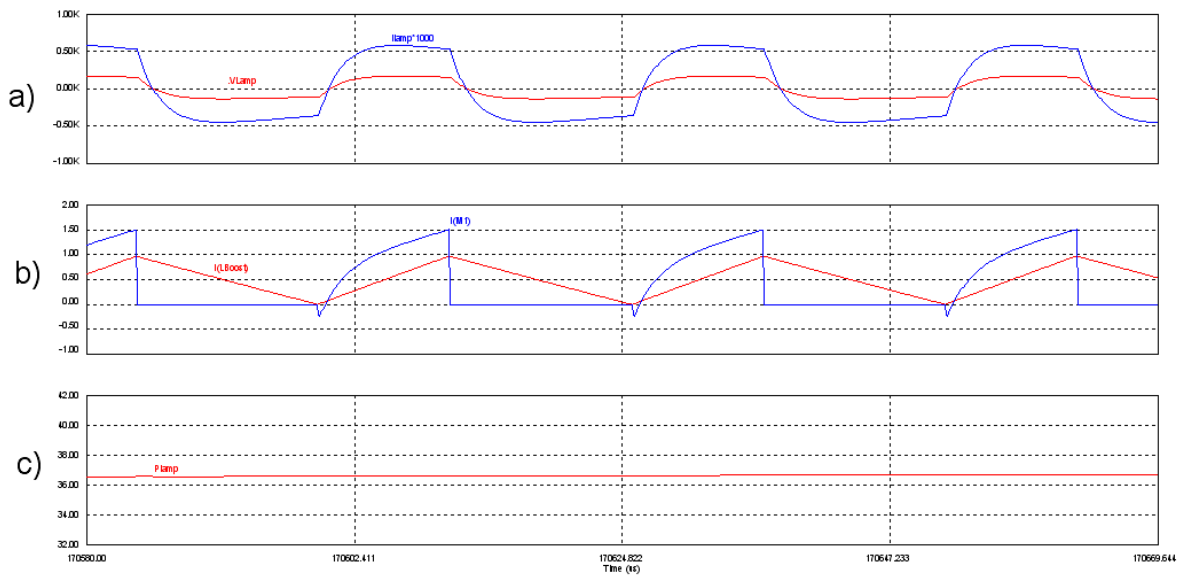


Figura 6.12 – (a) Tensão e corrente na lâmpada, (b) Correntes no indutor de “boost” e no interruptor M_1 , (c) Potência instantânea processada pela lâmpada.

A operação desta estrutura de conversor no modo CCM apresenta sérios inconvenientes. Em CCM a frequência é variável, por conseguinte, para um mesmo tempo de condução, a tensão aplicada ao ramo LCC é assimétrica durante um ciclo da rede elétrica. Observando a Figura 6.11 e a Figura 6.12, pode-se notar que resistência equivalente da lâmpada não é constante e que a tensão aplicada sobre a mesma é assimétrica.

A Figura 6.13 e a Figura 6.14 apresentam as formas de onda obtidas da simulação do conversor da Figura 6.2, com tempo de condução em $5\mu s$ e o conversor “boost” operando no modo de condução crítica (CCM).

A Figura 6.13 (a) apresenta a tensão e a corrente de entrada do conversor, cujos valores eficazes são 125V e 158mA, respectivamente. A Figura 6.13 (b) apresenta as tensões nos capacitores C1 e C2, e a Figura 6.13 (c) apresenta a resistência equivalente da lâmpada.

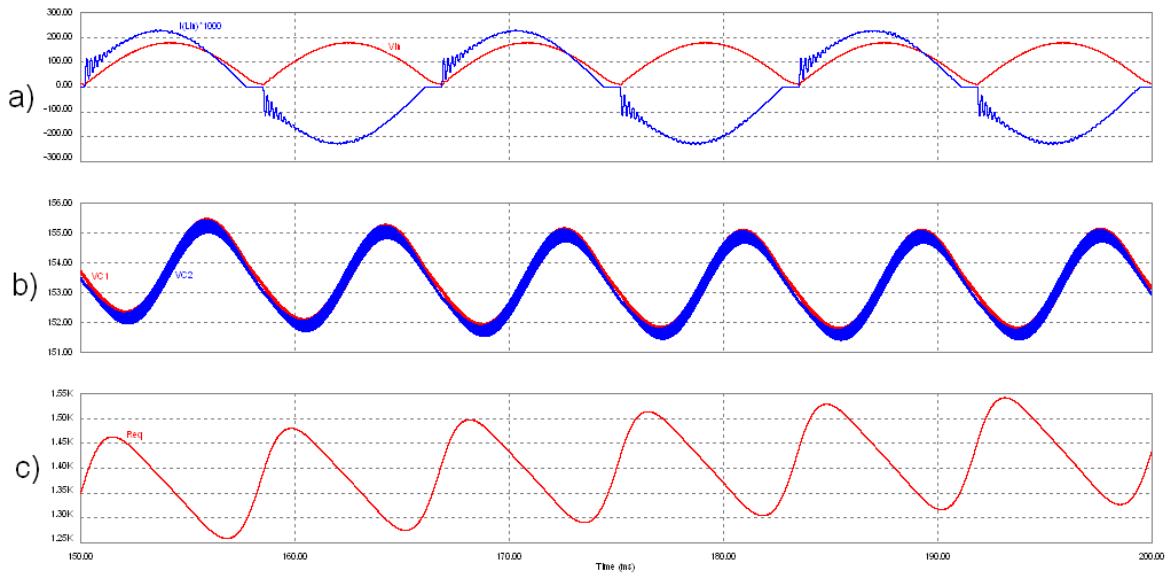


Figura 6.13 – (a) Tensão e corrente na entrada do conversor, (b) Tensões nos capacitores C_1 e C_2 , (c) Resistência equivalente da lâmpada.

A Figura 6.14 (a) apresenta a tensão e a corrente na lâmpada fluorescente, cujos valores eficazes são 141V e 103mA, respectivamente. A Figura 6.14 (b) apresenta as correntes no indutor de “boost” e no interruptor M1. A Figura 6.14 (c) apresenta a potência instantânea processada pela lâmpada.

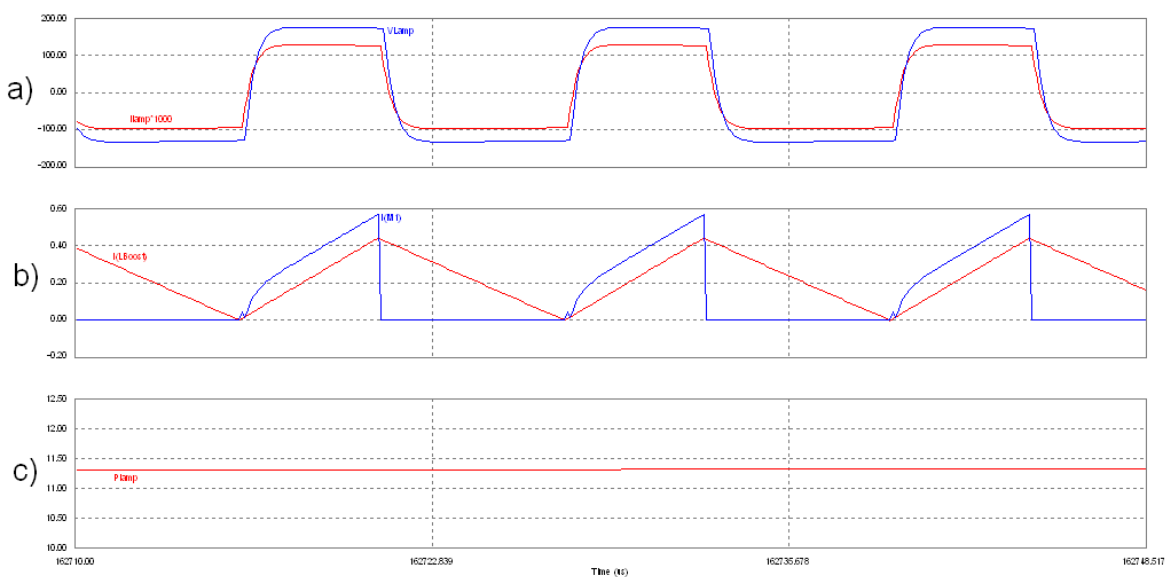


Figura 6.14 – (a) Tensão e corrente na lâmpada, (b) Correntes no indutor de “boost” e no interruptor M_1 , (c) Potência instantânea processada pela lâmpada.

O valor eficaz da corrente na lâmpada é de 103mA, enquanto o valor de pico chega a 130mA, o fator de crista dado pela equação (6.1) é 1,26 que é menor que o valor permitido de 1,7.

6.2 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Nesse capítulo foram apresentados resultados de simulação computacional para o reator eletrônico dimerizável discutido neste trabalho. Para a mesma estrutura de potência, foram simuladas quatro diferentes formas de dimerização, sendo três delas em modo contínuo e uma em modo crítico, sendo simulação com variação da frequência com o conversor “boost” em DCM; simulação com variação da razão cíclica com o “boost” em DCM; simulação com variação combinada da razão cíclica e da frequência com o “boost” em DCM, e simulação com variação do tempo de condução (t_{on}) do “boost” em CCM.

No controle por variação da frequência de chaveamento, a potência varia lentamente, sendo necessários elevados valores de frequência de chaveamento para se atingir potências mais baixas.

No controle por variação da razão cíclica de chaveamento, a tensão aplicada ao ramo LCC vai tornando-se mais assimétrica à medida que a razão cíclica é diminuída. Quanto menor a potência desejada, mais baixa a razão cíclica necessária, portanto, mais assimétrica é a tensão aplicada ao ramo LCC.

No controle por variação do tempo de condução do conversor “boost” em CCM, também observou-se assimetria na tensão aplicada ao ramo LCC, entretanto, neste caso esta

assimetria é variável dentro do ciclo da rede, pois a frequência de chaveamento e a razão cíclica são variáveis.

Com base nos resultados de simulação, verificou-se que para o conversor em questão, o melhor método de dimerização é com a variação combinada da razão cíclica e da frequência com o “boost” em DCM, atendendo às normas quanto fator de crista, para uma faixa de 35% à 100% na variação da potência. Isto porque ele combina duas técnicas diferentes, assim pode-se diminuir a potência processada pela lâmpada sem ter que elevar excessivamente a frequência e nem reduzir muito a razão cíclica.

CAPÍTULO 7

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

7.1 - IMPLEMENTAÇÃO DO REATOR ELETRÔNICO PROPOSTO

Para constatar a veracidade das etapas de operação descritas e validar as equações matemáticas desenvolvidas, foi construído um protótipo do reator proposto.

As características de projeto desejadas e os parâmetros do reator eletrônico são apresentados na Tabela 5.1. Esta tabela concatena as Tabelas 5.1 e Tabela 6.1.

Tabela 7.1 – Parâmetros de projeto do reator eletrônico.

CARACTERÍSTICAS DO PROJETO	
$V_{in} = 127V_{RMS}$	$P_0 = 36W$
$f_L = 60Hz$	$f_S = 55kHz$
$V_{C1} = 200V$	$V_0 = 105V_{RMS}$
$Q_s = 0,491$	$u = 3,73$
PARÂMETROS DO REATOR	
Boost	$L_{boost} = 1,52mH$
Circuito de estabilização	$C_S = 100nF$
LCC	$L_S = 1,54mH$
	$C_P = 9,4nF$
Capacitores	$C_1 = 47\mu F$
	$C_2 = 47\mu F$
Filtro de Entrada	$L_{in} = 1,55mH$
	$C_{in} = 540nF$

7.1.1 - RESULTADOS NA CONDIÇÃO DE PARTIDA DA LÂMPADA

A condição de partida da lâmpada se dá com o reator na frequência de 55 kHz e razão cíclica de 0,45 (45%), onde a mesma trabalha na condição de maior brilho e é a condição inicial para todos os modos de operação apresentados.

A Figura 7.1 (a) e a Figura 7.1 (b) representam as formas de onda no “Gate” dos interruptores 1 e 2 (MOSFETs $M1$ e $M2$).

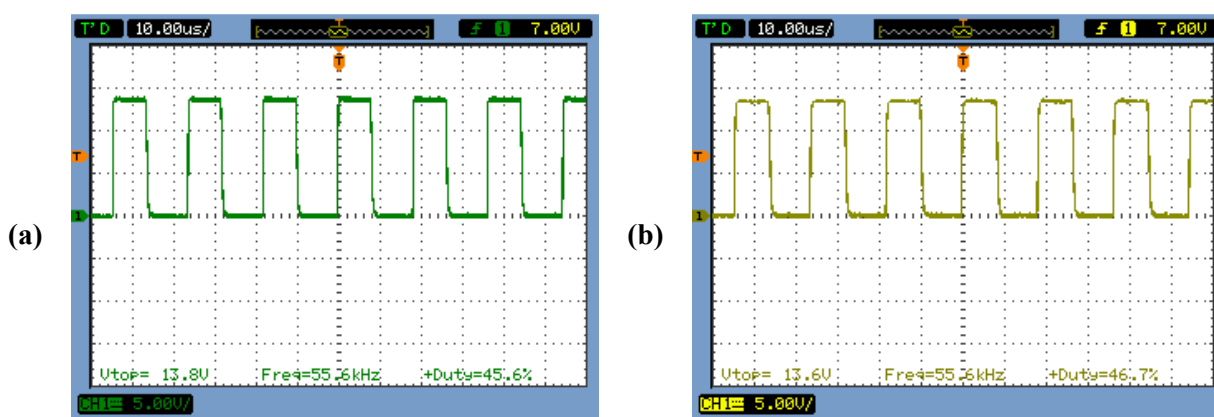


Figura 7.1 – (a) Pulso no “gate” de $M1$ (G_1) e (b) Pulso no “gate” de $M2$ (G_2).

A Figura 7.2 representa a forma de onda da tensão e da corrente na entrada do reator eletrônico proposto, sendo a tensão de 131V eficazes e a corrente de aproximadamente 300mA eficazes.

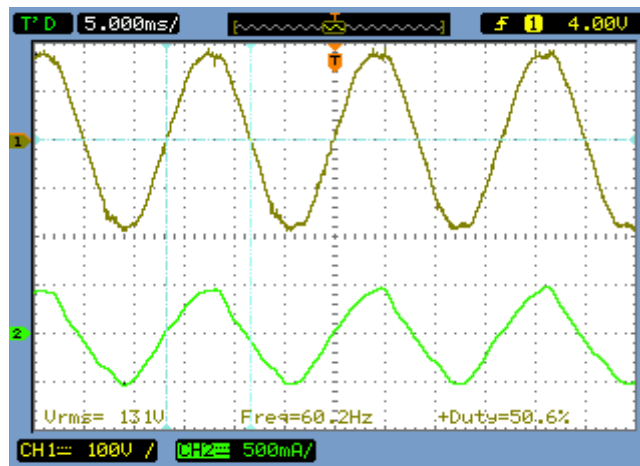


Figura 7.2– Tensão e corrente na entrada do reator eletrônico proposto.

A Figura 7.3 apresenta a corrente em baixa frequência no indutor de “boost”. Pode-se observar que como o conversor opera em modo de condução descontínua (DCM), a forma da onda da corrente em baixa frequência se assemelha a um sinal senoidal retificado, uma vez que a tensão aplicada à entrada do conversor é uma tensão senoidal retificada. Esta característica é que permite a melhora do fator de potência, pois a corrente drenada da entrada seguirá a forma senoidal da tensão.

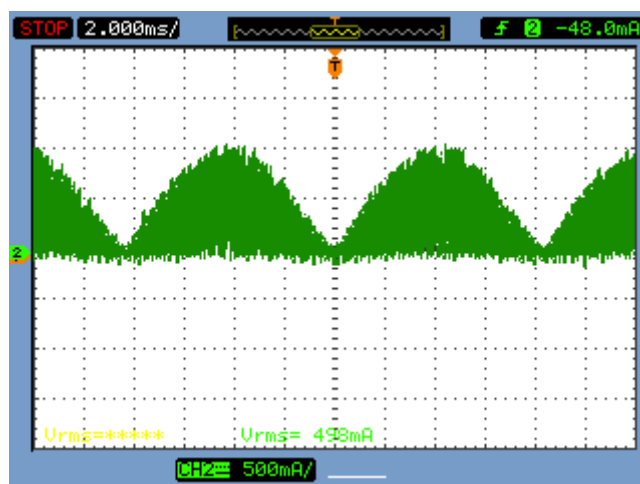


Figura 7.3 – Corrente em baixa frequência no Indutor de “Boost”.

Já a Figura 7.4 apresenta a corrente em alta frequência no mesmo indutor de “boost”. Pode-se observar que durante o tempo de condução do interruptor $M1$, a corrente cresce em rampa, enquanto que, quando o interruptor é comandado a abrir, a corrente decresce em rampa até atingir zero. Os valores máximos de corrente dependem do tempo de condução (definido pela razão cíclica uma vez que a frequência é constante) e da tensão instantânea aplicada à entrada do conversor. Quanto maior a tensão de entrada, maior o tempo necessário para que a corrente no indutor de “boost” atinja zero.

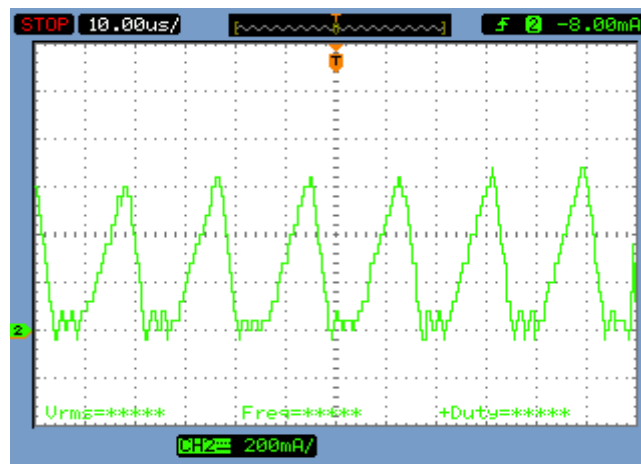


Figura 7.4 - Corrente em alta frequência no Indutor de “Boost”.

Durante o pequeno intervalo em que as duas chaves ficam abertas a tensão sobre elas é definida pela carga de suas capacitâncias intrínsecas. No instante de abertura da chave $M2$ a capacitância intrínseca da chave $M1$ está carregada, fazendo com que toda a tensão fique sobre a chave $M1$ até o momento de seu fechamento.

Analisando a tensão sobre a chave $M2$, aparentemente, esta opera com razão cíclica maior do que aquela aplicada em seu sinal de gatilho, pois, quando a chave $M2$ é comandada a abrir, não aparece tensão nos seus terminais até que a chave $M1$ seja comandada a conduzir. A chave $M2$ é aberta com corrente passando pelo seu diodo intrínseco, ou seja, em modo ZCS. A Figura 7.5 mostra as formas de onda da tensão e corrente na chave $M1$.

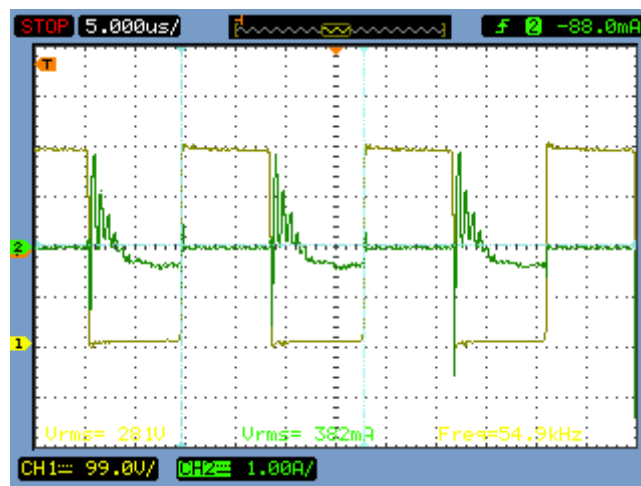


Figura 7.5 – Tensão e corrente na chave M1.

A Figura 7.6 (a) e a Figura 7.6 (b) apresentam as tensões nos capacitores C1 e C2. A tensão V_{C1} foi de 188V e a tensão V_{C2} foi de 194V. Já eram esperadas pequenas discrepâncias com relação aos valores calculados e simulados, pois o modelo matemático apenas se aproxima do processo físico, jamais consegue atingir uma perfeita equivalência com o mesmo.

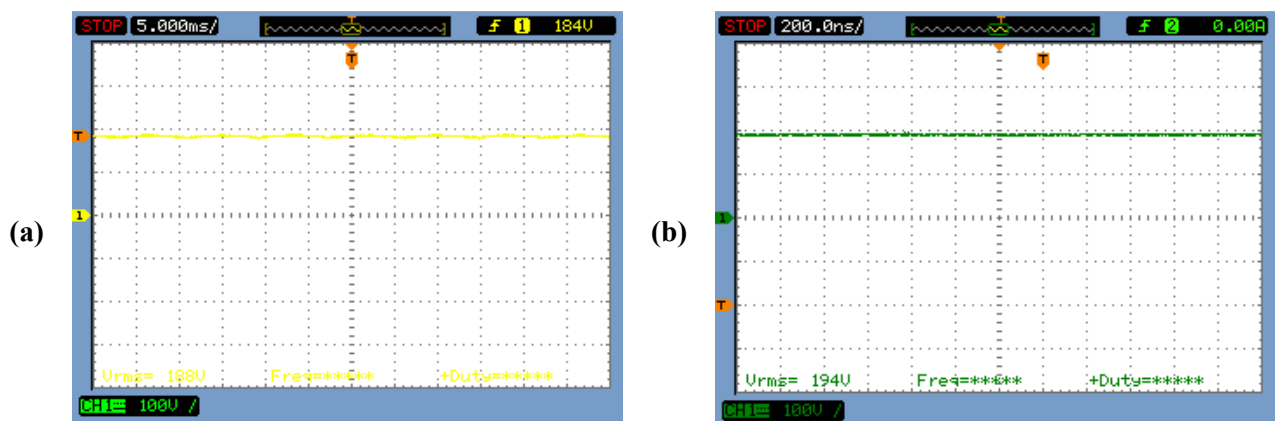


Figura 7.6 – (a) Tensão no capacitor C1 e (b) Tensão no capacitor C2

A Figura 7.7 mostra a forma de onda de tensão e corrente na lâmpada. O reator eletrônico proposto apresentou um rendimento de 94,2%. Com um fator de crista da corrente

na lâmpada de 1,57. Tensão eficaz de 114V e corrente eficaz de aproximadamente 325mA. Os resultados obtidos experimentalmente são apresentados na Tabela 7.2.

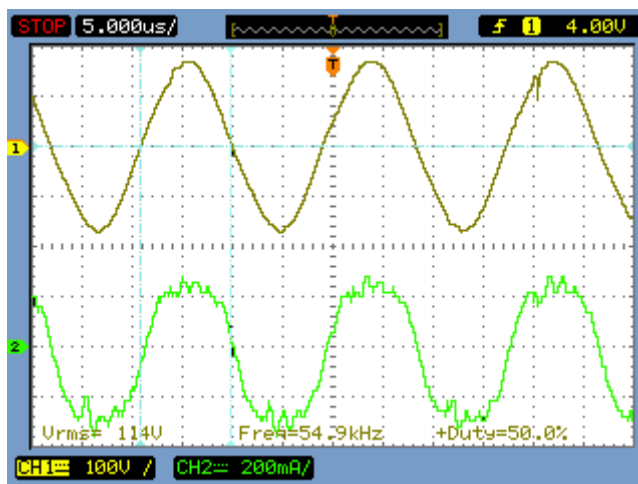


Figura 7.7 – Tensão e corrente na lâmpada.

Tabela 7.2 – Resultados obtidos experimentalmente.

RESULTADOS EXPERIMENTAIS	
Fator de Potência (PF)	99,2%
Distorção Harmônica Total (THD)	8,36%
Eficiência (η)	94,2%
Fator de crista	1,57

7.1.2 - RESULTADOS COM VARIAÇÃO DA FREQUÊNCIA COM O “BOOST” EM DCM

A Figura 7.8, a Figura 7.10 e a Figura 6.5 apresentam a tensão e corrente na entrada do conversor tensão, para as frequências de chaveamento de 70, 85 e 100 kHz e razão cíclica fixa de 0,45 (45%).

A Figura 7.9, a Figura 7.11 e a Figura 7.13 apresentam a tensão e a corrente na saída do conversor, para as frequências de chaveamento de 70, 85 e 100 kHz e razão cíclica fixa de 0,45 (45%).

Com o aumento da frequência de chaveamento, a potência processada pela lâmpada sofreu diminuição conforme esperado. Em laboratório é possível constatar a diminuição da luminosidade da lâmpada.

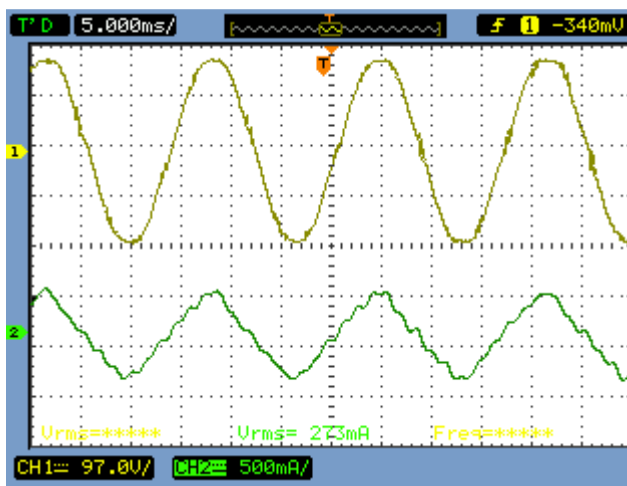


Figura 7.8 – Tensão e corrente na entrada do conversor a 70KHz.

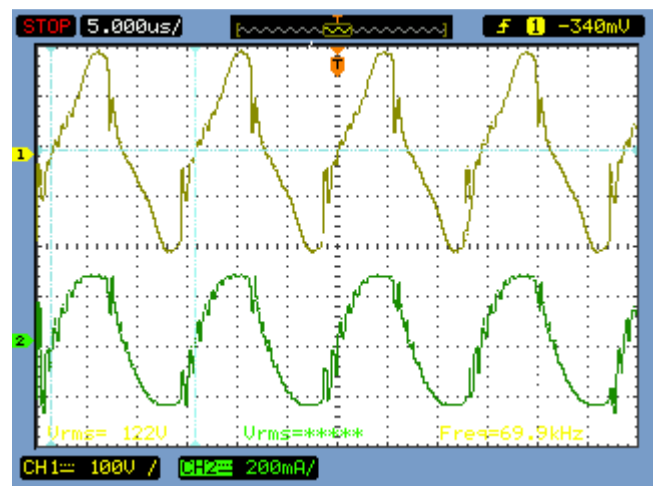


Figura 7.9 – Tensão e corrente na saída do conversor a 70KHz.

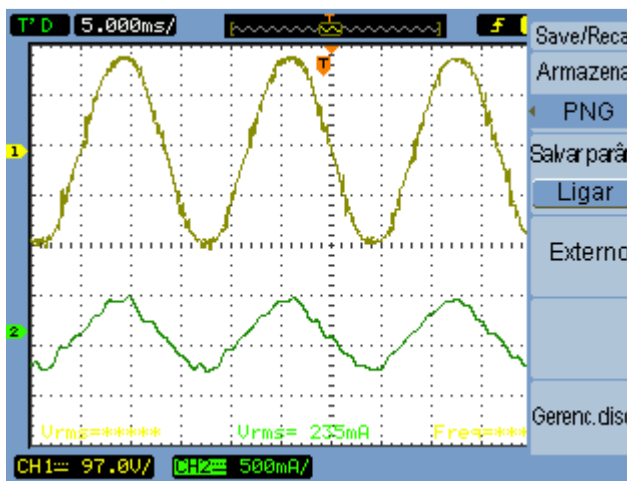


Figura 7.10 – Tensão e corrente na entrada do conversor a 85KHz.

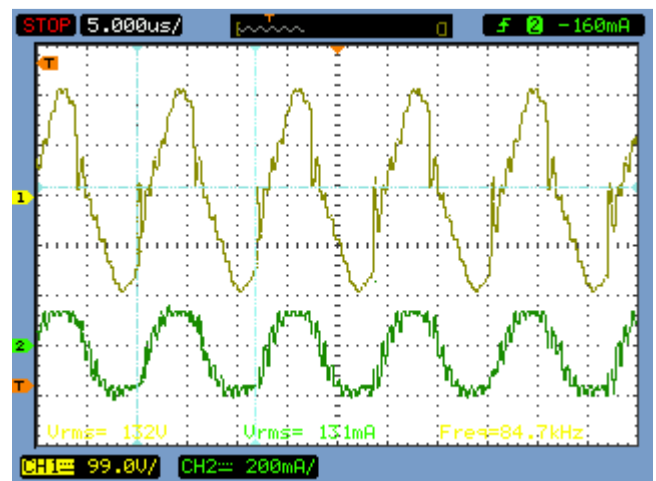


Figura 7.11 – Tensão e corrente na saída do conversor a 85KHz.

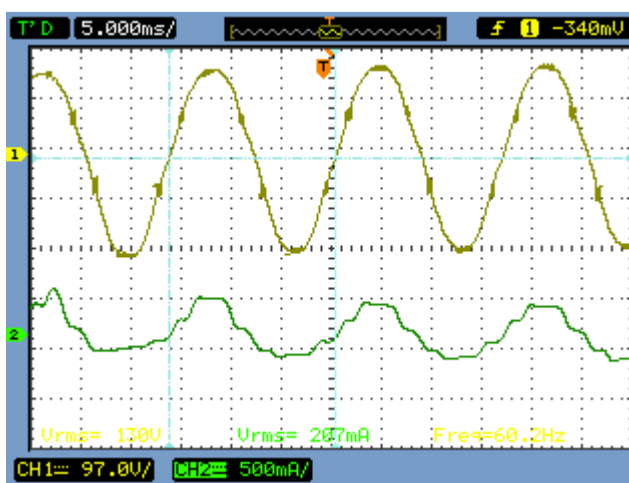


Figura 7.12 – Tensão e corrente na entrada do conversor a 100KHz.

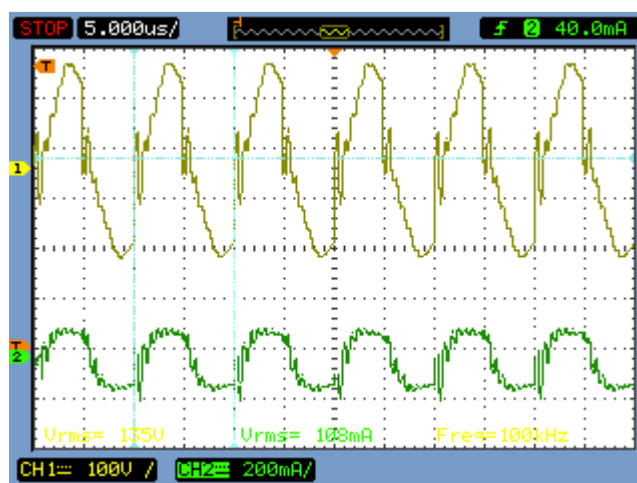


Figura 7.13 – Tensão e corrente na saída do conversor a 100KHz.

A Tabela 7.3 apresenta os principais resultados experimentais obtidos para a dimerização do conversor estudado com a variação da frequência de chaveamento.

Tabela 7.3 – Resultados experimentais com variação da frequência.

RESULTADOS EXPERIMENTAIS					
Frequência (kHz)	$P_{in}(W)$	$P_{Lamp}(W)$	$V_{Lamp}(V)$	$I_{Lamp}(mA)$	$\eta\%$
70	34,67	21,47	122	176	62
85	29,85	17,3	132	131	58
100	26,3	14,6	135	108	55,5

As formas de onda das correntes de entrada, das correntes na lâmpada e da tensão na lâmpada apresentaram diferenças consideráveis frente àquelas simuladas no PSIM[®]. Foram realizadas diversas tentativas para se descobrir as possíveis causas, quais seriam os parâmetros não modelados que estariam interferindo nestas respostas.

Realizaram-se ensaios com e sem o varivolt na entrada do conversor, com e sem filtros na entrada. Todos estes experimentos objetivavam a melhoria do perfil da tensão de entrada, e assim permitir analisar sua influência frente à corrente de entrada.

Em seguida, realizaram-se ensaios objetivando compreender os parâmetros que poderiam afetar a tensão e a corrente sobre a lâmpada. Compararam-se resultados com e sem o capacitor de partida (C_p). Constataram-se que este capacitor afeta significativamente a forma de onda da tensão e da corrente sobre a lâmpada, e que para dimerização com baixas potências é aconselhável mantê-lo em paralelo com a lâmpada para evitar que a lâmpada se apague. Todos os resultados de simulação apresentados no Capítulo 6 foram realizados sem o capacitor C_p , pois com este capacitor a simulação não convergia.

Outra hipótese para justificar tal discrepância seria o modelo da lâmpada. Tal modelo pode não ser tão adequado para respostas dinâmicas, entretanto, esta hipótese carece de estudos mais aprofundados.

7.1.3 - RESULTADOS COM VARIAÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA COM O “BOOST” EM DCM

Os resultados a seguir serão apresentados para a frequência de chaveamento fixa em 55kHz e razão cíclica em 0,38 (38%) e em 0,27 (27%).

A Figura 7.14 e a Figura 6.7 apresentam a tensão e a corrente de entrada do conversor. A Figura 7.15 e a Figura 6.8 apresentam a tensão e a corrente de saída do conversor.

Com a diminuição da razão cíclica do conversor, a potência processada pela lâmpada sofreu diminuição conforme esperado. Em laboratório, é possível constatar a diminuição da luminosidade da lâmpada.

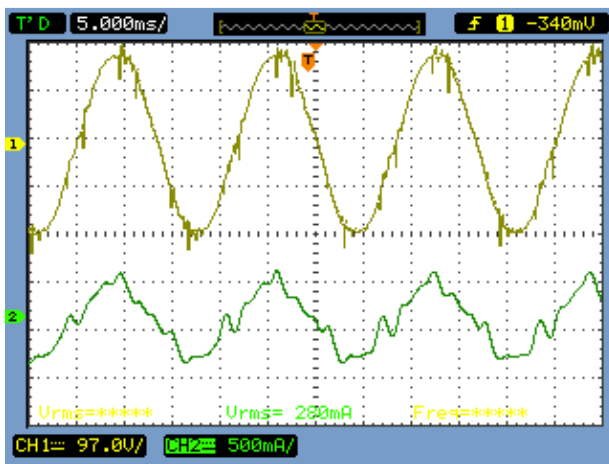


Figura 7.14 – Tensão e corrente na entrada do conversor para D=0,38.

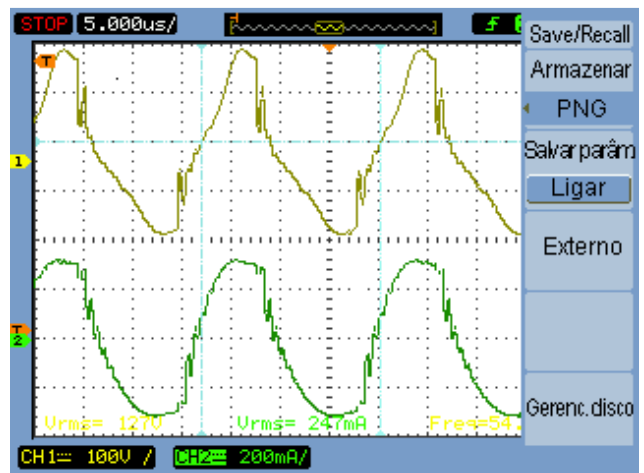


Figura 7.15 – Tensão e corrente na saída do conversor para D=0,38.

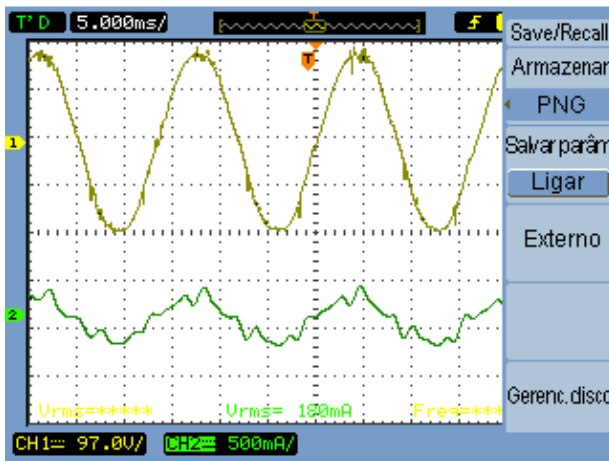


Figura 7.16 – Tensão e corrente na entrada do conversor para D=0,27.

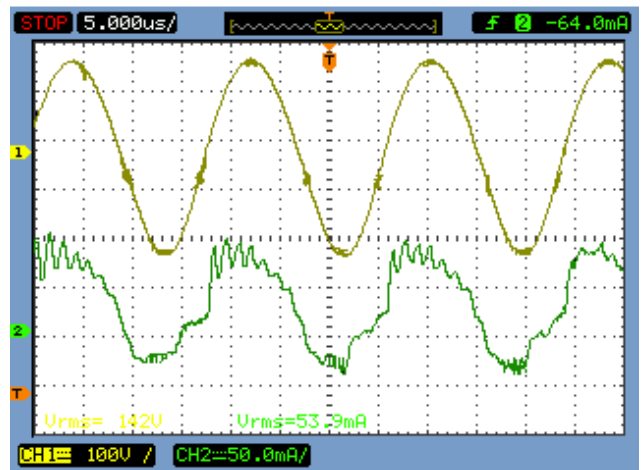


Figura 7.17 – Tensão e corrente na saída do conversor para D=0,27.

A Tabela 7.4 apresenta os principais resultados experimentais obtidos para a dimerização do conversor estudado com a variação da razão cíclica.

Tabela 7.4 – Resultados experimentais com variação da razão cíclica

RESULTADOS EXPERIMENTAIS					
Razão Cíclica	P_{in} (W)	P_{Lamp} (W)	V_{Lamp} (V)	I_{Lamp} (mA)	$\eta\%$
0,38	35,6	31,4	127	247	88
0,27	22,9	7,65	142	53,9	33,4

Para o ensaio com variação da razão cíclica, observaram-se discrepâncias ainda mais significativas que aquelas do caso anterior, o que sugere que o modelo utilizado pode não ser o melhor modelo para este tipo de análise. É importante salientar que até então, este modelo vem sendo utilizado para analisar o comportamento de lâmpadas fluorescentes em reatores eletrônicos dimerizáveis, com pré-reguladores separados do estágio inversor. O conversor integrado proposto apresenta não somente maior complexidade em sua análise, como pode ser que exija um modelo mais apurado para a lâmpada.

7.1.4 - RESULTADOS COM VARIAÇÃO COMBINADA DA RAZÃO CÍCLICA E DA FREQUÊNCIA COM O “BOOST” EM DCM

Para este modo de variação de luminosidade, consideram-se as seguintes situações: $f_s = 55\text{kHz}$ e $D = 0,45$, $f_s = 70\text{kHz}$ e $D = 0,45$, $f_s = 70\text{kHz}$ e $D = 0,38$, $f_s = 85\text{kHz}$ e $D = 0,45$, $f_s = 85\text{kHz}$ e $D = 0,38$, $f_s = 100\text{kHz}$ e $D = 0,45$ e $f_s = 100\text{kHz}$ e $D = 0,38$. Porém, como os casos com razão cíclica igual a 45% já foram realizadas e apresentadas anteriormente, serão apresentados os ensaios para o conversor operando em 70, 85 e 100kHz com razão cíclica de 0,38.

Na Figura 7.18, Figura 7.20 e Figura 7.22 apresentam-se a tensão e a corrente na entrada do conversor. Na Figura 7.19, Figura 7.21 e Figura 7.23 apresentam-se a tensão e a corrente na saída do conversor para as frequências de chaveamento de 70, 85 e 100kHz, respectivamente, e razão cíclica fixa de 0,38.

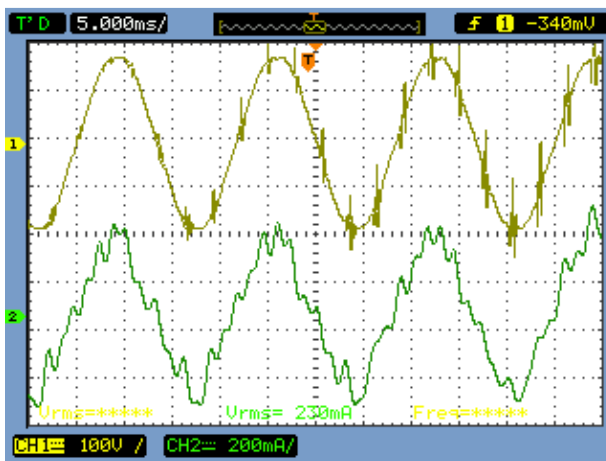


Figura 7.18 – Tensão e corrente na entrada do conversor a 70kHz.



Figura 7.19 – Tensão e corrente na saída do conversor a 70 kHz.

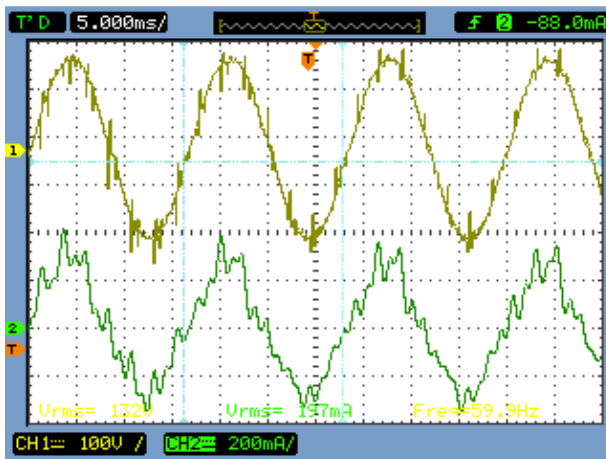


Figura 7.20 – Tensão e corrente na entrada do conversor a 85 kHz.

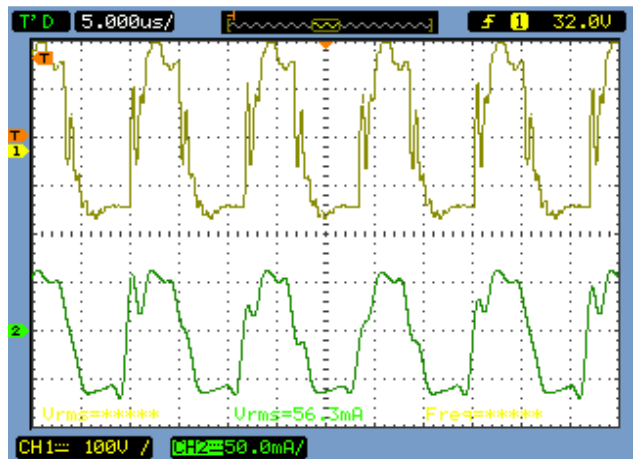


Figura 7.21 – Tensão e corrente na saída do conversor a 85 kHz.

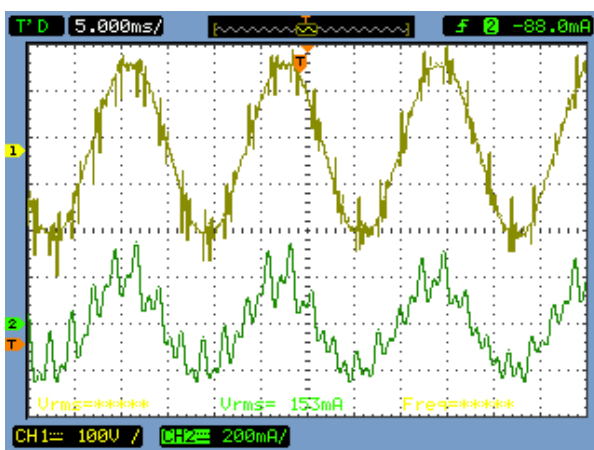


Figura 7.22 – Tensão e corrente na entrada do conversor a 100 kHz.

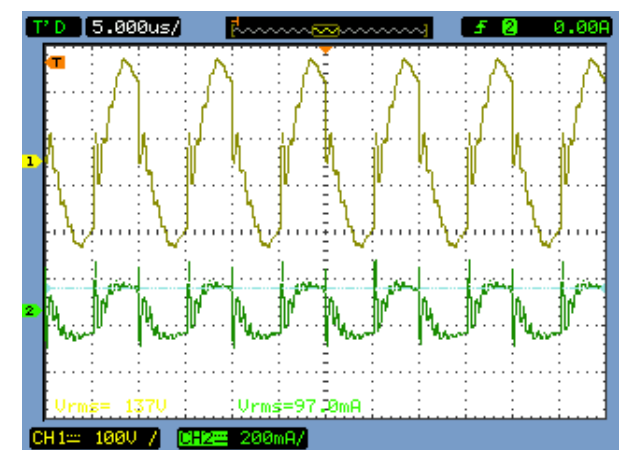


Figura 7.23 – Tensão e corrente na saída do conversor a 100 kHz.

A Figura 7.22 e Figura 7.23 apresentam o caso mais interessante, que seria a situação em que para 100kHz e razão cíclica fixa de 0,38, obtém-se um potência processada na lâmpada de aproximadamente 13,3W.

A técnica combinada para a dimerização deste conversor consiste em partir a lâmpada com frequência de 55kHz e razão cíclica 0,45, obtendo-se 36W, e logo em seguida aplicar uma ação combinada de aumentar a frequência de chaveamento e diminuir a razão cíclica, tendo como a frequência de 100kHz e razão cíclica 0,38, obtendo-se 13,3W, a menor potência processada pela lâmpada.

Para a potência de 13,3W este conversor apresentou um rendimento de 68,4%, melhor que os demais métodos para potências semelhantes, além de apresentar ou menor frequência de chaveamento, ou menor assimetria na tensão aplicada à lâmpada.

7.2 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Conforme discutido durante este capítulo, observou-se que as formas de onda das correntes de entrada, das correntes na lâmpada e da tensão na lâmpada apresentaram diferenças consideráveis frente àquelas simuladas no PSIM[®]. Uma hipótese para justificar tal discrepância seria o modelo da lâmpada. Tal modelo pode não ser tão adequado para respostas dinâmicas, entretanto, esta hipótese carece de estudos mais aprofundados.

De um modo geral, os resultados experimentais, com três métodos distintos de dimerização mostraram que estes métodos funcionam efetivamente. Cada um deles tem suas vantagens e desvantagens. O método de dimerização combinada foi aquele que apresentou o melhor resultado.

CONCLUSÃO GERAL

Uma visão geral das características operacionais das lâmpadas e dos reatores eletrônicos foi apresentada neste trabalho. Foram fornecidas informações básicas sobre os estágios de processamento de potência que constituem os reatores eletrônicos, como também as metodologias de projetos desses estágios. Apresentou-se também um modelo para a lâmpada fluorescente e métodos de dimerização.

Avaliou-se quatro métodos de dimerização através de simulação, e experimentalmente, três métodos, utilizando o reator eletrônico integrado (modo inversor com PFC integrados) e constatou-se que a representatividade do modelo adotado nas simulações com os obtidos experimentalmente não foi o mais adequado. Para este conversor, o melhor método de dimerização é com a variação combinada da razão cíclica e da frequência com o “Boost” em DCM, atendendo às normas quanto ao fator de crista, para uma faixa de 35% à 100% da potência nominal.

Este trabalho foi desenvolvido, buscando aplicar no reator eletrônico integrado, métodos de dimerização validando tanto o modelo de simulação adotado através de comparativos experimentais, quanto a aplicabilidade do reator em questão.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ADAMS, J; RIBARICH, T. J; RIBARICH, J. J. A New Control IC for Dimmable High-Frequency Electronic Ballasts. **Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'99)**, v. 2, p.713-719, 1999.

ALVES, J. A. **Reator eletrônico para lâmpadas fluorescentes compactas com alto fator de potência**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - INEP - UFSC, Florianópolis, 1996.

ANDRÉ, A. S. **Reator Eletrônico para duas Lâmpadas Fluorescentes de 110W com controle de luminosidade e alto fator de potência**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - INEP - UFSC, Florianópolis, 1997.

BEN-YAAKOV, S.; SHVARTSAS, M.; GLOZMAN, S. Statics and Dynamics of Fluorescent Lamps Operating at High Frequency: Modeling and Simulation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 38, No 06, p.1486-1492, 2002.

BEDIN, J. Reatores eletrônicos dimerizáveis para lâmpadas fluorescentes com elevado fator de potência. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - INEP - UFSC, Florianópolis, 2008, 158p.

CALLEJA, A. J.; ALONSO, J. M.; LOPEZ, E.; RIBAS, J.; MARTINEZ, J. A.; RICO, M. Analysis and Experimental Results of a Single-Stage High-Power-Factor Electronic Ballast Based on Flyback Converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 14, No 06, p.998-1006, 1999.

CERVI, M.; SEIDEL, A. R.; BISOGNO, F. E.; PRADO, R. N. Fluorescent Lamp Model Employing Tangent Approximation. **Power Electronics Specialists Conference (PESC '02)**, v. 1, p.187-191, 2002.

CHAN, S. S. M.; CHUNG, H. S. H.; HUI, R. S. Y. Self-Oscillating Dimmable Electronic Ballast for Fluorescent Lamps. **IEEE Power Electronics Letters**, v. 2, No 03, p.87-91, 2004.

CHEN, Y.-T.; LIN, W.-M.; LIU, Y.-H. Analysis and Design of a Dimmable Electronic Ballast Controlled by a Switch-Controlled Capacitor. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 52, No 06, p.1564-1572, 2005.

CHIU, H.-J.; LIN, L.-W.; WANG, C.-M. Single-Stage Dimmable Electronic Ballast with High Power Factor and Low EMI. **Electric Power Applications**, v. 152, No 01, p.89-95, 2005.

FENGFENG, T.; QUN Z.; LEE, F. C.; ONISHI, N. Single-Stage Power-Factor-Correction Electronic Ballast with a Wide Continuous Dimming Control for Fluorescent Lamps. **Power Electronics Specialists Conference (PESC'01)**, v. 2, p.926-931, 2001a.

FENGFENG, T.; QUN Z.; LEE, F. C.; ONISHI, N. Self-Oscillating Electronic Ballast with Dimming Control. **Power Electronics Specialists Conference (PESC'01)**, v. 4, p.1818-1823, 2001b.

HARRIS, J. B. Electric lamps, past and present. **Engineering Science and Education Journal**, August 1993.

HAUSMANN, R. **Sistema Inteligente de Iluminação para duas Lâmpadas Fluorescentes de 40W**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - INEP - UFSC, Florianópolis, 2000.

HO, Y. K. E.; LEE, S. T. S.; CHUNG, H. S.-H.; HUI, S. Y. A Comparative Study on Dimming Control Methods for Electronic Ballasts. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 16, No 06, p.828-836, 2001.

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, No 04, p.465-472, 2001.

KAISER, W.; MARQUES, R. P.; CORRÊA, A. F. Impact of Current Crest Factor at High and Low Frequency Operation on Fluorescent Lamp Electrodes. **IEEE Industry Applications Conference (IAS'2006)**, v. 1, p.236-241, 2006.

KAISER, W. **Conversor Eletrônico de Elevada Eficiência para a Alimentação de Lâmpadas Fluorescentes Tubulares**. Tese (Doutorado), Universidade de São Paulo, 1988.

LAM, J.; JAIN, P. K. A Novel Dimming Electronic Ballast with Improved Crest Factor Using Valley Fill Current Source Resonant Inverter. **IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'2006)**, v. 2, p.1100-1105, 2006.

MOO, C. S.; HSIEH, Y. C.; YEN, H. C.; LEE, C. R. Fluorescent Lamp Model with Power and Temperature Dependence for High-Frequency Electronic Ballasts. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Vol. 39, No 01, p.121-127, 2003.

MOO, C. S.; CHENG, H. L.; LIN, T. F.; YEN, H. C. Designing a Dimmable Electronic Ballast with Voltage Control for Fluorescent Lamp", **IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'1999)**, Vol. 2, p.786-791, 1999.

MORAIS, A. S. Novas Topologias, Análises, Projeto e Experimentação de Fontes de Alta Frequência para Lâmpadas Fluorescentes Tubulares. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Uberlândia, 2004.

NG, A. T. K.; KI W-H.; MOK, P. K. T.; SIN, J. K. O. Lamp Modeling for Design of Dimmable Electronic Ballasts. **Power Electronics Specialists Conference (PESC'00)**, v.3, p.1358-1362, 2000.

NORMA NBR 14418. **Reatores Eletrônicos Alimentados em Corrente Alternada para Lâmpadas Fluorescentes Tubulares** – Prescrições de Desempenho. Rio de Janeiro, 1999. Normas – Associação Brasileira de Normas Técnicas.

OKUDE, A.; UEOKA, A.; KAMBARA, Y. Development of an Electronic Dimming Ballast for Fluorescent Lamps. **Journal of the IES**, 1992.

PEREIRA, E. I. **Reator eletrônico com estágio de correção do fator de potência integrado com o inversor ressonante**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - INEP - UFSC, Florianópolis, 2003.

PORTARIA Nº 188/2004 INMETRO. **Instituto Nacional de Metrologia, Normalização e Qualidade Industrial** - Rio de Janeiro, 09/2004.

PUTKAMER, F. L. Reator eletrônico dimerizado. Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica), Centro Universitário de Jaraguá do Sul, 2008, 158p.

QIAN, J. & LEE, F. C. Charge Pump Power-Factor-Correction Dimming Electronic Ballast. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 14, No 03, p.461-468, 1999.

SANTOS, A. S. **Reator eletrônico multifrequência para lâmpada fluorescente T5 com pré-aquecimento por tensão**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2004, 153p.

SEIDEL, A. R.; BISOGNO, F. E.; PAPPIS, D.; DALLA COSTA, M. A.; PRADO, R. N. Simple Valley-Fill Self-Oscillating Electronic Ballast with Low Crest Factor Using Pulse-Frequency-Modulation. **IEEE Industry Applications Conference (IAS'2003)**, v. 2, p.7791-784, 2003.

SONG, J.; SONG, J.-H.; CHOY, I.; CHOI, J.-Y. Improving Crest Factor of Electronic Ballast-Fed Fluorescent Lamp Current Using Pulse Frequency Modulation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 48, No 05, p.1015-1024, 2001.

SUN, M.; HESTERMAN, B. L. PSpice High-Frequency Dynamic Fluorescent Lamp Model. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 13, No 02, p.261-272, 1998.

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 (PCC '07)**, p.727-730, 2007.

WAKABAYASHI, F. T.; CANESIN, C. A. An Improved Design Procedure for LCC Resonant Filter of Dimmable Electronic Ballasts for Fluorescent Lamps, Based on Lamp Model”, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 20, No 05, p.1186-1196, 2005.

WAKABAYASHI, F. T.; CANESIN, C. A. Dimmable Electronic Ballast with High Power Factor SEPIC Preregulator, for Multiple Tubular Fluorescent Lamps. **Power Electronics Specialists Conference (PESC '04)**, Vol. 5, p.4043-4049, 2004.

WAKABAYASHI, F. T. & CANESIN, C. A. A New **Model for Tubular Fluorescent Lamps Operated at High Frequencies for Dimmable Applications**. Artigo técnico, IEEE-2003.

WU, T.-F.; LIU, Y.-C.; WU, Y.-J. High-Efficiency Low-Stress Electronic Dimming Ballast for Multiple Fluorescent Lamps. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 14, No 01, p.160-167, 1999.

WU, T.-F.; YU, T.-H. Analysis and Design of a High Power Factor, Single-Stage Electronic Dimming Ballast. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 34, No 03, p.606-615, 1998.

WU, T.-F.; YU, T.-H.; CHIANG, M.-C. Single-Stage Electronic Ballast with Dimming Feature and Unity Power Factor. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 13, No 03, p.586-597, 1998.

WU, T.-F.; HUNG, J.-C.; YU T.-H. A PSpice Circuit Model for Low-Pressure Gaseous Discharge Lamps Operating at High Frequency. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 44, No 03, p.428-431, 1997.

YOUNG, R.G. Factors Influencing Fluorescent Lamp Color. **Journal of the Illuminating Engineering Society**, New York, 1992.

APÊNDICE A

EQUACIONAMENTO DO CAPÍTULO 2

A.1 - CÁLCULO DO INDUTOR DE “BOOST”

O cálculo do indutor de “boost” foi desenvolvido a partir do método utilizado para o indutor de “buck-boost” em modo de condução descontínua.

P_A é a potência transferida quando a chave esta conduzindo e P_B para a chave aberta.

$$P_{in} = P_A + P_B \quad (\text{A.1})$$

$$P_A = V_{in} \cdot I_{AMed} \quad (\text{A.2})$$

$$P_B = V_{in} \cdot I_{BMed} \quad (\text{A.3})$$

$$T_1 = D \cdot T \quad (\text{A.4})$$

$$I_A = \frac{V_{in} \cdot T_1}{L_{Boost}} = \frac{V_{in} \cdot D}{L_{Boost} \cdot f_s} \quad (\text{A.5})$$

$$I_{AMed} = \frac{I_A}{2} \cdot \frac{T_1}{T} = \frac{V_{in} \cdot D}{2 \cdot L_{Boost} \cdot f_s} \cdot \frac{D \cdot T}{T} = \frac{V_{in} \cdot D^2}{2 \cdot L_{Boost} \cdot f_s} \quad (\text{A.6})$$

$$P_A = V_{in} \cdot \left(\frac{V_{in} \cdot D^2}{2 \cdot L_{Boost} \cdot f_s} \right) = \frac{V_{in}^2 \cdot D^2}{2 \cdot L_{Boost} \cdot f_s} \quad (\text{A.7})$$

Onde T_0 é o período de descarga do indutor de “boost”.

$$I_B = \frac{(V_{CL} - V_{in}) \cdot T_0}{L_{Boost}} \quad (\text{A.8})$$

$$I_{BMed} = \frac{I_B}{2} \cdot \frac{T_0}{T} = \frac{(V_{CL} - V_{in}) \cdot T_0}{2 \cdot L_{Boost}} \cdot \frac{T_0}{T} = \frac{(V_{CL} - V_{in}) \cdot T_0^2}{2 \cdot L_{Boost} \cdot T} \quad (\text{A.9})$$

$$P_B = V_{in} \cdot \left(\frac{(V_{CL} - V_{in}) \cdot T_0^2}{2 \cdot L_{Boost} \cdot T} \right) = \frac{V_{in} \cdot (V_{CL} - V_{in}) \cdot T_0^2}{2 \cdot L_{Boost} \cdot T} \quad (\text{A.10})$$

$$P_{in} = P_A + P_B = \frac{V_{in}^2 \cdot D^2}{2 \cdot L_{Boost} \cdot f_s} + \frac{V_{in} \cdot (V_{CL} - V_{in}) \cdot T_0^2}{2 \cdot L_{Boost} \cdot T} \quad (\text{A.11})$$

$$T_0 \cong T_1 = D \cdot T \quad (\text{A.12})$$

$$V_{CL} \cong 2 \cdot V_{in} \quad (\text{A.13})$$

$$P_{in} = \frac{V_{in}^2 \cdot D^2}{2 \cdot L_{Boost} \cdot f_s} + \frac{V_{in} \cdot (2 \cdot V_{in} - V_{in}) \cdot (D \cdot T)^2}{2 \cdot L_{Boost} \cdot T} = \frac{V_{in}^2 \cdot D^2}{2 \cdot L_{Boost} \cdot f_s} + \frac{V_{in}^2 \cdot D^2}{2 \cdot L_{Boost} \cdot f_s} \quad (\text{A.14})$$

$$P_{in} = \frac{V_{in}^2 \cdot D^2}{L_{Boost} \cdot f_s} \quad (\text{A.15})$$

$$L_{Boost} = \frac{V_{in}^2 \cdot D^2}{P_{in} \cdot f_s} \quad (\text{A.16})$$

$$P_{in} = \frac{P_0}{\eta} \quad (\text{A.17})$$

$$L_{Boost} = \frac{\eta \cdot V_{in}^2 \cdot D^2}{P_0 \cdot f_s} \quad (\text{A.18})$$

A.2 - CÁLCULO DA TENSÃO NO CAPACITOR C1

$$P_0 = \frac{V_0^2}{R} \quad (\text{A.19})$$

$$P_0 = \eta \cdot P_{in} = \frac{V_0^2}{R} = \frac{\eta \cdot V_{in}^2 \cdot D^2}{L_{Boost} \cdot f_s} \quad (\text{A.20})$$

G é a resposta do circuito série ressonante em função da frequência.

$$G = \frac{V_0}{V_i} \quad (\text{A.21})$$

V_i é o valor eficaz da componente fundamental da tensão aplicada ao ramo LCC.

$$V_i = \frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot \sqrt{2}} \quad (\text{A.22})$$

$$V_0 = G \cdot V_i = \frac{4 \cdot G \cdot V_{C1}}{\pi \cdot \sqrt{2}} \quad (\text{A.23})$$

Fazendo (A.23) em (A.20) tem-se:

$$\frac{\eta \cdot V_{in}^2 \cdot D^2}{L_{Boost} \cdot f_S} = \frac{\left(\frac{4 \cdot G \cdot V_{C1}}{\pi \cdot \sqrt{2}} \right)^2}{R} \quad (\text{A.24})$$

$$\sqrt{\frac{\eta \cdot V_{in}^2 \cdot D^2 \cdot R}{L_{Boost} \cdot f_S}} = \frac{4 \cdot G \cdot V_{C1}}{\pi \cdot \sqrt{2}} \quad (\text{A.25})$$

$$V_{C1} = \frac{V_{in} \cdot D \cdot \pi}{G} \sqrt{\frac{\eta \cdot R}{8 \cdot L_{Boost} \cdot f_S}} \quad (\text{A.26})$$

A.3 - CÁLCULO DO CAPACITOR C1

$$\Delta V_C = \frac{T_1 \cdot I_0}{C} \quad (\text{A.27})$$

Para T_1 igual à metade do período da rede elétrica T_L .

$$T_1 = \frac{T_L}{2} = \frac{1}{2 \cdot f_L} \quad (\text{A.28})$$

$$C_1 = \frac{I_{01}}{2 \cdot f_L \cdot \Delta V_C} \quad (\text{A.29})$$

$$I_{01} = \frac{(1/2) \cdot P_0}{V_{C1}} \quad (\text{A.30})$$

A corrente I_{01} foi calculada em função da potência, e não da impedância do filtro LCC, o que nos daria uma corrente maior, pois a variação de tensão de maior relevância acontece

em baixa frequência (60 Hz), e não em alta frequência, pois apenas a corrente real é levada em consideração. Fazendo (A.30) em (A.29) tem-se:

$$C_1 = \frac{P_0}{4 \cdot f_L \cdot V_{C1} \cdot \Delta V_{C1}} \quad (\text{A.31})$$

A.4 - CÁLCULO DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO CIRCUITO SÉRIE RESSONANTE (SR)

A equação (A.32) representa a tensão sobre a lâmpada.

$$V_0 = R \cdot i \quad (\text{A.32})$$

$$V_i = (R + j(X_L - X_C)) \cdot i \quad (\text{A.33})$$

Usando a regra do divisor de tensão no domínio da frequência, obtém-se a seguinte expressão para a resposta em frequência.

$$\frac{V_0}{V_i}(j\omega) = \frac{1}{1 + \left(j \cdot \omega_s \cdot \frac{L_s}{R} \right) - \left(\frac{j}{\omega_s \cdot C_s \cdot R} \right)} \quad (\text{A.34})$$

Substituindo-se o fator de qualidade $Q_s = \omega_0 \cdot L_s / R = 1 / (\omega_0 \cdot C_s \cdot R)$, a relação entre as frequências $u = \omega_s / \omega_0$ e a frequência de ressonância $\omega_0 = 1 / \sqrt{L_s \cdot C_s}$ obtém-se:

$$\frac{V_0}{V_i}(j\omega) = \frac{1}{1 + j \cdot Q_s \cdot \left(\frac{\omega_s}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_s} \right)} = \frac{1}{1 + j \cdot Q_s \cdot \left(u - \frac{1}{u} \right)} \quad (\text{A.35})$$

Reorganizando a equação, chega-se a seguinte expressão para a resposta em função da frequência.

$$\left| \frac{V_o}{V_i}(j\omega) \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_s^2 \cdot \left(u - \frac{1}{u}\right)^2}} \quad (\text{A.36})$$

A.5 - CÁLCULO DA IMPEDÂNCIA DO CIRCUITO SÉRIE RESSONANTE

Impedância do circuito ressonante mais a lâmpada.

$$Z_{SR} = R_s + j \cdot \left(\omega_s \cdot L_s - \frac{1}{\omega_s \cdot C_s} \right) \quad (\text{A.37})$$

Utilizando alguns artifícios matemáticos, chega-se a seguinte expressão:

$$Z_{SR} = \omega_0 \cdot L_s \left(\frac{R_s}{\omega_0 \cdot L_s} + j \cdot \left(\frac{\omega_s}{\omega_0} - \frac{1}{\omega_s \cdot \omega_0 \cdot L_s \cdot C_s} \right) \right) \quad (\text{A.38})$$

Cálculo da frequência natural do circuito ressonante.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s \cdot C_s}} \iff L_s \cdot C_s = \frac{1}{\omega_0^2} \quad (\text{A.39})$$

Substituindo a equação (A.39) na equação (A.38), obtém-se:

$$Z_{SR} = \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} \cdot \left(\frac{1}{Q_s} + j \cdot \left(\frac{\omega_s}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_s} \right) \right) \quad (\text{A.40})$$

Fazendo as substituições finais, chega-se a expressão da impedância do circuito série ressonante.

$$|Z_{SR}| = \sqrt{\frac{L_s}{C_s} \cdot \left(\frac{1}{Q_s^2} + \left(u - \frac{1}{u}\right)^2 \right)} \quad (\text{A.41})$$

A.6 - CÁLCULO DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO CIRCUITO DE ESTABILIZAÇÃO SÉRIE RESSONANTE COM A LÂMPADA EM PARALELO (SRPL)

Usando a regra do divisor de tensão no domínio da frequência, obtém-se a seguinte expressão para a tensão na lâmpada.

$$V_0 = (X_C // R) \cdot i = \left(\frac{R \cdot (-j \cdot X_C)}{R - j \cdot X_C} \right) \cdot i \quad (\text{A.42})$$

Semelhantemente, obtém-se a tensão de alimentação.

$$V_i = \left(\frac{R \cdot (-j \cdot X_C)}{R - j \cdot X_C} + j \cdot X_L \right) \cdot i \quad (\text{A.43})$$

A resposta em frequência é obtida pela razão entre as tensões acima citadas.

$$\frac{V_0}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{\left(\frac{R \cdot (-j \cdot X_C)}{R - j \cdot X_C} \right) \cdot i}{\left(\frac{R \cdot (-j \cdot X_C)}{R - j \cdot X_C} + j \cdot X_L \right) \cdot i} \quad (\text{A.44})$$

Fazendo algumas manipulações, chega-se a seguinte expressão:

$$\frac{V_0}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{\left(\frac{R}{-j \cdot \omega_s \cdot C_s} \right)}{\left(\frac{R}{-j \cdot \omega_s \cdot C_s} + j \cdot \omega_s \cdot L_s \right)} \quad (\text{A.45})$$

Através das devidas simplificações, tem-se a equação:

$$\frac{V_0}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{\left(\frac{R}{1 - j \cdot \omega_s \cdot R \cdot C_s} \right)}{\left(\frac{R}{1 - j \cdot \omega_s \cdot R \cdot C_s} + j \cdot \omega_s \cdot L_s \right)} \quad (\text{A.46})$$

Utilizando um denominador comum, a expressão fica da seguinte forma:

$$\frac{V_0}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{\left(\frac{R}{1 - j \cdot \omega_s \cdot R \cdot C_s} \right)}{\left(\frac{R + j \cdot \omega_s \cdot L_s - \omega_s^2 \cdot R \cdot L_s \cdot C_s}{1 - j \cdot \omega_s \cdot R \cdot C_s} \right)} \quad (\text{A.47})$$

Com as simplificações, tem-se:

$$\frac{V_0}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{R}{R + j \cdot \omega_s \cdot L_s - \omega_s^2 \cdot R \cdot L_s \cdot C_s} \quad (\text{A.48})$$

Através de algumas manipulações, obtém-se:

$$\frac{V_0}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{1}{1 - \frac{\omega_s^2}{\omega_0^2} + j \cdot \frac{\omega_0 \cdot \omega_s \cdot L_s}{\omega_0 \cdot R}} \quad (\text{A.49})$$

$$\frac{V_0}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{1}{1 - u^2 + j \cdot Q_s \cdot u} \quad (\text{A.50})$$

A resposta em frequência para o circuito de estabilização série ressonante com a lâmpada em paralelo é:

$$\left| \frac{V_0}{V_i}(j \cdot \omega) \right| = \frac{1}{\sqrt{(1 - u^2)^2 + (Q_s \cdot u)^2}} \quad (\text{A.51})$$

A.7 - CÁLCULO DA IMPEDÂNCIA DO CIRCUITO SÉRIE RESSONANTE COM A LÂMPADA EM PARALELO (SRPL)

A expressão da impedância equivalente do circuito é:

$$Z_{SRP} = \frac{R \cdot (-j \cdot X_C)}{R - j \cdot X_C} + j \cdot X_L \quad (\text{A.52})$$

Após algumas manipulações:

$$Z_{SRP} = \frac{\frac{R}{-j \cdot \omega_S \cdot C_P}}{1 - j \cdot \omega_S \cdot C_P \cdot R} + j \cdot \omega_S \cdot L_S \quad (\text{A.53})$$

Com as devidas simplificações:

$$Z_{SRP} = \frac{R}{1 - j \cdot \omega_S \cdot C_P \cdot R} + j \cdot \omega_S \cdot L_S \quad (\text{A.54})$$

Passando para um denominador comum:

$$Z_{SRP} = \frac{R + j \cdot \omega_S \cdot L_S - \omega_S^2 \cdot L_S \cdot C_P \cdot R}{1 - j \cdot \omega_S \cdot C_P \cdot R} \quad (\text{A.55})$$

Fazendo algumas manipulações:

$$Z_{SRP} = \frac{1 - \omega_S^2 \cdot L_S \cdot C_P + j \cdot \frac{\omega_S \cdot L_S}{R}}{1 - j \cdot \omega_S \cdot C_P \cdot R} \quad (\text{A.56})$$

Do fator de qualidade, tem-se:

$$Q_S = \frac{\omega_0 \cdot L_S}{R} = \frac{1}{\omega_0 \cdot C_S \cdot R} \quad (\text{A.57})$$

Portanto, da equação (A.57) tem-se:

$$L_S \cdot C_S = \frac{1}{\omega_0^2} \quad (\text{A.58})$$

Substituindo as equações (A.57) e (A.58) na equação (A.56), obtém-se:

$$Z_{SRP} = \frac{1 - \frac{\omega_S^2}{\omega_0^2} + j \cdot \frac{\omega_0}{\omega_S} \cdot \frac{\omega_S \cdot L_S}{R}}{1 - j \cdot \omega_S \cdot C_P \cdot R} \quad (\text{A.59})$$

$$Z_{SRP} = \frac{1-u^2 + j \cdot Q_S \cdot u}{1 - \frac{j}{Q_S}} \quad (\text{A.60})$$

$$Z_{SRP} = \frac{Q_S \cdot (1-u^2) + j \cdot Q_S^2 \cdot u}{Q_S - j} \quad (\text{A.61})$$

Impedância do circuito SRPL:

$$|Z_{SRP}| = \sqrt{\frac{[Q_S \cdot (1-u^2)]^2 + (Q_S^2 \cdot u)^2}{Q_S^2 + 1}} \quad (\text{A.62})$$

$$|Z_{SRP}| = Q_S \cdot \sqrt{\frac{(1-u^2)^2 + (Q_S \cdot u)^2}{Q_S^2 + 1}} \quad (\text{A.63})$$

A.8 - CÁLCULO DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO CIRCUITO DE ESTABILIZAÇÃO PARA A CARGA EM SÉRIE PARALELO

Escrevendo-se a expressão do divisor de tensão em termos da componente fundamental de tensão, tem-se:

$$V_0 = (X_{C_p} // R) \cdot i = \left(\frac{R \cdot (-j \cdot X_{C_p})}{R - j \cdot X_{C_p}} \right) \cdot i \quad (\text{A.64})$$

Igualmente tem-se:

$$V_i = \left(\frac{R \cdot (-j \cdot X_{C_p})}{R - j \cdot X_{C_p}} + j \cdot (X_{L_s} - X_{C_s}) \right) \cdot i \quad (\text{A.65})$$

A resposta em frequência é obtida pela razão das tensões:

$$\frac{V_0}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{\left(\frac{R \cdot j \cdot X_{C_p}}{R - j \cdot X_{C_p}} \right) \cdot i}{\left(\frac{R \cdot j \cdot X_{C_p}}{R - j \cdot X_{C_p}} + j \cdot (X_{L_s} - X_{C_p}) \right) \cdot i} \quad (\text{A.66})$$

Decompondo as reatâncias.

$$\frac{V_0}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{\left(\frac{R \cdot \frac{1}{-j \cdot \omega_S \cdot C_P}}{R + \frac{1}{-j \cdot \omega_S \cdot C_P}} \right)}{\left(\frac{R \cdot \frac{1}{-j \cdot \omega_S \cdot C_P}}{R + \frac{1}{-j \cdot \omega_S \cdot C_P}} + j \cdot \omega_S \cdot L_S + \frac{1}{-j \cdot \omega_S \cdot C_S} \right)} \quad (\text{A.67})$$

Fazendo algumas manipulações matemáticas.

$$\frac{V_0}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{\left(\frac{\frac{R}{-j \cdot \omega_S \cdot C_P}}{1 - R \cdot j \cdot \omega_S \cdot C_P} \right)}{\left(\frac{\frac{R}{-j \cdot \omega_S \cdot C_P}}{1 - R \cdot j \cdot \omega_S \cdot C_P} + j \cdot \omega_S \cdot L_S + \frac{1}{-j \cdot \omega_S \cdot C_S} \right)} \quad (\text{A.68})$$

Realizando as devidas simplificações.

$$\frac{V_0}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{\left(\frac{R}{1 - j \cdot \omega_S \cdot R \cdot C_P} \right)}{\left(\frac{R}{1 - j \cdot \omega_S \cdot R \cdot C_P} + j \cdot \omega_S \cdot L_S + \frac{1}{-j \cdot \omega_S \cdot C_S} \right)} \quad (\text{A.69})$$

Passando a equação para um denominador comum.

$$\frac{V_0}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{\left(\frac{R}{1 - j \cdot \omega_S \cdot R \cdot C_P} \right)}{\left(\frac{R + j \cdot \omega_S \cdot L_S - \frac{1}{j \cdot \omega_S \cdot C_S} - \omega_S^2 \cdot R \cdot C_P \cdot L_S + R \cdot \frac{C_P}{C_S}}{1 - j \cdot \omega_S \cdot R \cdot C_P} \right)} \quad (\text{A.70})$$

Fazendo as simplificações.

$$\frac{V_0}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{1}{1 + \left(\left(j \cdot \omega_s \cdot L_s - \frac{1}{j \cdot \omega_s \cdot C_s} \right) \cdot \frac{1}{R} \right) - \omega_s^2 \cdot C_p \cdot L_s + \frac{C_p}{C_s}} \quad (\text{A.71})$$

Agrupando.

$$\frac{V_0}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{1}{1 - \omega_s^2 \cdot C_p \cdot L_s + \frac{C_p}{C_s} + \frac{j \cdot \omega_s \cdot L_s}{R} - \frac{1}{j \cdot \omega_s \cdot C_s \cdot R}} \quad (\text{A.72})$$

Utilizando alguns artifícios matemáticos.

$$\frac{V_0}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{1}{1 + \frac{C_p}{C_s} \cdot (1 - \omega_s^2 \cdot C_s \cdot L_s) + \frac{\omega_0}{\omega_s} \cdot \frac{j \cdot \omega_s \cdot L_s}{R} - \frac{\omega_0}{\omega_s} \cdot \frac{1}{j \cdot \omega_s \cdot C_s \cdot R}} \quad (\text{A.73})$$

Manipulando a equação.

$$\frac{V_0}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{1}{1 + \frac{C_p}{C_s} \cdot \left(1 - \frac{\omega_s^2}{\omega_0^2} \right) + \frac{j \cdot \omega_0 \cdot L_s}{R} \cdot \frac{\omega_s}{\omega_0} - \frac{1}{j \cdot \omega_0 \cdot C_s \cdot R} \cdot \frac{\omega_0}{\omega_s}} \quad (\text{A.74})$$

Substituindo o fator de qualidade $Q_s = \omega_0 \cdot L_s / R = 1 / (\omega_0 \cdot C_s \cdot R)$, a relação entre as frequências $u = \omega_s / \omega_0$ e a frequência de ressonância $\omega_0 = 1 / \sqrt{L_s \cdot C_s}$, obtém-se:

$$\frac{V_0}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{1}{1 + \frac{C_p}{C_s} \cdot (1 - u^2) + j \cdot Q_s \cdot \left(u - \frac{1}{u} \right)} \quad (\text{A.75})$$

Equação da resposta em frequência do circuito ressonante LCC.

$$\left| \frac{V_0}{V_i}(j \cdot \omega) \right| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{C_p}{C_s} \cdot (1 - u^2) \right)^2 + Q_s^2 \cdot \left(u - \frac{1}{u} \right)^2}} \quad (\text{A.76})$$

A.9 - IMPEDÂNCIA DO CIRCUITO RESSONANTE PARA A CARGA EM SÉRIE PARALELO (LCC)

Escrevendo a equação da impedância equivalente do circuito, em termos da frequência fundamental de tensão à qual o circuito está submetido:

$$Z_{LCC} = \frac{R \cdot (-j \cdot X_{C_P})}{R - j \cdot X_{C_P}} + j \cdot (X_{L_S} - X_{C_S}) \quad (\text{A.77})$$

Decompondo as reatâncias.

$$Z_{LCC} = \frac{R \cdot \frac{1}{-j \cdot \omega_S \cdot C_P}}{R + \frac{1}{-j \cdot \omega_S \cdot C_P}} + j \cdot \omega_S \cdot L_S + \frac{1}{-j \cdot \omega_S \cdot C_S} \quad (\text{A.78})$$

Fazendo algumas manipulações matemáticas.

$$Z_{LCC} = \frac{\frac{R}{-j \cdot \omega_S \cdot C_P}}{\frac{1 - j \cdot \omega_S \cdot R \cdot C_P}{-j \cdot \omega_S \cdot C_P}} + j \cdot \omega_S \cdot L_S + \frac{1}{-j \cdot \omega_S \cdot C_S} \quad (\text{A.79})$$

$$Z_{LCC} = \frac{R}{1 - j \cdot \omega_S \cdot R \cdot C_P} \cdot \left(\frac{1 + j \cdot \omega_S \cdot R \cdot C_P}{1 + j \cdot \omega_S \cdot R \cdot C_P} \right) + j \cdot \omega_S \cdot L_S + \frac{1}{-j \cdot \omega_S \cdot C_S} \quad (\text{A.80})$$

$$Z_{LCC} = \frac{R + j \cdot \omega_S \cdot R^2 \cdot C_P}{1 + \omega_S^2 \cdot R^2 \cdot C_P^2} + j \cdot \omega_S \cdot L_S + \frac{1}{-j \cdot \omega_S \cdot C_S} \quad (\text{A.81})$$

Agrupando as partes reais e imaginárias

$$Z_{LCC} = \frac{R}{1 + \omega_S^2 \cdot R^2 \cdot C_P^2} + j \cdot \left(\omega_S \cdot L_S - \frac{1}{\omega_S \cdot C_S} + \frac{\omega_S \cdot R^2 \cdot C_P}{1 + \omega_S^2 \cdot R^2 \cdot C_P^2} \right) \quad (\text{A.82})$$

Obtendo o módulo da impedância do circuito ressonante.

$$Z_{LCC} = \sqrt{\left(\frac{R}{1 + \omega_s^2 \cdot R^2 \cdot C_P^2}\right)^2 + \left(\omega_s \cdot L_S - \frac{1}{\omega_s \cdot C_S} + \frac{\omega_s \cdot R^2 \cdot C_P}{1 + \omega_s^2 \cdot R^2 \cdot C_P^2}\right)^2} \quad (\text{A.83})$$

APÊNDICE B

EQUACIONAMENTO DO CAPÍTULO 3

B.1 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D5

a) Cálculo da corrente de pico do diodo D5

A equação (B.3) apresenta o valor de pico da corrente no indutor de boost, que é igual ao valor de pico da corrente no diodo D5.

$$I_{D5pk} = I_{Boostpk} = \frac{V_{inpk} \cdot T_1}{L_{Boost}} \tag{B.1}$$

$$T_1 = T \cdot D = \frac{D}{f_S} \tag{B.2}$$

$$I_{D5pk} = \frac{V_{inpk} \cdot D}{L_{Boost} \cdot f_S} \tag{B.3}$$

A Fig. B.1 representa a forma de onda da corrente no diodo D5.

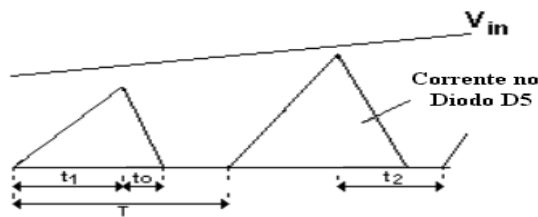


Fig. B.1 – Forma de onda da corrente no diodo D5.

Para simplificar os cálculos, utiliza-se a corrente média calculada a cada ciclo de chaveamento denominada ($I_{Med}(t)$), que representa uma corrente média variável ao longo do ciclo de 120Hz da tensão de entrada do reator eletrônico em estudo.

$$I_{Med}(t) = i_{D5}(t) = \frac{I_{D5pk} \cdot 2 \cdot T_1}{T} \cdot |\text{sen}(\omega_L \cdot t)| = I_{D5pk} \cdot D \cdot |\text{sen}(\omega_L \cdot t)| \quad (\text{B.4})$$

$$i_{D5}(t) = \frac{V_{inpk} \cdot D^2}{L_{Boost} \cdot f_S} \cdot |\text{sen}(\omega_L \cdot t)| \quad (\text{B.5})$$

b) Cálculo da corrente média no diodo D5.

$$I_{D5Med} = \frac{1}{T_L/2} \int_0^{T_L/2} \left(\frac{V_{inpk} \cdot D^2}{L_{Boost} \cdot f_S} \cdot \text{sen}(\omega_L \cdot t) \right) \cdot dt \quad (\text{B.6})$$

$$I_{D5Med} = \frac{2 \cdot V_{inpk} \cdot D^2}{T_L \cdot L_{Boost} \cdot f_S} \cdot \left(-\frac{\cos\left(\frac{\omega_L \cdot T_L}{2}\right)}{\omega_L} + \frac{\cos(0)}{\omega_L} \right) \quad (\text{B.7})$$

$$I_{D5Med} = \frac{2 \cdot V_{inpk} \cdot D^2 \cdot f_L}{L_{Boost} \cdot f_S} \cdot \left(-\frac{1}{\omega_L} + \frac{1}{\omega_L} \right) \quad (\text{B.8})$$

$$I_{D5Med} = \frac{2 \cdot V_{inpk} \cdot D^2 \cdot f_L}{L_{Boost} \cdot f_S} \cdot \frac{2}{2 \cdot \pi \cdot f_L} \quad (\text{B.9})$$

$$I_{D5Med} = I_{BoostMed} = \frac{2 \cdot V_{inpk} \cdot D^2}{\pi \cdot L_{Boost} \cdot f_S} \quad (\text{B.10})$$

c) Cálculo da corrente eficaz no diodo D5.

$$I_{D5(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_L/2} \int_0^{T_L/2} \left(\frac{V_{inpk} \cdot D^2}{L_{Boost} \cdot f_S} \cdot \text{sen}(\omega_L \cdot t) \right)^2 \cdot dt} \quad (\text{B.11})$$

$$I_{D5(EF)} = \frac{V_{inpk} \cdot D^2}{L_{BB} \cdot f_S} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_L/2} \int_0^{T_L/2} (\text{sen}(\omega_L \cdot t))^2 \cdot dt} \quad (\text{B.12})$$

Utilizando o artifício matemático abaixo.

$$(\text{sen}(x))^2 = \frac{1}{2} \cdot (1 - \cos(2 \cdot x)) \quad (\text{B.13})$$

Tem-se:

$$I_{D5(EF)} = \frac{V_{inpk} \cdot D^2}{L_{Boost} \cdot f_S} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_L/2} \left(\int_0^{T_L/2} \frac{1}{2} \cdot dt - \int_0^{T_L/2} \frac{1}{2} \cdot \cos(2 \cdot \omega_L \cdot t) \cdot dt \right)} \quad (\text{B.14})$$

$$I_{D5(EF)} = \frac{V_{inpk} \cdot D^2}{L_{Boost} \cdot f_S} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_L/2} \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{T_L}{2} - \frac{1}{2} \cdot \frac{\text{sen}(2 \cdot \omega_L \cdot T_L/2)}{2 \cdot \omega_L} - \frac{1}{2} \cdot 0 + \frac{1}{2} \cdot \frac{\text{sen}(2 \cdot \omega_L \cdot 0)}{2 \cdot \omega_L} \right)} \quad (\text{B.15})$$

$$I_{D5(EF)} = \frac{V_{inpk} \cdot D^2}{L_{Boost} \cdot f_S} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_L/2} \left(\frac{T_L}{4} \right)} \quad (\text{B.16})$$

$$I_{D5(EF)} = \frac{V_{inpk} \cdot D^2}{L_{Boost} \cdot f_S} \cdot \sqrt{\frac{1}{2}} \quad (\text{B.17})$$

$$I_{D5(EF)} = \frac{V_{inpk} \cdot D^2}{\sqrt{2} \cdot L_{Boost} \cdot f_S} \quad (\text{B.18})$$

B.2 - CÁLCULO DA CORRENTE NO CIRCUITO DE ESTABILIZAÇÃO LCC

A Figura B.2 representa a forma de onda da corrente no indutor L_S do circuito de estabilização LCC.

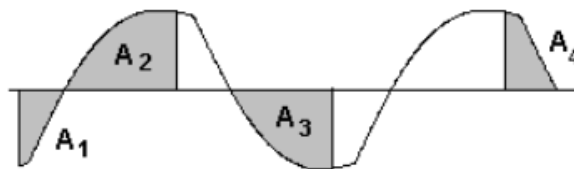


Figura B.2 – Forma de onda da corrente no indutor I_{L_S} .

A corrente I_{LS} , ao longo de seu período, circula por diferentes elementos semicondutores. A divisão da corrente I_{LS} em áreas foi feita para facilitar o cálculo da parcela dessa corrente, que circula pelos diferentes elementos semicondutores.

Elementos semicondutores que recebem a corrente do circuito de estabilização LCC:

A1 = Corrente circulando pelo diodo D5 (1ª etapa).

A2 = Corrente circulando pela chave M1 (2ª etapa).

A3 = Corrente circulando pela chave M2 (4ª e 5ª etapa).

A4 = Corrente circulando pelo diodo intrínseco da chave M2 (3ª etapa).

A Equação (B.19) representa a corrente I_{LS} .

$$i_{LS}(t) = \frac{V_{OSC}}{|Z_{LCC}|} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t + \phi) \quad (\text{B.19})$$

A Equação (B.20) calcula a componente fundamental da tensão aplicada no circuito de estabilização LCC.

$$V_{OSC} = \frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi} \quad (\text{B.20})$$

A Equação (B.21) calcula a frequência natural de oscilação do circuito ressonante.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_S \cdot C_S}} \quad (\text{B.21})$$

A impedância do circuito de estabilização LCC, desenvolvida no apêndice A.9.

$$Z_{LCC} = \sqrt{\left(\frac{R}{1 + \omega_s^2 \cdot R^2 \cdot C_P^2} \right)^2 + \left(\omega_s \cdot L_S - \frac{1}{\omega_s \cdot C_S} + \frac{\omega_s \cdot R^2 \cdot C_P}{1 + \omega_s^2 \cdot R^2 \cdot C_P^2} \right)^2} \quad (\text{B.22})$$

A Equação 3.14 calcula o ângulo de impedância do circuito de estabilização LCC.

$$\phi = \arctan \left| \frac{\left[\omega_S \cdot L_S - \frac{1}{\omega_S \cdot C_S} + \frac{\omega_S \cdot C_p \cdot R^2}{1 + \omega_S^2 \cdot C_p^2 \cdot R^2} \right]}{\frac{R}{1 + \omega_S^2 \cdot C_p^2 \cdot R^2}} \right| \quad (\text{B.23})$$

De acordo com a Equação (B.19), a corrente no indutor L_S passa por zero no instante T_{A1} , instante esse definido na Equação(B.24). O instante T_{A1} caracteriza o término da área $A1$.

$$T_{A1} = \frac{-\phi}{\omega_0} \quad (\text{B.24})$$

a) Cálculo da corrente média no indutor L_S em função da área $A1$.

$$I_{L_S \text{Med}(A1)} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_{A1}} \left(\frac{V_{osc}}{|Z_{LCC}|} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t + \phi) \right) \cdot dt \quad (\text{B.25})$$

$$I_{L_S \text{Med}(A1)} = \frac{V_{osc} \cdot f_S}{|Z_{LCC}|} \cdot \left(\frac{-\cos(\omega_0 \cdot T_{A1} + \phi)}{\omega_0} + \frac{\cos(\phi)}{\omega_0} \right) \quad (\text{B.26})$$

$$I_{L_S \text{Med}(A1)} = \frac{V_{osc} \cdot f_S}{|Z_{LCC}| \cdot \omega_0} \cdot (\cos(\phi) - 1) \quad (\text{B.27})$$

b) Cálculo da corrente eficaz no indutor L_S em função da área $A1$.

$$I_{L_S(EF)(A1)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{T_{A1}} \left(\frac{V_{osc}}{|Z_{LCC}|} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t + \phi) \right)^2 \cdot dt} \quad (\text{B.28})$$

$$I_{L_S(EF)(A1)} = \frac{V_{osc}}{|Z_{LCC}|} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{T_{A1}} (\text{sen}(\omega_0 \cdot t + \phi))^2 \cdot dt} \quad (\text{B.29})$$

$$I_{L_S(EF)(A1)} = \frac{V_{osc}}{|Z_{LCC}|} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \left(\frac{T_{A1}}{2} - \frac{1}{2} \cdot \frac{\text{sen}(2 \cdot (\omega_0 \cdot T_{A1} + \phi))}{2 \cdot \omega_0} - \frac{0}{2} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\text{sen}(2 \cdot (\omega_0 \cdot 0 + \phi))}{2 \cdot \omega_0} \right)} \quad (\text{B.30})$$

$$I_{Ls(EF)(A1)} = \frac{V_{osc}}{|Z_{LCC}|} \cdot \sqrt{\frac{T_{A1}}{2 \cdot T_S} + \frac{\text{sen}(2 \cdot \phi)}{4 \cdot \omega_0 \cdot T_S}} \quad (\text{B.31})$$

c) Cálculo da corrente média no indutor Ls em função da área $A2$.

$$I_{LsMed(A2)} = \frac{1}{T_S} \int_{T_{A1}}^{T_S/2} \left(\frac{V_{osc}}{|Z_{LCC}|} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t + \phi) \right) \cdot dt \quad (\text{B.32})$$

$$I_{LsMed(A2)} = \frac{V_{osc}}{T_S \cdot |Z_{LCC}|} \cdot \int_{T_{A1}}^{T_S/2} (\text{sen}(\omega_0 \cdot t + \phi)) \cdot dt \quad (\text{B.33})$$

$$I_{LsMed(A2)} = \frac{V_{osc}}{T_S \cdot |Z_{LCC}|} \cdot \left(-\frac{\cos(\omega_0 \cdot T_S/2 + \phi)}{\omega_0} + \frac{\cos(\omega_0 \cdot T_{A1} + \phi)}{\omega_0} \right) \quad (\text{B.34})$$

$$I_{LsMed(A2)} = \frac{V_{osc} \cdot f_S}{|Z_{LCC}| \cdot \omega_0} \cdot \left(1 - \cos\left(\frac{\omega_0 \cdot T_S}{2} + \phi\right) \right) \quad (\text{B.35})$$

d) Cálculo da corrente eficaz no indutor Ls em função da área $A2$.

$$I_{Ls(EF)(A2)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{T_{A1}}^{T_S/2} \left(\frac{V_{osc}}{|Z_{LCC}|} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t + \phi) \right)^2 \cdot dt} \quad (\text{B.36})$$

$$I_{Ls(EF)(A2)} = \frac{V_{osc}}{|Z_{LCC}|} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{T_{A1}}^{T_S/2} (\text{sen}(\omega_0 \cdot t + \phi))^2 \cdot dt} \quad (\text{B.37})$$

$$I_{Ls(EF)(A2)} = \frac{V_{osc}}{|Z_{LCC}|} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\frac{T_S/2}{2} - \frac{1}{2} \cdot \frac{\text{sen}(2 \cdot (\omega_0 \cdot T_S/2 + \phi))}{2 \cdot \omega_0} - \frac{T_{A1}}{2} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\text{sen}(2 \cdot (\omega_0 \cdot T_{A1} + \phi))}{2 \cdot \omega_0} \right)} \quad (\text{B.38})$$

$$I_{Ls(EF)(A2)} = \frac{V_{osc}}{|Z_{LCC}|} \cdot \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{T_{A1}}{2 \cdot T_S} - \frac{1}{4 \cdot \omega_0} \cdot \text{sen}(2 \cdot (\omega_0 \cdot \frac{T_S}{2} + \phi))} \quad (\text{B.39})$$

B.3 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D6

A corrente que circula no diodo D6 é a diferença entre os módulos das correntes do ramo LCC e no indutor de “boost”, a partir do instante t_0 até o instante t_1 , instante este em que a corrente no diodo torna-se nula.

$$I_{D6}(t) = -(I_{LS}(t) + I_{Boost}(t)) \quad (B.40)$$

Para o cálculo dos valores médios e eficazes das correntes no conversor, precisa-se primeiramente dos valores médios e eficazes, tanto da corrente de boost quanto da corrente no ramo LCC.

A corrente de “boost” possui variações tanto em baixa frequência (60Hz), quanto em alta frequência (50kHz) Para tanto, ao se calcular seus valores médios e eficazes, estas características devem ser levadas em consideração.

$$I_{BoostMed} = \frac{1}{T} \int_{t_A}^{t_B} \left(\frac{V_{inMed}}{L_{boost}} \cdot t \right) \cdot dt \quad (B.41)$$

$$I_{BoostMed} = \frac{1}{T} \cdot \frac{V_{inpk} \cdot 2}{\pi \cdot L_{boost}} \cdot \frac{(t_B - t_A)^2}{2} \quad (B.42)$$

$$I_{BoostMed} = \frac{V_{inpk} \cdot f \cdot (t_B - t_A)^2}{\pi \cdot L_{boost}} \quad (B.43)$$

$$I_{Boost(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_A}^{t_B} \left(\frac{V_{in(EF)}}{L_{boost}} \cdot t \right)^2 \cdot dt} \quad (B.44)$$

$$I_{Boost(EF)} = \frac{V_{in(EF)}}{L_{boost}} \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \frac{(t_B - t_A)^3}{3}} \quad (B.45)$$

$$I_{Boost(EF)} = \frac{V_{inpk}}{L_{boost}} \cdot \sqrt{\frac{f \cdot (t_B - t_A)^3}{6}} \quad (B.46)$$

Do apêndice B.2, pode-se obter a equação para a corrente no ramo LCC.

$$I_{LS}(t) = \frac{V_{osc}}{|Z_{LCC}|} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t + \phi) = \frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t + \phi) \quad (\text{B.47})$$

Para simplificar os cálculos, que seriam enormemente complicados, considerou-se a corrente $I_{LS}(t)$ como uma reta no período $t_0 - t_{A1}$, para com isto estimar o valor de t_1 . No instante t_0 o valor da corrente $I_{LS}(t_0) = I_{LS(\min)}$ e para t_{A1} $I_{LS}(t_{A1}) = 0$.

$$I_{LS(\min)} = \frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \cdot \text{sen} \phi \quad (\text{B.48})$$

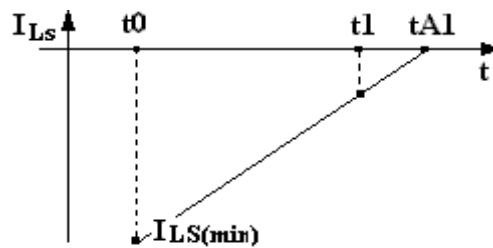


Fig. B.3 – Reta idealizada da corrente I_{LS} no trecho $t_0 - t_{A1}$.

$$I_{LS(t_0-t_{A1})}(t) = I_{LS(\min)} - \frac{I_{LS(\min)} \cdot t}{t_{A1}} \quad (\text{B.49})$$

Corrente média (baixa frequência) do indutor de “boost” variando com o tempo em alta frequência.

$$I_{BoostMed}(t) = \frac{2 \cdot V_{inpk}}{\pi \cdot L_{boost}} \cdot t \quad (\text{B.50})$$

Para o cálculo de t_1 iguala-se a equação (B.49) com a (B.50).

$$I_{BoostMed}(t) = \frac{2 \cdot V_{inpk}}{\pi \cdot L_{boost}} \cdot t_1 = I_{LS(t_0-t_{A1})}(t_1) = I_{LS(\min)} - \frac{I_{LS(\min)}}{t_{A1}} \cdot t_1 \quad (\text{B.51})$$

$$\frac{2 \cdot V_{inpk}}{\pi \cdot L_{boost}} \cdot t_1 + \frac{I_{LS(\min)}}{t_{A1}} \cdot t_1 = I_{LS(\min)} \quad (\text{B.52})$$

$$t_1 = \frac{I_{LS(\min)}}{\left(\frac{2 \cdot V_{inpk}}{\pi \cdot L_{boost}} + \frac{I_{LS(\min)}}{t_{A1}} \right)} = \frac{I_{LS(\min)}}{\left(\frac{2 \cdot V_{inpk} \cdot t_{A1} + I_{LS(\min)} \cdot \pi \cdot L_{boost}}{\pi \cdot L_{boost} \cdot t_{A1}} \right)} \quad (\text{B.53})$$

$$t_1 = \frac{I_{LS(\min)} \cdot \pi \cdot L_{boost} \cdot t_{A1}}{2 \cdot V_{inpk} \cdot t_{A1} + I_{LS(\min)} \cdot \pi \cdot L_{boost}} \quad (\text{B.54})$$

Com o tempo t_1 , pode-se calcular as correntes no diodo D6.

a) Cálculo da corrente média

$$I_{D6Med} = \frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{t_1} (I_{D6}(t)) \cdot dt = \frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{t_1} \left(- (I_{LS}(t) + I_{BoostMed}(t)) \right) \cdot dt \quad (\text{B.55})$$

$$I_{D6Med} = \frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{t_1} \left(- \left(\frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t + \phi) + \frac{2 \cdot V_{inpk}}{\pi \cdot L_{boost}} \cdot t \right) \right) \cdot dt \quad (\text{B.56})$$

$$I_{D6Med} = -f_S \cdot \left(\frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \cdot \left(\frac{-\cos(\omega_0 \cdot t_1 + \phi)}{\omega_0} + \frac{\cos \phi}{\omega_0} \right) + \frac{2 \cdot V_{inpk}}{\pi \cdot L_{boost}} \cdot \frac{t_1^2}{2} \right) \quad (\text{B.57})$$

$$I_{D6Med} = \frac{4 \cdot V_{C1} \cdot f_S}{\pi \cdot |Z_{LCC}| \cdot \omega_0} \cdot (\cos(\omega_0 \cdot t_1 + \phi) - \cos \phi) - \frac{V_{inpk} \cdot f_S}{\pi \cdot L_{boost}} \cdot t_1^2 \quad (\text{B.58})$$

b) Cálculo da corrente eficaz

$$I_{D6(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{t_1} (I_{D6}(t))^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{t_1} \left(- (I_{LS}(t) + I_{Boost(EF)}(t)) \right)^2 \cdot dt} \quad (\text{B.59})$$

$$I_{D6(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{t_1} \left(- \left(I_{LS(\min)} - \frac{I_{LS(\min)} \cdot t}{t_{A1}} + \frac{2 \cdot V_{inpk}}{\pi \cdot L_{boost}} \cdot t \right) \right)^2 \cdot dt} \quad (\text{B.60})$$

Onde:

$$K = \left(- \left(I_{LS(\min)} - \frac{I_{LS(\min)} \cdot t}{t_{A1}} + \frac{2 \cdot V_{inpk}}{\pi \cdot L_{boost}} \cdot t \right) \right)^2 = D + E \cdot t + F \cdot t^2 \quad (B.61)$$

$$\begin{aligned} D &= I_{LS(\min)}^2 \\ E &= \frac{4 \cdot I_{LS(\min)} \cdot V_{inpk}}{\pi \cdot L_{Boost}} - \frac{2 \cdot I_{LS(\min)}^2}{t_{A1}} \\ F &= \frac{I_{LS(\min)}^2}{t_{A1}^2} - \frac{4 \cdot I_{LS(\min)} \cdot V_{inpk}}{t_{A1} \cdot \pi \cdot L_{Boost}} + \frac{4 \cdot V_{inpk}^2}{\pi^2 \cdot L_{Boost}^2} \end{aligned} \quad (B.62)$$

$$I_{D6(EF)} = \sqrt{f_s \int_0^{t_1} (D + E \cdot t + F \cdot t^2) \cdot dt} = \sqrt{f_s \cdot \left(D \cdot t_1 + \frac{E}{2} \cdot t_1^2 + \frac{F}{3} \cdot t_1^3 \right)} \quad (B.63)$$

$$I_{D6(EF)} = \sqrt{\frac{I_{LS(\min)}}{T_S} \cdot \left(I_{LS(\min)} \cdot t_1 + \left[\frac{2 \cdot V_{inpk}}{\pi \cdot L_{Boost}} - \frac{I_{LS(\min)}}{t_{A1}} \right] \cdot t_1^2 + \left[\frac{I_{LS(\min)}}{t_{A1}^2} + \frac{4 \cdot V_{inpk}}{\pi \cdot L_{Boost}} \left[\frac{V_{inpk}}{\pi \cdot L_{Boost} \cdot I_{LS(\min)}} - \frac{1}{t_{A1}} \right] \right] \cdot \frac{t_1^3}{3} \right)} \quad (B.64)$$

c) Cálculo da corrente de pico no diodo D6

$$I_{D6pk} = -I_{LS(\min)} = \frac{-4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \cdot \text{sen}\phi \quad (B.65)$$

B.4 - DIMENSIONAMENTO DA CHAVE M1

A corrente na chave $M1$ é a composição das correntes no ramo LCC e no indutor de boost entre os instantes t_1 e t_2 . Onde t_1 foi calculado em (B.54) e $t_2 = T_S/2$.

$$I_{M1}(t) = I_{LS}(t) + I_{Boost}(t) \quad (B.66)$$

Para facilitar os cálculos $I_{LS}(t)$, será obtido por aproximação, considerando este como uma reta.

$$I_{Ls}(t_1) = I_{BoostMed}(t_1) = I_{Ls(t_0-t_{A1})}(t_1) = I_{Ls(\min)} - \frac{I_{Ls(\min)}}{t_{A1}} \cdot t_1 \quad (\text{B.67})$$

$$I(t) - I(t_0) = m \cdot (t - t_1) \quad (\text{B.68})$$

Onde m é o coeficiente angular da reta.

$$I_{Ls}(t) = \frac{4 \cdot V_{C1} \cdot \left(\frac{T_S}{2} - t_{A1}\right)}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \cdot (t - t_1) + I_{Ls(\min)} - \frac{I_{Ls(\min)}}{t_{A1}} \cdot t_1 \quad (\text{B.69})$$

a) Cálculo da corrente média

$$I_{M1Med} = \frac{1}{T_S} \int_{t_1}^{t_2} (I_{M1}(t)) \cdot dt = \frac{1}{T_S} \int_{t_1}^{T_S/2} (I_{Ls}(t) + I_{Boost}(t)) \cdot dt \quad (\text{B.70})$$

$$I_{M1Med} = \frac{1}{T_S} \int_{t_1}^{T_S/2} \left(\frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \cdot \left(\frac{T_S}{2} - t_{A1}\right) \cdot (t - t_1) + I_{Ls(\min)} - \frac{I_{Ls(\min)}}{t_{A1}} \cdot t_1 + \frac{V_{inpk}}{\sqrt{2} \cdot L_{boost}} \cdot t \right) \cdot dt \quad (\text{B.71})$$

$$I_{M1Med} = \frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}| \cdot T_S} \cdot \left(\frac{T_S}{2} - t_{A1}\right) \cdot \left[\frac{\left(\left(\frac{T_S}{2}\right)^2 - t_1^2\right)}{2} - t_1 \cdot \left(\frac{T_S}{2} - t_1\right) \right] + \quad (\text{B.72})$$

$$\frac{I_{Ls(\min)} \cdot \left(\frac{T_S}{2} - t_1\right)}{T_S} - \frac{I_{Ls(\min)} \cdot t_1 \cdot \left(\frac{T_S}{2} - t_1\right)}{t_{A1} \cdot T_S} + \frac{V_{inpk} \cdot \left(\left(\frac{T_S}{2}\right)^2 - t_1^2\right)}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot L_{boost} \cdot T_S}$$

$$I_{M1Med} = \left(\left(\frac{T_S}{2}\right)^2 - t_1^2\right) \cdot \left[\frac{2 \cdot V_{C1} \cdot \left(\frac{T_S}{2} - t_{A1}\right)}{\pi \cdot |Z_{LCC}| \cdot T_S} + \frac{\sqrt{2} \cdot V_{inpk}}{4 \cdot L_{boost} \cdot T_S} \right] + \quad (\text{B.73})$$

$$t_1 \cdot \left(\frac{T_S}{2} - t_1\right) \cdot \left[\frac{I_{Ls(\min)} \cdot \left(\frac{T_S}{2} - t_1\right)}{t_1 \cdot T_S} - \frac{4 \cdot V_{C1} \cdot \left(\frac{T_S}{2} - t_{A1}\right)}{\pi \cdot |Z_{LCC}| \cdot T_S} - \frac{I_{Ls(\min)}}{t_{A1} \cdot T_S} \right]$$

b) Cálculo da corrente eficaz

$$I_{M1(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{t_1}^{T_S/2} (I_{M1}(t))^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{t_1}^{T_S/2} (I_{LS}(t) + I_{Boost}(t))^2 \cdot dt} \quad (B.74)$$

$$I_{M1(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{t_1}^{T_S/2} \left(\frac{4 \cdot V_{C1} \cdot \left(\frac{T_S}{2} - t_{A1} \right)}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \cdot (t - t_1) + I_{Ls(\min)} - \frac{I_{Ls(\min)}}{t_{A1}} \cdot t_1 + \frac{V_{inpk}}{\sqrt{2} \cdot L_{boost}} \cdot t \right)^2 \cdot dt} \quad (B.75)$$

$$I_{M1(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{t_1}^{T_S/2} \left[\left(\frac{4 \cdot V_{C1} \cdot \left(\frac{T_S}{2} - t_{A1} \right)}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} + \frac{V_{in(pico)}}{\sqrt{2} \cdot L_{boost}} \right) \cdot t - \left(\frac{4 \cdot V_{C1} \cdot \left(\frac{T_S}{2} - t_{A1} \right)}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} + \frac{I_{Ls(\min)}}{t_{A1}} \right) \cdot t_1 - I_{Ls(\min)} \right]^2 \cdot dt} \quad (B.76)$$

Considerações para simplificar os cálculos:

$$A = \left(\frac{4 \cdot V_{C1} \cdot \left(\frac{T_S}{2} - t_{A1} \right)}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} + \frac{V_{inpk}}{\sqrt{2} \cdot L_{boost}} \right) \quad (B.77)$$

$$B = \left[\left(\frac{4 \cdot V_{C1} \cdot \left(\frac{T_S}{2} - t_{A1} \right)}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} + \frac{I_{Ls(\min)}}{t_{A1}} \right) \cdot t_1 - I_{Ls(\min)} \right] \quad (B.78)$$

$$I_{M1(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{t_1}^{T_S/2} (A^2 \cdot t^2 - 2 \cdot A \cdot B \cdot t + B^2) \cdot dt} \quad (B.79)$$

$$I_{M1(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \left(\frac{A^2}{3} \cdot \left(\frac{T_S}{2} - t_1 \right)^3 - A \cdot B \cdot \left(\frac{T_S}{2} - t_1 \right)^2 + B^2 \cdot \left(\frac{T_S}{2} - t_1 \right) \right)} \quad (B.80)$$

c) A corrente de pico na chave será igual à soma da corrente de pico no “boost” e a corrente no ramo LCC no instante t_2 .

$$I_{M1pk} = I_{Boostpk} + I_{LS(max)} = \frac{V_{inpk} \cdot D}{L_{Boost} \cdot f_S} + \frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \quad (B.81)$$

B.5 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D7

A corrente que circula no diodo D7 é a soma das correntes do ramo LCC e do indutor de “boost”, no intervalo $t_2 - t_3$, no instante t_3 a corrente no diodo torna-se nula.

$$I_{D7}(t) = I_{LS}(t) + I_{Boost}(t) \quad (B.82)$$

Para o cálculo dos valores médios e eficazes das correntes no conversor, precisa-se dos valores médios e eficazes das correntes no indutor de “boost” e no ramo LCC.

A corrente do indutor de “boost” possui variações tanto em baixa frequência (60Hz), quanto em alta frequência (50kHz). Para tanto, ao calcularmos seus valores médios e eficazes, estas características devem ser levadas em consideração.

Do apêndice B, obtém-se a equação para a corrente no ramo LCC.

$$I_{LS}(t) = \frac{V_{osc}}{|Z_{LCC}|} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t + \phi) = \frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t + \phi) \quad (B.83)$$

Para simplificar os cálculos, que seriam enormemente complicados, considera-se a corrente $I_{LS}(t)$ como uma reta no período $t_2 - t_3$, $I_{LS}(t_2) = I_{LS(max)}$ e $I_{LS}(t_3) = 0$.

$$I_{LS(max)} = \frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \quad (B.84)$$

$$\Delta t = t_3 - t_2 \cong \frac{T_S}{4} = \frac{1}{4 \cdot f_S} \quad (B.85)$$

Calculando a equação que define a reta $I(t) = m \cdot (t - t_2) + I_0$, $I(t) = I_{LS(t_2-t_3)}(t)$,

$$I_0 = I_{LS(\max)}, t_2 = T_S / 2, t_3 = 3 \cdot T_S / 4.$$

$$m = \frac{-I_{LS(\max)}}{\Delta t} = \frac{-16 \cdot V_{C1} \cdot f_S}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \quad (\text{B.86})$$

$$I_{LS(t_2-t_3)}(t) = \frac{-4 \cdot I_{LS(\max)}}{T_S} \cdot \left(t - \frac{T_S}{2} \right) + I_{LS(\max)} \quad (\text{B.87})$$

$$I_{LS(t_2-t_3)}(t) = I_{LS(\max)} \cdot \left(1 + 2 - \frac{4 \cdot t}{T_S} \right) \quad (\text{B.88})$$

$$I_{LS(t_2-t_3)}(t) = I_{LS(\max)} \cdot \left(3 - \frac{4 \cdot t}{T_S} \right) \quad (\text{B.89})$$

Cálculo da corrente média $I_{LS(t_2-t_3)Med}$:

$$I_{LS(t_2-t_3)Med} = \frac{1}{T_S} \cdot \int_{\frac{T_S}{2}}^{\frac{3 \cdot T_S}{4}} I_{LS(\max)} \cdot \left(3 - \frac{4 \cdot t}{T_S} \right) dt \quad (\text{B.90})$$

$$I_{LS(t_2-t_3)Med} = I_{LS(\max)} \cdot \frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_{\frac{T_S}{2}}^{\frac{3 \cdot T_S}{4}} 3 dt - \int_{\frac{T_S}{2}}^{\frac{3 \cdot T_S}{4}} \frac{4 \cdot t}{T_S} dt \right) \quad (\text{B.91})$$

$$I_{LS(t_2-t_3)Med} = I_{LS(\max)} \cdot \frac{1}{T_S} \cdot \left(3 \cdot \left[t \right]_{\frac{T_S}{2}}^{\frac{3 \cdot T_S}{4}} - \frac{4}{T_S} \cdot \left[\frac{t^2}{2} \right]_{\frac{T_S}{2}}^{\frac{3 \cdot T_S}{4}} \right) \quad (\text{B.92})$$

$$I_{LS(t_2-t_3)Med} = I_{LS(\max)} \cdot \frac{1}{T_S} \cdot \left(3 \cdot \left[\frac{3 \cdot T_S}{4} - \frac{T_S}{2} \right] - \frac{2}{T_S} \cdot \left[\left(\frac{3 \cdot T_S}{4} \right)^2 - \left(\frac{T_S}{2} \right)^2 \right] \right) \quad (\text{B.93})$$

$$I_{LS(t_2-t_3)Med} = I_{LS(\max)} \cdot \frac{1}{T_S} \cdot \left(3 \cdot \left[\frac{3 \cdot T_S}{4} - \frac{2 \cdot T_S}{4} \right] - \frac{2}{T_S} \cdot \left[\frac{9 \cdot T_S^2 - 4 \cdot T_S^2}{16} \right] \right) \quad (\text{B.94})$$

$$I_{LS(t2-t3)Med} = I_{LS(max)} \cdot \frac{1}{T_S} \cdot \left(\frac{6 \cdot T_S}{8} - \frac{5 \cdot T_S}{8} \right) = I_{LS(max)} \cdot \left(\frac{1}{8} \right) \quad (B.95)$$

$$I_{LS(t2-t3)Med} = \frac{I_{LS(max)}}{8} \quad (B.96)$$

Cálculo da corrente de pico $I_{LS(t2-t3)pk}$:

$$I_{LS(t2-t3)pk} = I_{LS(max)} = \frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \quad (B.97)$$

Valor da corrente média no indutor de “boost” no intervalo t2-t3, calculado no Capítulo 4.

$$I_{Boost(t2-t3)med} \cong \frac{I_{Boost(med)}}{2} = \frac{V_{inpk} \cdot D^2}{\pi \cdot L_{Boost} \cdot f_S} \quad (B.98)$$

$$I_{Boost(t2-t3)pk} \cong I_{Boost(pk)} = \frac{V_{inpk} \cdot D}{L_{Boost} \cdot f_S} \quad (B.99)$$

Cálculo da corrente eficaz no diodo D7.

$$I_{D7}(t) = \frac{-4 \cdot I_{LS(max)}}{T_S} \cdot t + 3 \cdot I_{LS(max)} + \frac{V_{inpk}}{\sqrt{2} \cdot L_{Boost}} \cdot t \quad (B.100)$$

$$I_{D7}(t) = \left[\frac{V_{inpk}}{\sqrt{2} \cdot L_{Boost}} - \frac{4 \cdot I_{LS(max)}}{T_S} \right] \cdot t + 3 \cdot I_{LS(max)} \quad (B.101)$$

$$H = \left[\frac{V_{inpk}}{\sqrt{2} \cdot L_{Boost}} - \frac{4 \cdot I_{LS(max)}}{T_S} \right]$$

$$I_{D7}(t) = H \cdot t + 3 \cdot I_{LS(max)} \quad (B.102)$$

$$I_{D7(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \int_{t_2}^{t_3} (I_{D7}(t))^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \int_{t_2}^{t_3} (H \cdot t + 3 \cdot I_{LS(max)})^2 dt} \quad (B.103)$$

$$I_{D7(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \int_{t_2}^{t_3} (H^2 \cdot t^2 + 6 \cdot H \cdot I_{LS(max)} \cdot t + 9 \cdot I_{LS(max)}^2) dt} \quad (B.104)$$

$$I_{D7(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \left(\frac{H^2}{3} \cdot \left[t^3 \right]_{\frac{T_S}{2}}^{\frac{3 \cdot T_S}{2}} + 3 \cdot H \cdot I_{LS(\max)} \cdot \left[t^2 \right]_{\frac{T_S}{2}}^{\frac{3 \cdot T_S}{2}} + 9 \cdot I_{LS(\max)}^2 \cdot \left[t \right]_{\frac{T_S}{2}}^{\frac{3 \cdot T_S}{2}} \right)} \quad (\text{B.105})$$

$$I_{D7(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \left(\frac{H^2}{3} \cdot \left[\frac{19 \cdot T_S^3}{64} \right] + 3 \cdot H \cdot I_{LS(\max)} \cdot \left[\frac{5 \cdot T_S^2}{16} \right] + 9 \cdot I_{LS(\max)}^2 \cdot \left[\frac{T_S}{4} \right] \right)} \quad (\text{B.106})$$

$$I_{D7(EF)} = \sqrt{\left(\frac{19 \cdot H^2 \cdot T_S^2}{192} + \frac{15}{16} \cdot T_S \cdot H \cdot I_{LS(\max)} + \frac{9}{4} \cdot I_{LS(\max)}^2 \right)} \quad (\text{B.107})$$

$$I_{D7(EF)} = \sqrt{\left(\frac{19 \cdot T_S}{192} \cdot \left[\frac{V_{inpk} \cdot T_S}{\sqrt{2} \cdot L_{Boost}} - 4 \cdot I_{LS(\max)} \right]^2 + \frac{15}{16} \cdot \left[\frac{V_{inpk} \cdot T_S \cdot I_{LS(\max)}}{\sqrt{2} \cdot L_{Boost}} - 4 \cdot I_{LS(\max)} \right]^2 + \frac{9}{4} \cdot I_{LS(\max)}^2 \right)} \quad (\text{B.108})$$

Cálculo das correntes no diodo D7.

$$I_{D7pk} = I_{LS(t2-t3)pk} + I_{Boost(t2-t3)pk} \quad (\text{B.109})$$

$$I_{D7pk} = \frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} + \frac{V_{inpk} \cdot D}{L_{Boost} \cdot f_S} \quad (\text{B.110})$$

$$I_{D7Med} = I_{LS(t2-t3)Med} + I_{Boost(t2-t3)Med} \quad (\text{B.111})$$

$$I_{D7Med} = \frac{V_{C1}}{2 \cdot \pi \cdot |Z_{LCC}|} + \frac{V_{inpk} \cdot D^2}{\pi \cdot L_{Boost} \cdot f_S} \quad (\text{B.112})$$

Cálculo da corrente na chave M2.

Aproximando a corrente na chave M2 a uma reta, no instante t_3 $I_{M2}(t_3) = 0$ e no instante t_4 $I_{M2}(t_4) = I_{M2(\max)}$, $t_3 = 3 \cdot T_S / 4$ e $t_4 = T_S$.

Valor da corrente de pico da chave M2.

$$I_{M2pk} = \frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \quad (\text{B.113})$$

Valor médio da corrente da chave M2.

$$I_{M2Med} \cong \frac{I_{M2(max)}}{2} \cdot \frac{\Delta t}{T_s} = \frac{4 \cdot V_{C1}}{2 \cdot \pi \cdot |Z_{LCC}|} \cdot \frac{T_s}{4 \cdot T_s} \quad (\text{B.114})$$

$$I_{M2Med} \cong \frac{V_{C1}}{2 \cdot \pi \cdot |Z_{LCC}|} \quad (\text{B.115})$$

Cálculo do valor eficaz da corrente na chave M2.

$$\Delta t = t_4 - t_3 \cong \frac{T_s}{4} = \frac{1}{4 \cdot f_s} \quad (\text{B.116})$$

Calculando a equação que define a reta $I(t) = m \cdot (t - t_0) + I_0$, $I(t) = I_{M2}(t)$, $I_0 = 0$,

$$t_0 = t_3.$$

$$m = \frac{I_{LS(max)}}{\Delta t} = \frac{16 \cdot V_{C1} \cdot f_s}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \quad (\text{B.117})$$

$$I_{M2}(t) = \frac{4 \cdot I_{LS(max)}}{T_s} \cdot \left(t - \frac{3 \cdot T_s}{4} \right) \quad (\text{B.118})$$

$$I_{M2}(t) = I_{LS(max)} \cdot \left(\frac{4 \cdot t}{T_s} - 3 \right) \quad (\text{B.119})$$

Cálculo da corrente eficaz na chave M2.

$$I_{M2(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_{\frac{3 \cdot T_s}{4}}^{T_s} \left(I_{LS(max)} \cdot \left(\frac{4 \cdot t}{T_s} - 3 \right) \right)^2 dt} \quad (\text{B.120})$$

$$I_{M2(EF)} = I_{LS(max)} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_{\frac{3 \cdot T_s}{4}}^{T_s} \left(\frac{16 \cdot t^2}{T_s^2} - \frac{24 \cdot t}{T_s} + 9 \right) dt} \quad (\text{B.121})$$

$$I_{M2(EF)} = I_{LS(max)} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left(\frac{16}{T_s^2} \cdot \left[\frac{t^3}{3} \right]_{\frac{3 \cdot T_s}{4}}^{T_s} - \frac{24}{T_s} \cdot \left[\frac{t^2}{2} \right]_{\frac{3 \cdot T_s}{4}}^{T_s} + 9 \cdot \left[t \right]_{\frac{3 \cdot T_s}{4}}^{T_s} \right)} \quad (\text{B.122})$$

$$I_{M2(EF)} = I_{LS(\max)} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \left(\frac{16}{3 \cdot T_S^2} \cdot \left[T_S^3 - \frac{27 \cdot T_S^3}{64} \right] - \frac{24}{2 \cdot T_S} \cdot \left[T_S^2 - \frac{9 \cdot T_S^2}{16} \right] + 9 \cdot \left[\frac{4 \cdot T_S - 3 \cdot T_S}{4} \right] \right)} \quad (\text{B.123})$$

$$I_{M2(EF)} = I_{LS(\max)} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \left(\frac{1}{12 \cdot T_S^2} \cdot [64 \cdot T_S^3 - 27 \cdot T_S^3] - \frac{3}{4 \cdot T_S} \cdot [16 \cdot T_S^2 - 9 \cdot T_S^2] + \frac{9}{4} \cdot T_S \right)} \quad (\text{B.124})$$

$$I_{M2(EF)} = I_{LS(\max)} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \left(\frac{37 \cdot T_S}{12} - \frac{21 \cdot T_S}{4} + \frac{9 \cdot T_S}{4} \right)} \quad (\text{B.125})$$

$$I_{M2(EF)} = I_{LS(\max)} \cdot \sqrt{\frac{37 - 63 + 27}{12}} = I_{LS(\max)} \cdot \sqrt{\frac{1}{12}} \quad (\text{B.126})$$

$$I_{M2(EF)} = \frac{2 \cdot V_{C1}}{\sqrt{3} \cdot \pi \cdot |Z_{LCC}|} \quad (\text{B.127})$$

Livros Grátis

(<http://www.livrosgratis.com.br>)

Milhares de Livros para Download:

[Baixar livros de Administração](#)

[Baixar livros de Agronomia](#)

[Baixar livros de Arquitetura](#)

[Baixar livros de Artes](#)

[Baixar livros de Astronomia](#)

[Baixar livros de Biologia Geral](#)

[Baixar livros de Ciência da Computação](#)

[Baixar livros de Ciência da Informação](#)

[Baixar livros de Ciência Política](#)

[Baixar livros de Ciências da Saúde](#)

[Baixar livros de Comunicação](#)

[Baixar livros do Conselho Nacional de Educação - CNE](#)

[Baixar livros de Defesa civil](#)

[Baixar livros de Direito](#)

[Baixar livros de Direitos humanos](#)

[Baixar livros de Economia](#)

[Baixar livros de Economia Doméstica](#)

[Baixar livros de Educação](#)

[Baixar livros de Educação - Trânsito](#)

[Baixar livros de Educação Física](#)

[Baixar livros de Engenharia Aeroespacial](#)

[Baixar livros de Farmácia](#)

[Baixar livros de Filosofia](#)

[Baixar livros de Física](#)

[Baixar livros de Geociências](#)

[Baixar livros de Geografia](#)

[Baixar livros de História](#)

[Baixar livros de Línguas](#)

[Baixar livros de Literatura](#)
[Baixar livros de Literatura de Cordel](#)
[Baixar livros de Literatura Infantil](#)
[Baixar livros de Matemática](#)
[Baixar livros de Medicina](#)
[Baixar livros de Medicina Veterinária](#)
[Baixar livros de Meio Ambiente](#)
[Baixar livros de Meteorologia](#)
[Baixar Monografias e TCC](#)
[Baixar livros Multidisciplinar](#)
[Baixar livros de Música](#)
[Baixar livros de Psicologia](#)
[Baixar livros de Química](#)
[Baixar livros de Saúde Coletiva](#)
[Baixar livros de Serviço Social](#)
[Baixar livros de Sociologia](#)
[Baixar livros de Teologia](#)
[Baixar livros de Trabalho](#)
[Baixar livros de Turismo](#)