



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

JANEIRO

2010

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 Moraes* à Universidade Federal de Uberlândia para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, aprovada em 29/01/2010, pela seguinte banca examinadora:

Prof. João Batista Vieira Júnior, Dr. Eng. (UFU) Orientador
Prof. Kleber Lopes Fontoura, Dr. Eng. (CEFET-MG)
Prof. Fabio Vincenzi Romualdo da Silva, Dr. Eng. (UFU)
Prof. Luiz Carlos Gomes de Freitas, Dr. Eng. (UFU)
Prof. Ernane Antonio Alves Coelho, Dr. Eng. (UFU)

Uberlândia, 29 de Janeiro de 2010.

**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

Antonieli 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.

Aos meus filhos maravilhosos

José Carlos Santos Moraes & Marcelino Santos Moraes,

pela alegria que vocês proporcionam na 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.

Aos professores. João Batista Vieira Júnior, Kleber Lopes Fontoura, Fabio Vincenzi Romualdo da Silva, Luiz Carlos Gomes de Freitas e Ernane Antonio Alves Coelho por contribuirem com seus comentários como membros de minha banca examinadora.

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, projeto e implementação de um reator eletrônico que permita o controle da intensidade luminosa de uma lâmpada fluorescente tubular. O reator adotado consiste em um conversor meia ponte integrado com um estágio boost para correção de fator de potência. Estudaram-se três técnicas de controle, uma por variação da frequência, outra por variação da razão cíclica e uma última que combina variação da frequência com variação da razão cíclica. Resultados de simulação e experimentais são apresentados.

ABSTRACT

This work deals with the study, design and implementation of fluorescent dimming ballast. The adopted ballast consists in a half bridge integrated with a boost converter to provide power factor correction. Three dimming techniques was studied, frequency variation, duty cycle variation and the combination between frequency and duty cycle variation. Simulation and experimental results are presented.

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO GERAL	1
-------------------------	----------

CAPÍTULO 1 FUNDAMENTOS TEÓRICOS	3
--	----------

1.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	3
------------------------------	---

1.2 - INFLUÊNCIA DA CORRENTE E DA FORMA DE ONDA DA CORRENTE	5
---	---

1.3 - COMPORTAMENTO DA LÂMPADA FLUORESCENTE EM ALTA FREQUÊNCIA	6
--	---

1.3.1 - VARIAÇÃO DA VIDA ÚTIL DA LÂMPADA FLUORESCENTE COM A FREQUÊNCIA	7
--	---

1.4 - MODELAGEM DA LÂMPADA FLUORESCENTE	7
---	---

1.4.1 - CURVA REQ-P	10
---------------------	----

1.5 - REATORES ELTRÔNICOS PARA LÂMPADAS FLUORESCENTES	11
---	----

1.5.1 - ESTÁGIO DE CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO O CONVERSOR BOOST	13
---	----

1.5.1.1 - CONVERSOR BOOST OPERANDO EM MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA (CCM)	14
---	----

1.5.1.2 - “BOOST” OPERANDO EM MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA (DCM)	15
--	----

1.6 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	16
----------------------------	----

CAPÍTULO 2 REATOR ELETRÔNICO UTILIZADO	17
---	-----------

2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	17
------------------------------	----

2.2 - DESCRIÇÃO DO REATOR ELETRÔNICO UTILIZADO	17
--	----

2.2.1 - ETAPAS DE OPERAÇÃO	18
2.3 - MÉTODOS DE DIMERIZAÇÃO	22
2.3.1 - ANÁLISE DA TÉCNICA DE DIMERIZAÇÃO ATRAVÉS DA VARIAÇÃO DA FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO DO INVERSOR.	22
2.3.1.1 - ANÁLISE DA TÉCNICA DE DIMERIZAÇÃO ATRAVÉS DA VARIAÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA DE COMUTAÇÃO DO INVERSOR	24
2.3.1.2 - ANÁLISE DA TÉCNICA DE DIMERIZAÇÃO ATRAVÉS DA VARIAÇÃO COMBINADA DA RAZÃO CÍCLICA E DA FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO DO INVERSOR	25
2.4 - CIRCUITO DE CONTROLE	25
2.4.1 - MICROCONTROLADOR UTILIZADO	25
2.4.2 - PASSO A PASSO DA CONFIGURAÇÃO DO PWM	27
2.4.3 - INTERFACE UTILIZADA	27
2.5 - EQUAÇÕES DE PROJETO	31
2.5.1 - CÁLCULO DO CIRCUITO DE ESTABILIZAÇÃO LCC	31
2.5.2 - DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR “BOOST”	34
2.5.3 - DIMENSIONAMENTO DOS SEMICONDUTORES	36
2.6 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	36
 <u>CAPÍTULO 3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS</u>	 <u>38</u>
3.1 - SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL	38
3.2 - IMPLEMENTAÇÃO DO REATOR ELETRÔNICO PROPOSTO	40
3.3 - RESULTADOS NA CONDIÇÃO DE PARTIDA DA LÂMPADA	40
3.3.1 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	41

3.3.2 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS	42
3.4 - RESULTADOS COM VARIAÇÃO DA FREQUÊNCIA COM O CONVERSOR “BOOST” EM DCM	46
3.4.1 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	46
3.4.2 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS	48
3.5 - RESULTADOS COM VARIAÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA COM O CONVERSOR “BOOST” EM DCM	51
3.5.1 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	51
3.5.2 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS	53
3.6 - RESULTADO COM VARIAÇÃO COMBINADA DA RAZÃO CÍCLICA E DA FREQUÊNCIA COM O “BOOST” EM DCM	55
3.6.1 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	55
3.6.2 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS	57
3.6.3 - SIMULAÇÃO COM VARIAÇÃO DO TEMPO DE CONDUÇÃO DO “BOOST” EM CCM	59
3.7 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	62
CONCLUSÃO GERAL	65
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	66
ANEXO A EQUACIONAMENTO DO ESTÁGIO “BOOST” E DO CIRCUITO DE ESTABILIZAÇÃO	68
A.1 - CÁLCULO DO INDUTOR DE “BOOST”	68

A.2 - CÁLCULO DA TENSÃO NO CAPACITOR C1	69
A.3 - CÁLCULO DO CAPACITOR C1	70
A.4 - CÁLCULO DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO CIRCUITO SÉRIE RESSONANTE (SR)	71
A.5 - CÁLCULO DA IMPEDÂNCIA DO CIRCUITO SÉRIE RESSONANTE	72
A.6 - CÁLCULO DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO CIRCUITO DE ESTABILIZAÇÃO SÉRIE RESSONANTE COM A LÂMPADA EM PARALELO (SRPL)	73
A.7 - CÁLCULO DA IMPEDÂNCIA DO CIRCUITO SÉRIE RESSONANTE COM A LÂMPADA EM PARALELO (SRPL)	75
A.8 - CÁLCULO DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO CIRCUITO DE ESTABILIZAÇÃO PARA A CARGA EM SÉRIE PARALELO	76
A.9 - IMPEDÂNCIA DO CIRCUITO RESSONANTE PARA A CARGA EM SÉRIE PARALELO (LCC)	79
 <u>ANEXO B EQUACIONAMENTO DO REATOR INTEGRADO</u>	 81
B.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	81
B.2 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D5	81
B.3 - CÁLCULO DA CORRENTE NO CIRCUITO DE ESTABILIZAÇÃO LCC	83
B.4 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D6	87
B.5 - DIMENSIONAMENTO DA CHAVE M1	90
B.6 - DIMENSIONAMENTO DO DIODO D7	93
 <u>ANEXO C ANÁLISE DE TÉCNICAS DE DIMERIZAÇÃO</u>	 99
C.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	99

C.2 - ANÁLISE DA TÉCNICA DE DIMERIZAÇÃO ATRAVÉS DA VARIAÇÃO DA FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO DO INVERSOR.	99
C.3 - ANÁLISE DA TÉCNICA DE DIMERIZAÇÃO ATRAVÉS DA VARIAÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA DE COMUTAÇÃO DO INVERSOR	106
<u>APÊNDICE A</u> <u>CÓDIGO FONTE DO PROGRAMA</u>	<u>114</u>
A.1 - APRESENTAÇÃO DO PROGRAMA	114

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Detalhe de uma lâmpada fluorescente.	4
Figura 1.2 – A física da lâmpada fluorescente.	4
Figura 1.3 - Variação da vida útil da lâmpada com o fator de crista da corrente.	5
Figura 1.4 - 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}).	8
Figura 1.5 - V versus P, para diferentes valores de f_{nom} e T constante.	9
Figura 1.6 – R_{EQ} versus P, para T constante.	11
Figura 1.7 – V versus P, para T constante.	11
Figura 1.8 – Diagrama de blocos de um reator eletrônico com alto fator de potência.	12
Figura 1.9– Configuração básica do conversor Boost.	13
Figura 1.10– Circuito de controle para um conversor “Boost” operando em modo contínuo.	14
Figura 1.11– Formas de ondas da corrente num conversor “Boost” operando em DCM.	15
Figura 2.1– Reator eletrônico proposto.	18
Figura 2.2– Primeira etapa de operação.	19
Figura 2.3– Segunda etapa de operação.	19
Figura 2.4– Terceira etapa de operação.	20
Figura 2.5 – Quarta etapa de operação.	20
Figura 2.6– Quinta etapa de operação.	21
Figura 2.7 – Formas de onda de tensões e correntes do conversor analisado.	21
Figura 2.8 – Ganho de tensão pela relação entre as frequências $u=\omega_s/\omega_o$ para $C_p/C_s=0,094$.	34
Figura B.1 – Forma de onda da corrente no diodo D5.	81

Figura B.2 – Forma de onda da corrente no indutor I_{LS} .	84
Figura B.3 – Reta idealizada da corrente I_{LS} no trecho t_0 - t_{A1} .	88
Figura C.1 – Circuito equivalente do inversor em regime permanente (WU et al., 1998).	100
Figura C.2 – Frequência de comutação em função da potência processada.	102
Figura C.3 – Variação da corrente eficaz do indutor ressonante.	104
Figura C.4 – Variação da defasagem angular entre $i_{Lr}(t)$ e $V_{AB1}(t)$.	106
Figura C.5 - Relação entre a potência na lâmpada e o parâmetro de controle D .	109
Figura C.6 – Formas de onda de V_{AB1} e i_{Lr} para (a) $D=0.5$ e (b) $D < 0.5$.	110
Figura C.7 – Relação entre a potência na lâmpada e o ângulo de defasagem δ .	112
Figura C.8 – Corrente eficaz do indutor ressonante em função da potência na lâmpada.	113

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Primeiro nível de coeficientes. _____	9
Tabela 2.1 – Pontos de acesso do sinal PWM para os modos de operação. _____	26
Tabela 2.2 – Parâmetros de projeto do reator eletrônico. _____	31
Tabela 3.1 – Parâmetros de projeto do reator eletrônico. _____	40
Tabela 3.2 – Resultados obtidos experimentalmente. _____	45
Tabela 3.3 – Resultados experimentais com variação da frequência. _____	50
Tabela 3.4 – Resultados experimentais com variação da razão cíclica. _____	54
Tabela 3.5 – Resultados de simulação com variação da frequência para $D=0,38$. _____	57

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

SIMBOLOGIA

C = Capacitor do barramento DC [F].

CC = Corrente contínua.

CCP = Registrador interno do microcontrolador PIC.

$CCP1CON$ = Registrador interno do microcontrolador PIC.

$CCPR$ = Registrador interno do microcontrolador PIC.

$CCPR1L$ = Registrador interno do microcontrolador PIC.

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

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

CON = Registrador interno do microcontrolador PIC.

C_p = Capacitância paralela do circuito ressonante [F].

C_{ps} = Capacitância equivalente série e paralela [F].

C_s = Capacitor série do circuito ressonante [F].

D = Razão cíclica.

D_{PWM} = Razão cíclica do PWM.

$ECCP1DEL$ = Registrador interno do microcontrolador PIC.

EMI = Registrador interno do microcontrolador PIC.

f = Frequência de operação do IR2153 [Hz].

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

f_L = Freqüência da rede de alimentação [Hz].

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

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

FP = Fator de potência.

F_{PWM} = Freqüência de operação do PWM [Hz].

f_s = Freqüência de chaveamento [Hz].

G = Resposta em Freqüência 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].

$iLr(ef)$ = Corrente eficaz no indutor Lr [A].

$iLr(t)$ = Corrente instantânea no indutor Lr [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 Ls em função da área A2 [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 (t2-t3) [A].

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

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

$I_{L2Med(t1,t4)}$ = Corrente média no indutor L2 durante o intervalo (t1-t4) [A].

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

LCC = Circuito de estabilização LCC, formado pelo indutor L_s e pelos capacitores C_s e C_p

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.

PIA = Registrador interno do microcontrolador PIC.

PIB = Registrador interno do microcontrolador PIC.

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].

$PDC0$ = Registrador interno do microcontrolador PIC.

$PDC6$ = Registrador interno do microcontrolador PIC.

PFC = Correção do fator de potência.

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].

$PR2$ = Registrador interno do microcontrolador PIC.

Pr_{escale} = Registrador interno do microcontrolador PIC.

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

PWM = Modulação por largura de pulso.

Q_s = Fator de qualidade do circuito ressonante.

R = Resistência equivalente da lâmpada [Ω].

R_{eq} = Resistência equivalente.

R_{Lamp} = Resistência equivalente da Lâmpada Fluorescente.

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].

T_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].

TM = Registrador interno do microcontrolador PIC.

$TMR2$ = Registrador interno do microcontrolador PIC.

T_{OSC} = Período do Clock do microcontrolador PIC

$TRIS$ = Registrador interno do microcontrolador PIC.

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

$V_{AB}(t)$ = Tensão instantânea no ramo AB [V].

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

V_{C1} = Tensão no capacitor C_1 [F].

V_{C2} = Tensão no capacitor C_2 [F].

V_{Ceqpk} = 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].

$V_{Lamp} =$

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_0 = Impedância característica.

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

Com o aumento sistemático do consumo de energia elétrica, acompanhado de uma política de racionalização do uso desta energia e as lâmpadas constituindo-se uma das cargas mais expressivas para consumidores residenciais, o aumento da eficiência dessas cargas vem sendo amplamente estudado.

Por isso cresce cada vez mais o interesse em relação às características de consumo de energia e distorções harmônicas dos reatores eletrônicos, que são os responsáveis pela alimentação das lâmpadas fluorescentes.

Na área de Eletrônica de Potência os reatores eletrônicos apresentam grandes desafios, que se resumem em desenvolver uma estrutura de elevada eficiência, com baixo custo atendendo às especificações das normas de regulamentação do setor de iluminação.

Por outro lado, com o crescente desenvolvimento dos microcontroladores, classificados por alguns autores como “um computador em um chip”, que é um dispositivo contendo processador, memória e periféricos de entrada/saída com um tamanho reduzido, torna cada vez mais acessível o controle digital para as pequenas aplicações.

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

Neste âmbito, para representar a lâmpada fluorescente nas simulações, escolheu-se um modelo dinâmico, já abordado por outros autores, que será analisado e avaliado para as condições deste trabalho.

Este trabalho foi então dividido em três capítulos. No Capítulo 1 fez-se a introdução teórica e a revisão bibliográfica, sendo apresentadas as características fundamentais sobre as lâmpadas fluorescentes, o modelo de simulação adotado para a mesma e as características operacionais e construtivas dos reatores eletrônicos.

No Capítulo 2 foram analisados a topologia de reator utilizado, as técnicas de dimerização abordadas e o sistema de controle.

No Capítulo 3 foram apresentados e analisados os dados de simulação e experimentais.

No final do trabalho apresenta-se uma conclusão geral do estudo, com as análises dos principais resultados obtidos e um anexo contendo o código do programa utilizado no controle, bem como o diagrama esquemático e a lista de materiais.

CAPÍTULO 1

FUNDAMENTOS TEÓRICOS

1.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A mudança de energia em um átomo é expressa pelo movimento de elétrons de uma camada para outra. Recebendo energia, como o calor, por exemplo, um elétron pode ser impulsionado temporariamente para uma órbita mais alta (mais distante do núcleo). Ele fica nesta 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, dependendo da quantidade de energia que é liberada, o que depende da posição do elétron, a cor da luz é determinada (MORAIS, 2004).

A lâmpada fluorescente é composta de um tubo de corpo lacrado, que por sua vez contém uma pequena porção de mercúrio e um gás inerte, tipicamente argônio, mantido sob baixíssima pressão, pó de fósforo cobrindo o seu interior e dois eletrodos em cada extremidade, os quais são conectados a um circuito elétrico (ALVES, 1996).

Detalhe da Lâmpada Fluorescente

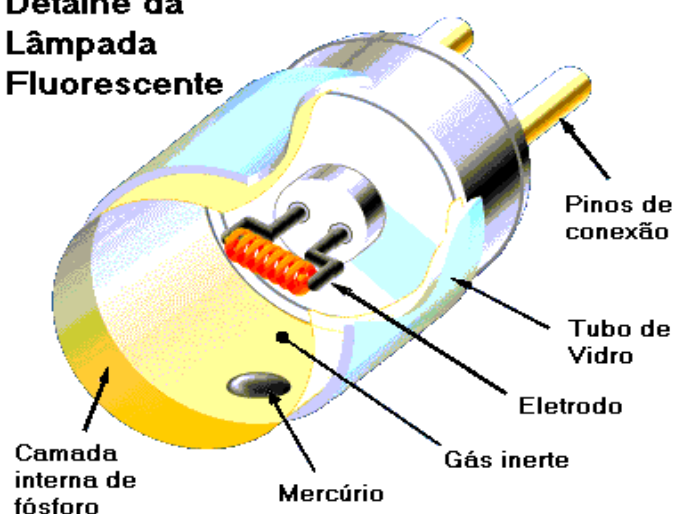


Figura 1.1 – Detalhe de uma lâmpada fluorescente.

O funcionamento da lâmpada fluorescente baseia-se na liberação de energia em forma de luz irradiada no espectro visível conforme a mostra a Figura 1.2 (MORAIS, 2004).

A física de uma lâmpada fluorescente

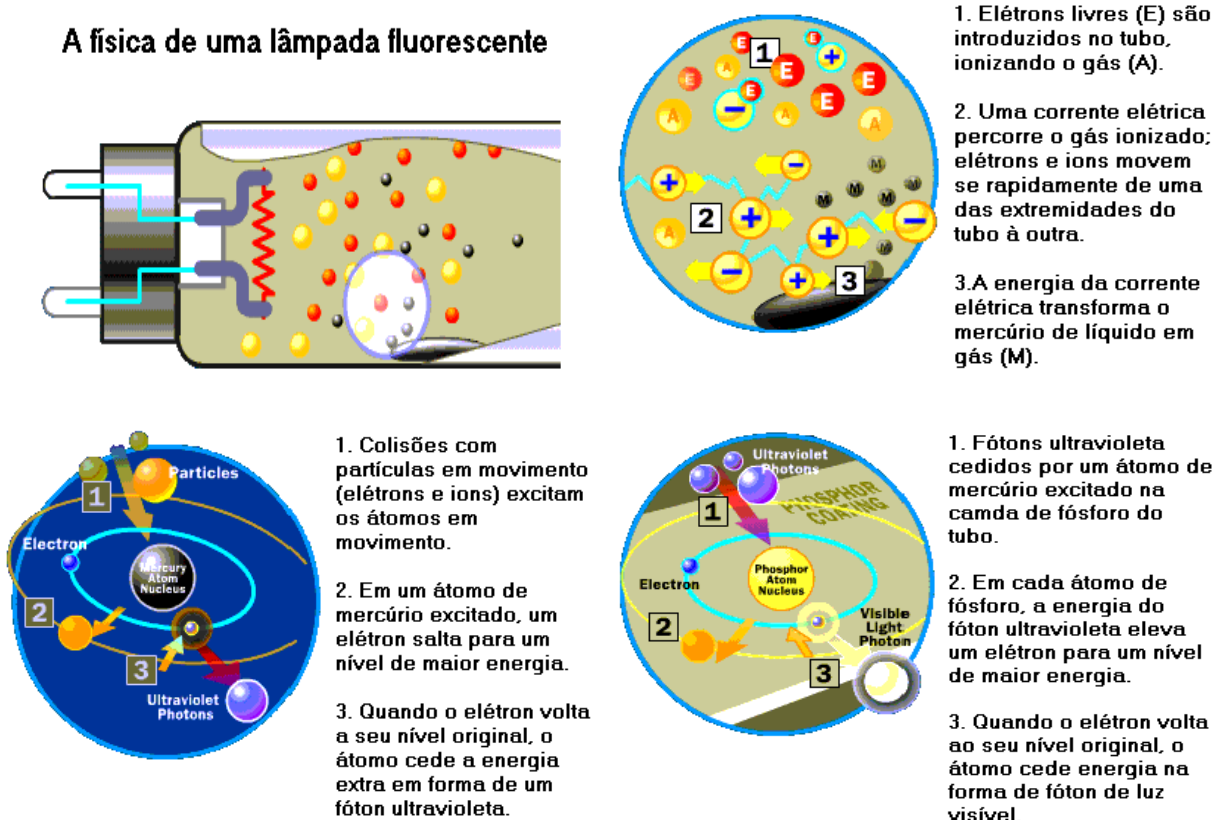


Figura 1.2 – A física da lâmpada fluorescente.

As lâmpadas incandescentes convencionais emitem uma boa parte da energia consumida em forma de luz ultravioleta, que é luz visível. Por conseguinte, grande parte da energia usada em lâmpadas incandescentes é perdida. 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).

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

Com a elevação da corrente, mantendo-se fixo os demais parâmetros, há uma redução na eficiência da emissão de radiação das lâmpadas fluorescentes e para correntes muito baixas, a eficiência cai devido à redução excessiva da pressão do vapor de mercúrio. 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 danificá-la (MORAIS, 2004).

Os fabricantes recomendam que as lâmpadas fluorescentes operem a níveis de fator de crista inferiores a 1,7. A Figura 1.3 representa dados experimentais da vida útil da lâmpada em função do fator de crista.

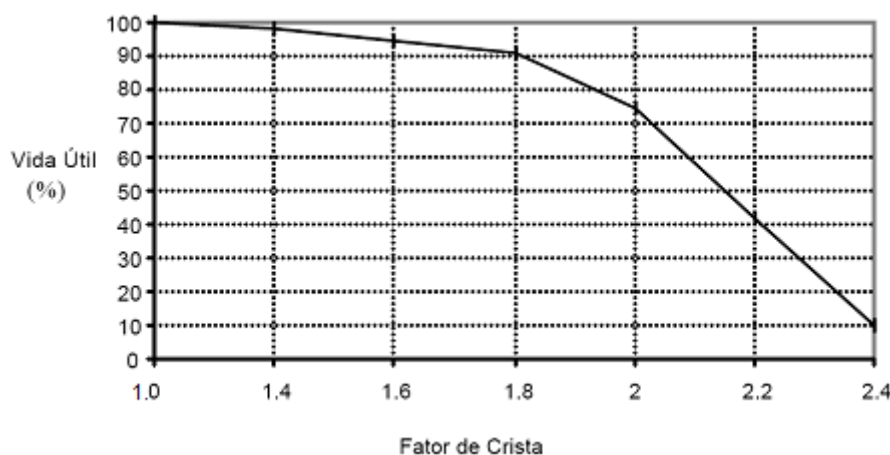


Figura 1.3 - Variação da vida útil da lâmpada com o fator de crista da corrente.

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, a polaridade da lâmpada deve ser invertida a cada intervalo aproximado de 5 horas (YOUNG, 1992).

1.3 - COMPORTAMENTO DA LÂMPADA FLUORESCENTE EM ALTA FREQUÊNCIA

A lâmpada fluorescente 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).

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 6 kHz, a eficiência luminosa estabiliza no seu valor final, não importando o quanto o valor dessa frequência continue subindo (MORAIS, 2004).

1.3.1 - VARIAÇÃO DA VIDA ÚTIL DA LÂMPADA FLUORESCENTE COM A FREQUÊNCIA

A vida útil da lâmpada é determinada pela depreciação luminosa e pelo desgaste dos eletrodos. Sua 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. 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 (QIAN & LEE, 1999).

1.4 - MODELAGEM DA LÂMPADA FLUORESCENTE

Para ensaios com dimerização, onde as características V-I são alteradas durante a operação, o modelo deve admitir característica dinâmica, representando a lâmpada como uma resistência variável, em função do valor RMS da potência do processo (YOUNG, 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 1.4 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 projeto correto (OKUDE et al., 1992).

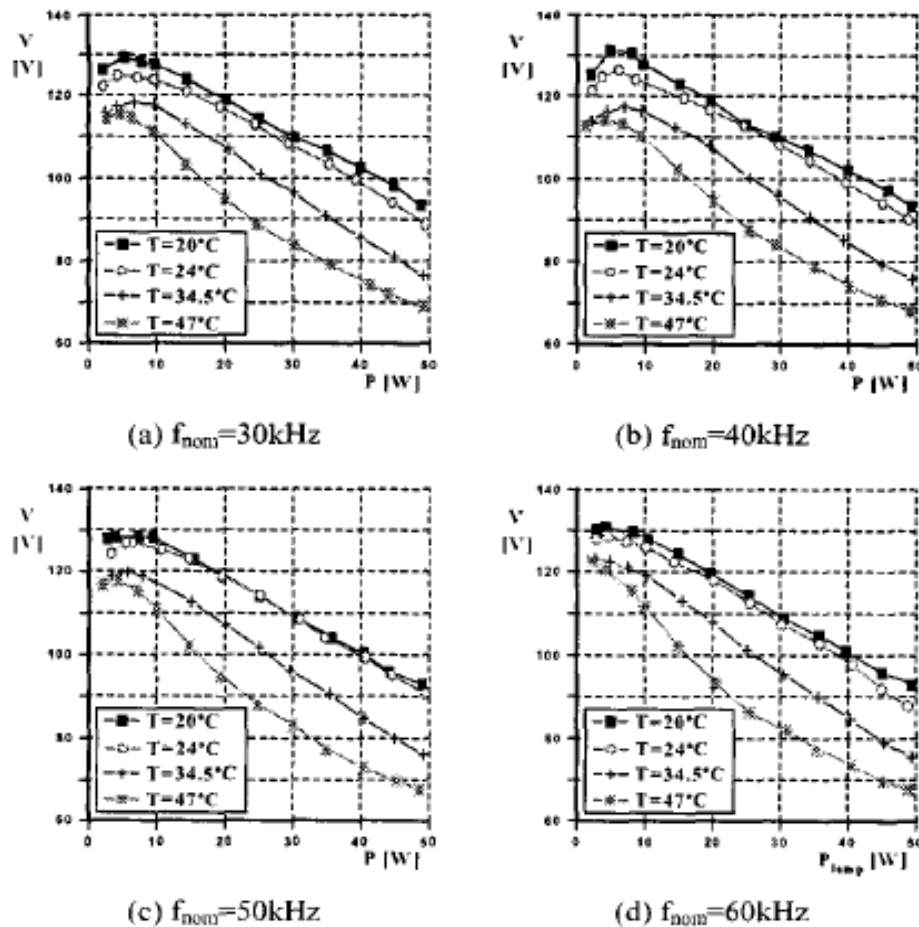
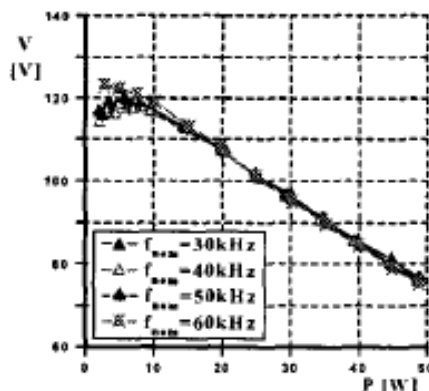


Figura 1.4 - Valores da tensão rms sobre a lâmpada fluorescente (V), em função da potência (P), para diferentes valores de temperatura (T) e frequência de chaveamento (f_{nom}).

Na Figura 1.5 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).

(a) $T=34.5^\circ\text{C}$ **Figura 1.5 - 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 (1.1).

$$V(T, P) = v_0(T) + v_1(T) \cdot P + v_2(T) \cdot P^2 + v_3(T) \cdot P^3 + v_4(T) \cdot P^4 \quad (1.1)$$

Onde: $v_0(T)$ até $v_4(T)$ são os primeiros níveis de coeficientes, cada um dependendo da temperatura ambiente (Tabela 1.1).

Tabela 1.1 – Primeiro nível de coeficientes.

	$T (^\circ\text{C})$			
	20	24	34,5	47
$v_0(f, T)$	125,5598	122,3859	115,1590	117,2896
$v_1(f, T)$	1,2997	1,1413	1,3317	0,3252
$v_2(f, T)$	-0,1373	-0,1117	-0,1385	-0,1358
$v_3(f, T)$	0,0034	0,0026	0,0032	0,0039
$v_4(f, T)$	-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).

$$R_{eq}(T,P) = \frac{V^2(T,P)}{P} \quad (1.2)$$

1.4.1 - CURVA REQ-P

Através das equações (1.1) e (1.2) YOUNG (1992) obteve 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 Req-P é apresentada na Figura 1.6, e a curva V-P na Figura 1.7. Pode-se observar na Figura 1.6 que há existência da chamada “resistência negativa” nas lâmpadas fluorescentes (OKUDE et al., 1992).

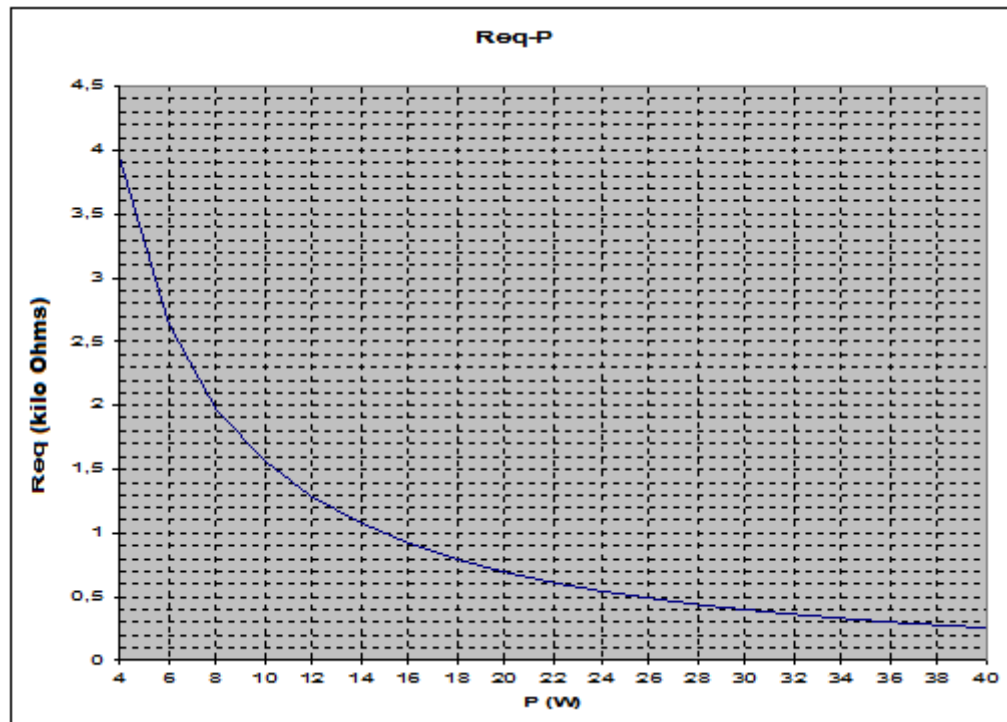
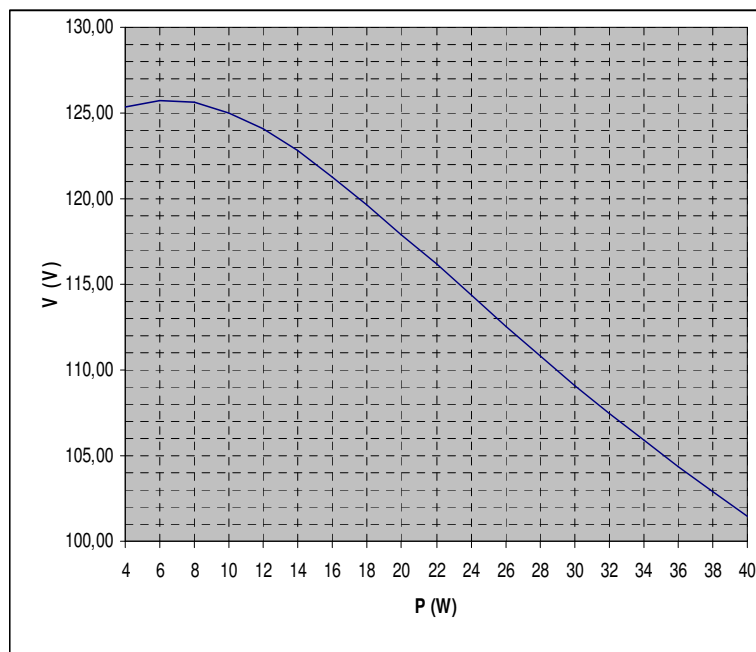


Figura 1.6 – R_{EQ} versus P , para T constante.**Figura 1.7 – V versus P , para T constante.**

1.5 - REATORES ELTRÔNICOS PARA LÂMPADAS FLUORESCENTES

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, 1988). A Figura 1.8 ilustra o diagrama de blocos de um típico reator eletrônico com alto fator de potência.

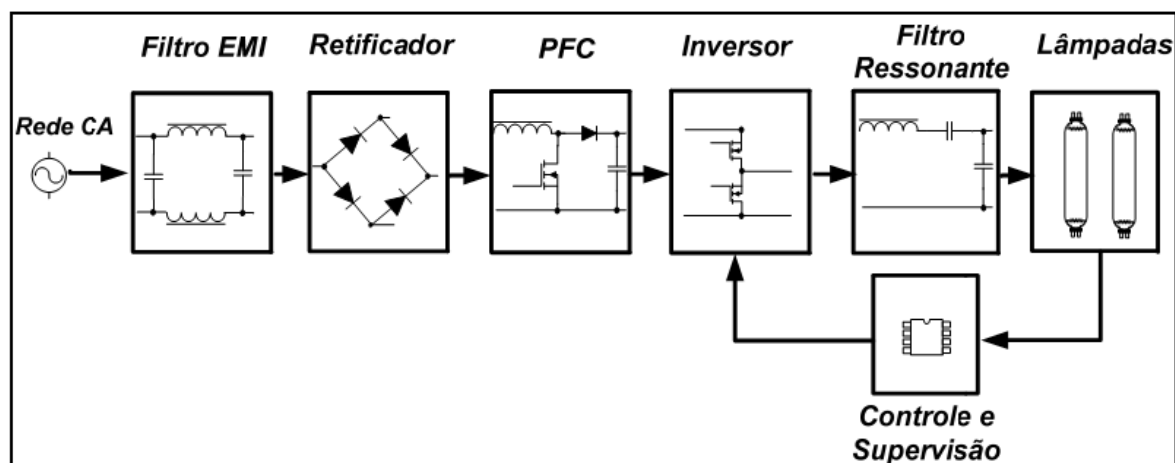


Figura 1.8 – Diagrama de blocos de um reator eletrônico com alto fator de potência.

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).

Uma 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 a 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).

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

Todos os equacionamentos obtidos por MORAIS (2004) para o estágio de correção de fator de potência foram inseridos no Anexo A.

Uma das topologias mais utilizadas para correção do fator de potência é a topologia “Boost” (Figura 1.9), 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.

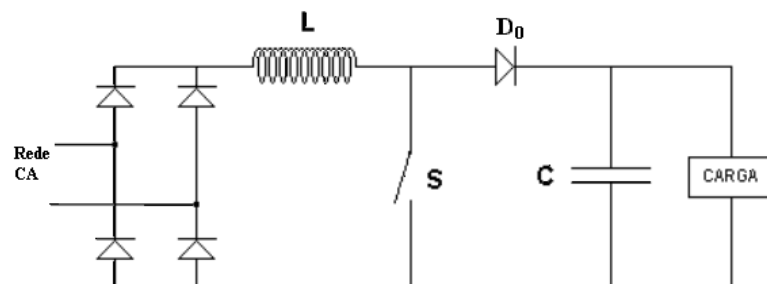


Figura 1.9– Configuração básica do conversor Boost.

1.5.1.1 - 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 com o uso de um circuito de controle com realimentação da tensão do barramento CC, da tensão de entrada e corrente de entrada, como no modo de operação contínua, a corrente não vai a 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 (PUTKAMER, 2008).

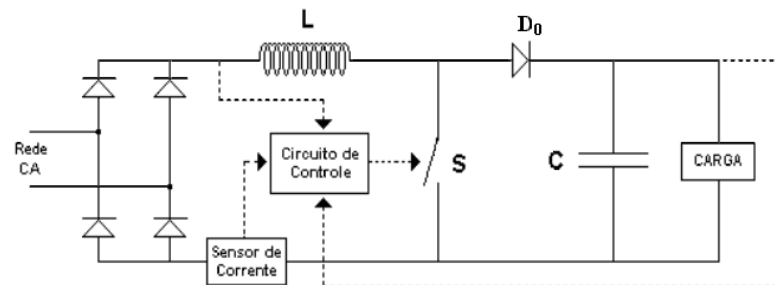


Figura 1.10– Circuito de controle para um conversor “Boost” operando em modo contínuo.

O indutor do conversor “Boost” pode ser calculado pela equação (1.3), apresentada em (YOUNG, 1992).

$$L_{Boost} = \frac{25000}{f_s \cdot P_{in}} (H) \quad (1.3)$$

Sendo f_s a frequência de chaveamento do conversor e P_{in} a potência de entrada.

1.5.1.2 - “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 1.11 mostra a forma de onda da corrente para o conversor “Boost”, quando operado em modo de condução descontínua.

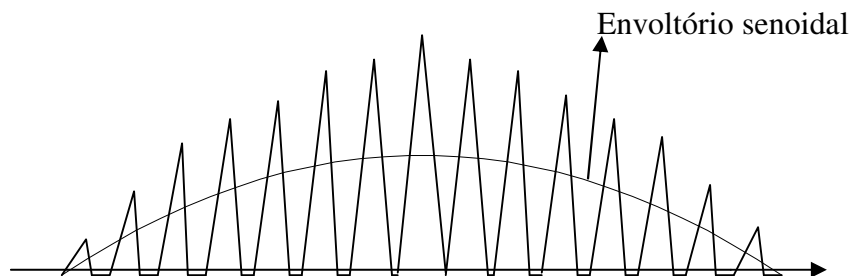


Figura 1.11– Formas de ondas da corrente num conversor “Boost” operando em DCM.

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 a 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 operado 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.

1.6 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi feita uma abordagem geral sobre a lâmpada fluorescente, onde foi apresentado o princípio de funcionamento, o modelo adotado em simulações para representar o seu comportamento, além das características operacionais e construtivas dos reatores eletrônicos, dando destaque ao estágio de correção de fator de potência.

CAPÍTULO 2

REATOR ELETRÔNICO UTILIZADO

2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Os reatores que possuem o estágio inversor em cascata com o de correção de fator de potencia já é uma solução eficiente e bastante estudada. Em MORAIS (2004) foi abordada uma nova topologia, que consiste na integração destes dois estágios. A integração destas duas topologias apresenta enormes vantagens, tais como redução de custo, peso e simplicidade de controle (ALVES, 1996).

Nesse capítulo faz-se a análise desta topologia apresentada por MORAIS (2004), aplicando técnicas de dimerização, analisando o fator de potência, além das perdas de chaveamento (eficiência) para os diversos modos de operação.

2.2 - DESCRIÇÃO DO REATOR ELETRÔNICO UTILIZADO

Apesar da estrutura e as etapas de operação deste reator já terem sido abordadas por MORAIS (2004), torna-se necessário ressaltar algumas informações que serão fundamentais para as análises dos capítulos posteriores. Todo equacionamento empregado para este reator elaborado por MORAIS (2004) encontra-se no Anexo B. O circuito de potência do conversor utilizado é mostrado na Figura 2.1. 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 .

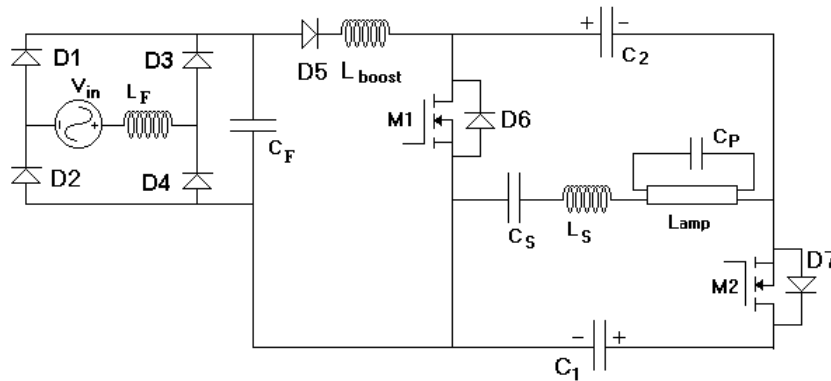


Figura 2.1– Reator eletrônico proposto.

2.2.1 - 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 à soma das correntes I_{boost} e I_L , e circula através do diodo $D6$ (Figura 2.2).

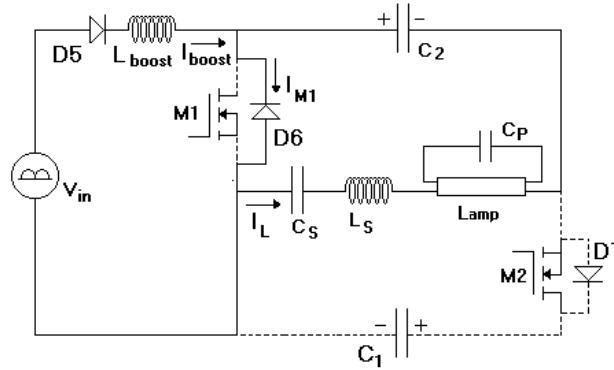


Figura 2.2– Primeira etapa de operação.

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 (Figura 2.3).

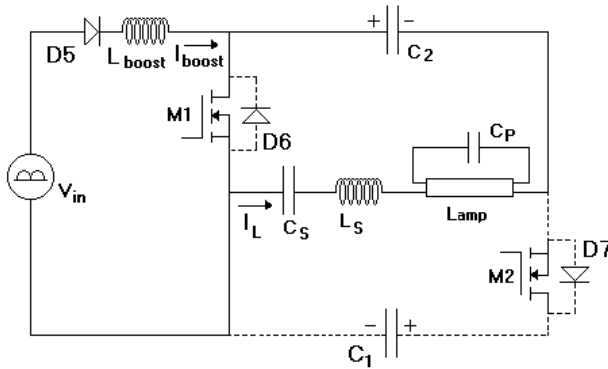


Figura 2.3– Segunda etapa de operação.

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 $D7$ torna-se nula (Figura 2.4).

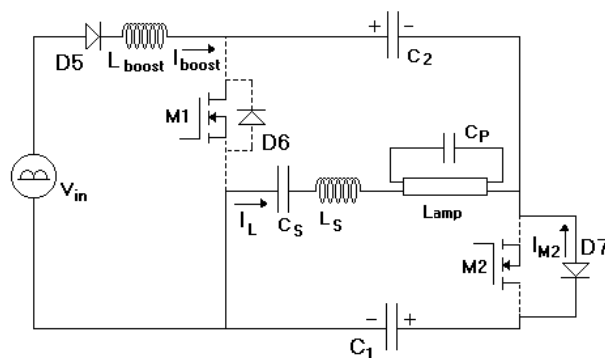


Figura 2.4– Terceira etapa de operação.

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 2.5).

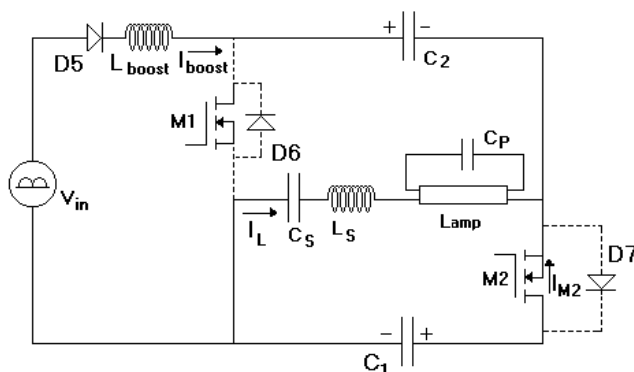


Figura 2.5 – Quarta etapa de operação.

5ª Etapa $[t_4, t_5]$ – Esta etapa tem início quando a corrente I_{boost} torna-se nula. A corrente I_L circula através da chave M2 (Figura 2.6) (MORAIS, 2004).

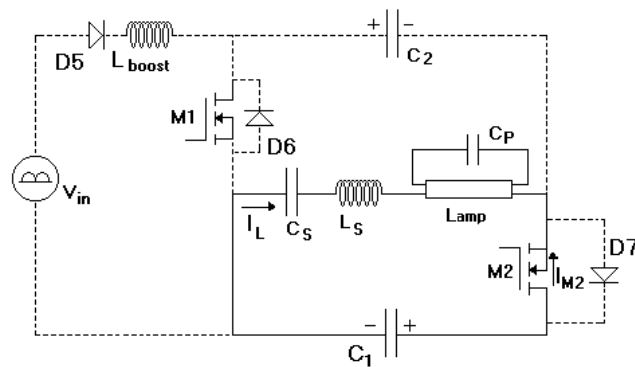


Figura 2.6– Quinta etapa de operação.

A Figura 2.7 mostra as formas de onda teóricas do conversor analisado neste capítulo.

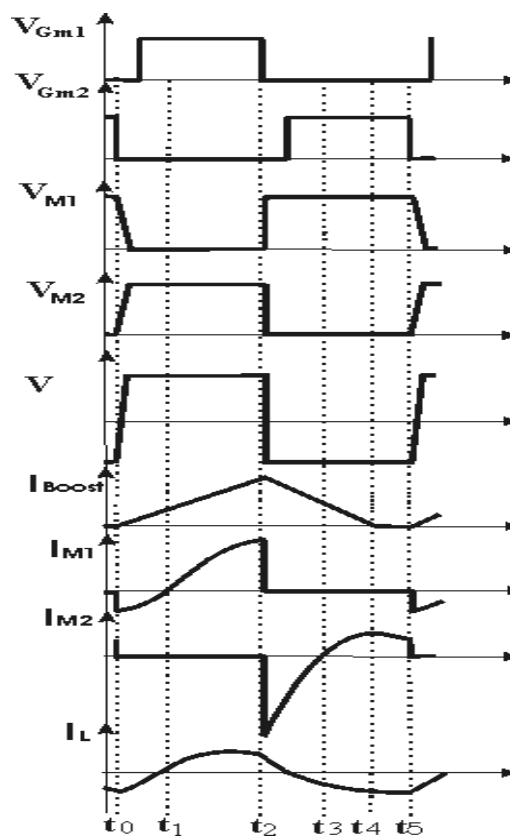


Figura 2.7 – Formas de onda de tensões e correntes do conversor analisado.

2.3 - MÉTODOS DE DIMERIZAÇÃO

Para promover o controle da luminosidade de uma lâmpada fluorescente precisa-se controlar a potência processada por ela. Com o estágio “boost” em condução descontínua (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 o estágio “boost” operando em modo condução crítica (CCM) com atuação no tempo de condução do “Boost”. Neste caso, a frequência e a razão cíclica serão variáveis e a atuação será 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 nos interruptores (HUI et al., 2001; MORAIS, 2004).

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

Consiste em variar a frequência do estágio inversor, com a tensão de barramento e razão cíclica fixas. Em BEDIN (2008) foi concluído que independente de Z_0

($Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_{eq}}}$ = impedância característica) acima de 50% da potência nominal, a potência

processada possui relação quase linear com a frequência e que para potências inferiores a 50%, sua queda é mais acentuada com a variação da frequência, sendo mais significativa esta queda quanto maior for Z_0 . Então para que a variação de luminosidade não seja tão acentuada em baixas potências, deve ser adotado valores menores para Z_0 , daí a escolha do filtro recai a um valor intermediário de Z_0 . Isto garante controle de luminosidade em baixa potência, sem comprometer os elementos magnéticos, o filtro de EMI e os requisitos estipulados em norma do setor para definir os componentes do reator.

BEDIN (2008) observou também que independente de Z_0 , $i_{Lr}(ef)$ não apresenta uma variação acentuada no processo de dimerização das lâmpadas e que a variação na frequência gera alteração na impedância, reduzindo a potência ativa, mas não altera a aparente. Portanto, o valor de $i_{Lr}(ef)$ é um índice da potência reativa, daí a escolha do filtro deve proporcionar os menores valores para $i_{Lr}(ef)$, pois 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 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.

BEDIN (2008) concluiu também que $i_{Lr}(t)$ estará sempre atrasado em relação à $V_{AB1}(t)$, proporcionando comutação suave do tipo ZVS na entrada em condução dos interruptores para todos os níveis de potência entregue à lâmpada, ou seja, para qualquer valor de Z_0 , as perdas de comutação na entrada em condução e os níveis de EMI e RFI serão minimizados.

Ele ressaltou também que o ângulo de defasagem na potência nominal tende a aumentar à medida que os valores de Z_0 aumentam, então o rendimento pode ser melhorado ajustando os parâmetros do filtro, para diminuir o valor da potência reativa processada.

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

A vantagem desse método consiste na operação em frequência fixa, o que otimiza o projeto dos elementos magnéticos. 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.

Esta técnica também apresenta variação acentuada de potência em condições de baixa luminosidade para valores mais elevados de Z_0 .

Nessa topologia, o nível da corrente pode ser usado como referência para o nível de potência reativa processada pelo filtro e pelos interruptores. 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).

Conclusão para esta topologia para valores menores de Z_0 , a faixa de dimerização (devido perda de ZVS) e a energia reativa processada serão menores.

2.3.1.2 - 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).

2.4 - CIRCUITO DE CONTROLE

2.4.1 - MICROCONTROLADOR UTILIZADO

O microcontrolador utilizado, PIC18F4550, possui uma arquitetura RISC com funções integradas para geração de um sinal PWM. Dentre as funções que ele obtém podemos destacar:

1. Sinal PWM com resolução que pode chegar a 10 bits, e o valor é obtido pela fórmula

$$\text{fornecida pelo fabricante de } PWM \text{ Resolution(max)} = \frac{\log\left(\frac{F_{OSC}}{F_{PWM}}\right)}{\log(2)} \text{ bits. Assim, para este}$$

projeto que vai trabalhar com 96 Mhz de clock e uma frequência máxima de 100 kHz, quando aplicando a técnica de dimerização variando a frequência, teremos uma resolução de 9.9 bits.

2. Controle da frequência do PWM, que é dada pela fórmula

$$F_{PWM} = 1 / \left[(PR2 + 1) * 4 * T_{OSC} * (TMR2_Prescale) \right], \text{ ou seja, a frequência do PWM é}$$

obtida ajustando o Timer 2 do microcontrolador em questão.

3. Controle da razão cíclica, dada pela equação

$$D_{PWM} = (CCPRxL : CCPxCON < 5 : 4 >) * T_{osc} * (TMR2_Prescale).$$

4. Controle do tempo morto, dado pela equação $TM = (PDC6 : PDC0) * 4 * T_{osc}$.

Quatro modos de operação do PWM, que são: sinal em uma única saída, sinal para estágio inversor em meia-ponte, sinal para um estágio inversor em ponte completa *forward* e sinal para estágio inversor em ponte completa reverso. O ajuste dos modos de operação é dado pela Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Pontos de acesso do sinal PWM para os modos de operação.

ECCP Mode	CCP1CON Configuration	RC2	RD5	RD6	RD7
All PIC18F4455/4550 devices:					
Compatible CCP	00xx 11xx	CCP1	RD5/SPP5	RD6/SPP6	RD7/SPP7
Dual PWM	10xx 11xx	P1A	P1B	RD6/SPP6	RD7/SPP7
Quad PWM	x1xx 11xx	P1A	P1B	P1C	P1D

Para o início do funcionamento do PWM neste microcontrolador, algumas providências devem ser ressaltadas:

- Checar se os pinos correspondentes a estas saídas (Tabela 2.1) estão configurados como saídas, já que o PIC possui três estados para suas portas.
- Se estes pinos estão corretamente ligados a resistores de *pull-up* ou *pull-down*, conforme a necessidade da montagem.
- Habilitar os pinos para seus valores iniciais antes de inicializar o PWM.

2.4.2 - PASSO A PASSO DA CONFIGURAÇÃO DO PWM

O programa foi elaborado em linguagem C e o compilador utilizado foi o MICROC fornecido pela MICROE. O código completo encontra-se no ANEXO A.

Para o funcionamento do PWM foram necessários os seguintes passos:

1. Ajustar os Pinos P1A e P1B como saídas atuando no registrador TRIS.
2. Ajustar a frequência de operação atuando no registrador PR2.
3. Configurar o PWM, para modo meia ponte, atuando no registrador CCP1CON.
4. Configurar a Razão Cíclica atuando nos registradores CCP1CON<5:4> e CCPR1L.
5. Ajustar o Tempo Morto atuando no registrador ECCP1DEL<6:0>.
6. Configurar e inicializar o TIMER 2.
7. Inicializar o PWM.

2.4.3 - INTERFACE UTILIZADA

Foi utilizado a interface EasyPIC6 produzida pela MikroE (Figura 2.1). 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.

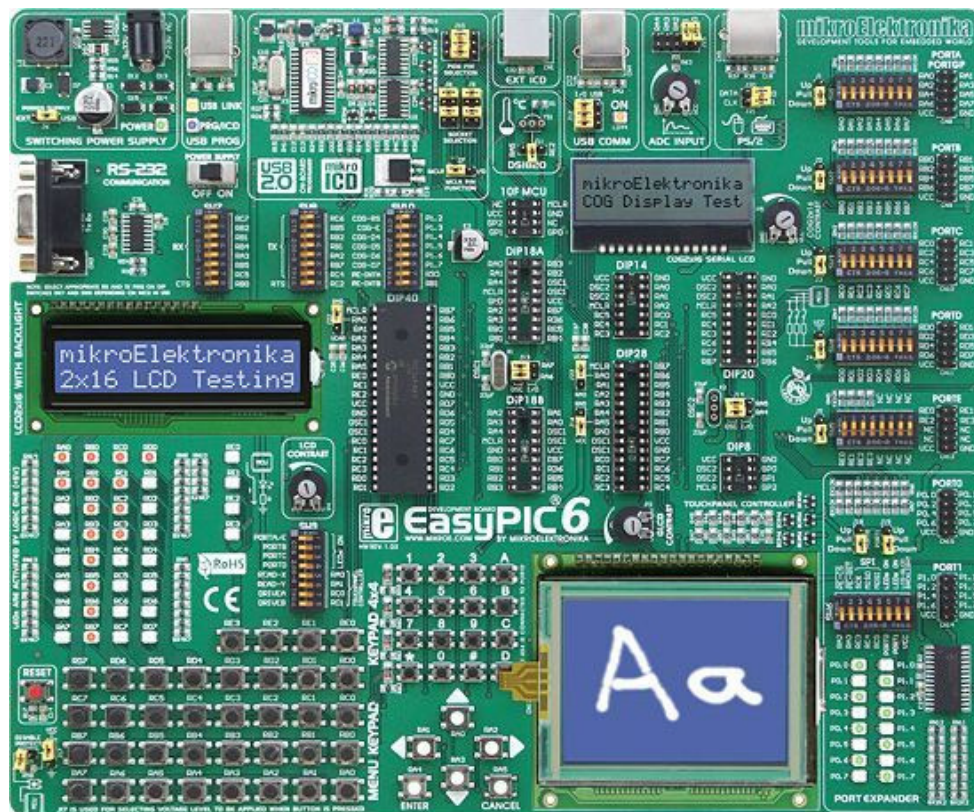


Figura 2.1 – Interface EasyPIC6 para microcontroladores PIC.

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

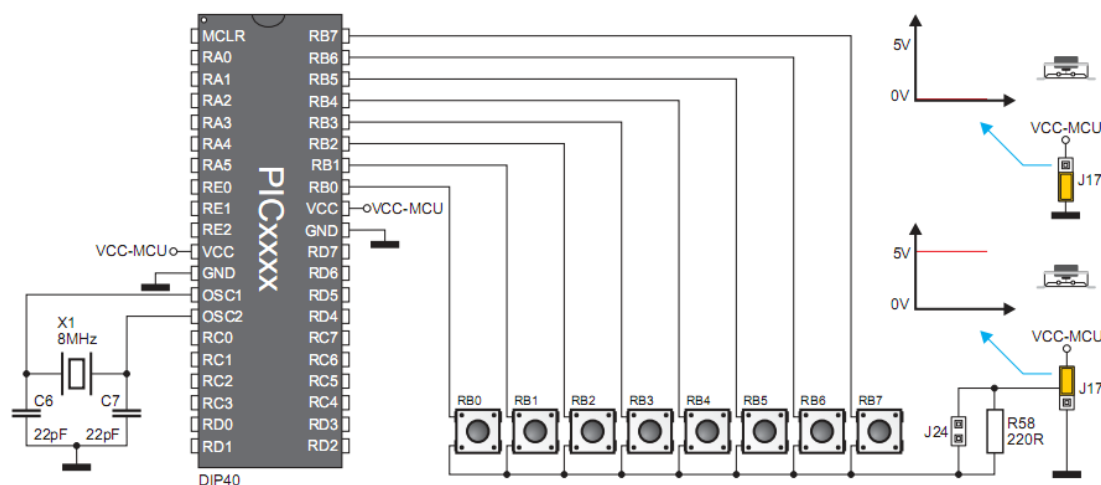


Figura 2.2 – Ligação de Botões de ajustes.

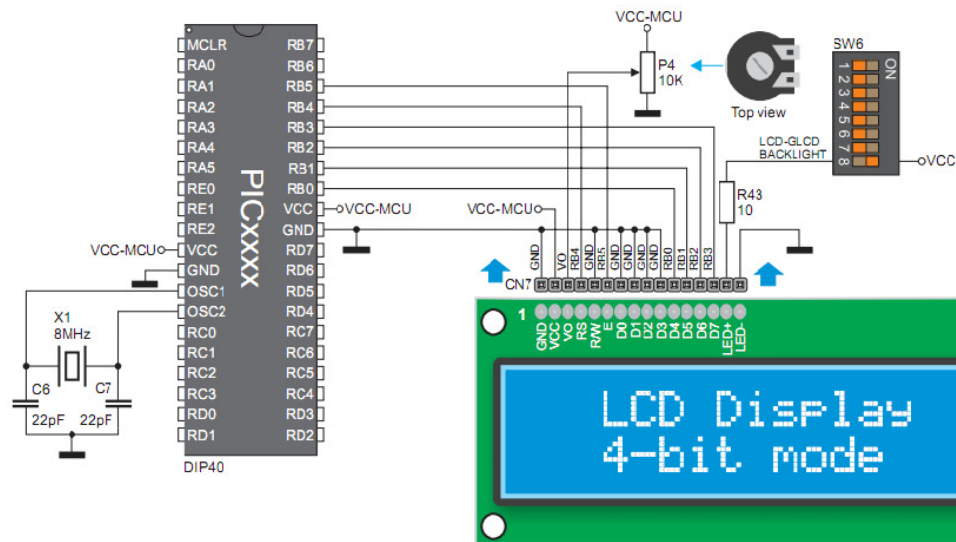


Figura 2.3 – Ligações do Display para leitura das informações.

A comunicação entre o sistema digital e o computador foi feita por uma interface USB (Figura 2.4).

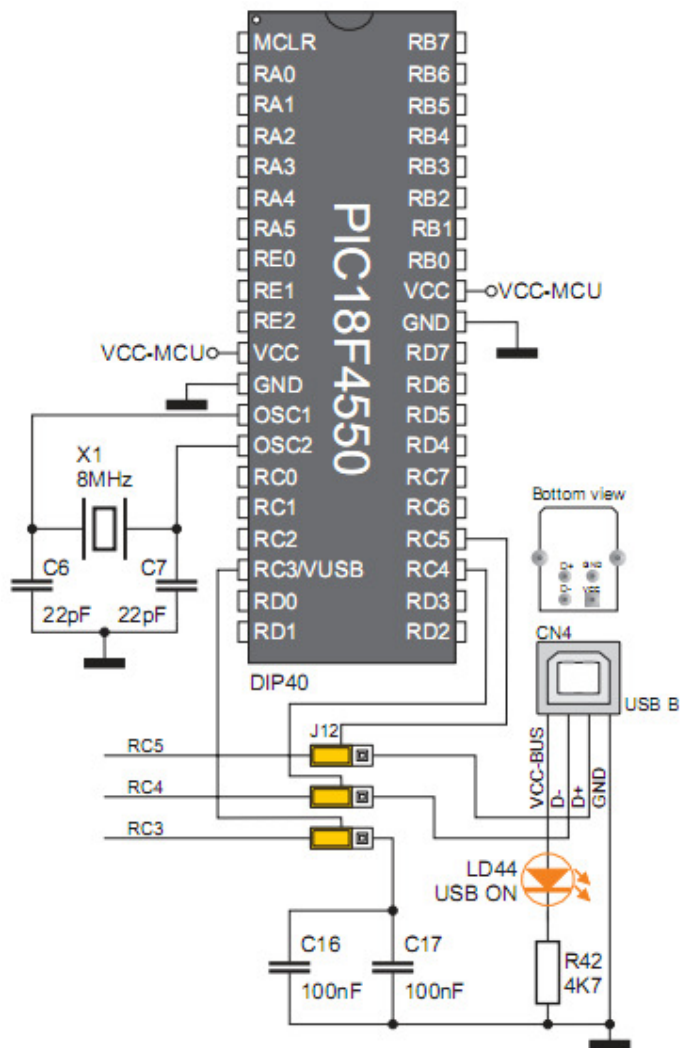


Figura 2.4 – Ligação do PIC18F4550 para comunicar com a porta USB.

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

Através de *Jumper's*, na interface, foram selecionados os resistores de pull-down para os pinos P1A e P1B.

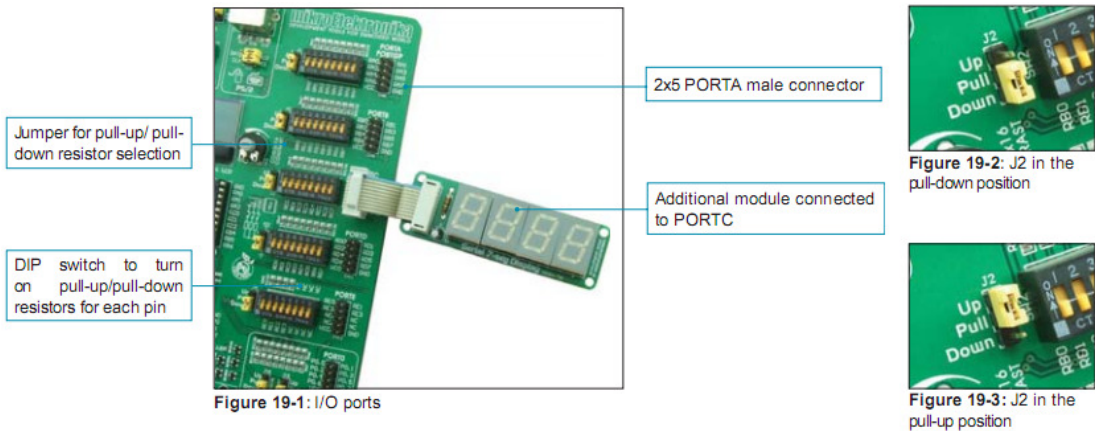


Figura 2.5 – Ajuste do resistor de pull-down ou pull-up para saídas.

2.5 - EQUAÇÕES DE PROJETO

As características de projeto desejadas e os parâmetros do reator eletrônico são apresentados na Tabela 2.2.

Tabela 2.2 – Parâmetros de projeto do reator eletrônico.

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

2.5.1 - CÁLCULO DO CIRCUITO DE ESTABILIZAÇÃO LCC

O circuito ressonante LCC foi submetido a uma tensão retangular de amplitudes +200V e – 200V, numa frequência de 55 kHz, além d e alimentar uma lâmpada de 103V(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 operado 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.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

$$G = \frac{V_{Lamp}}{V_i} = 0,58 \quad (2.1)$$

A Figura 2.8 representa o ganho em tensão, pela relação entre a frequência de chaveamento e a frequência natural do circuito ressonante LCC.

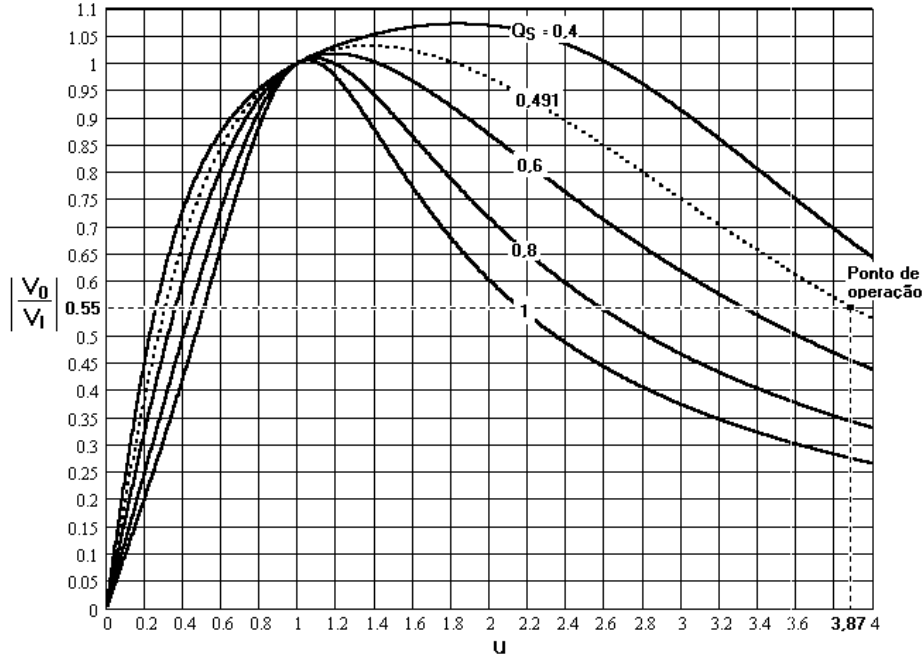


Figura 2.8 – Ganho de tensão pela relação entre as frequências $u=\omega_s/\omega_o$ para $C_p/C_s=0,094$.

2.5.2 - DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR “BOOST”

O indutor L_{boost} é calculado no Anexo (A.2), Equação (2.2), onde V_{in} é o valor da tensão de entrada desse conversor, f_s é a frequência de chaveamento, P_0 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.

$$L_{Boost} = \frac{\eta \cdot V_{in}^2 \cdot D^2}{P_0 \cdot f_s} \quad (2.2)$$

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 Equação (2.3), 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.

$$V_{C1} = V_{C2} = \frac{V_{in} \cdot D \cdot \pi}{G} \sqrt{\frac{\eta \cdot R_{Lamp}}{8 \cdot L_{Boost} \cdot f_S}} \quad (2.3)$$

As capacitâncias C_1 e C_2 foram calculadas através da Equação **Erro! Fonte de referência não encontrada.**, localizadas no apêndice (A.3), sendo f_L a frequência de linha, ΔV_{C1} é o “ripple” de tensão máximo permitido no capacitor.

$$C_1 = \frac{P_0}{4 \cdot f_L \cdot V_{C1} \cdot \Delta V_{C1}} \quad (2.4)$$

Onde se tem:

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

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

$$\text{laboratório foi } L_{Boost} = 1,52mH.$$

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

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

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

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

2.5.3 - DIMENSIONAMENTO DOS SEMICONDUTORES

Toda a parte de dimensionamento dos semicondutores está contida no Anexo B, extraída de MORAIS (2004).

2.6 - 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. Ele foi 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.

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.

CAPÍTULO 3

RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

3.1 - SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL

Os resultados experimentais foram o último passo em busca da validação de uma proposta. Entretanto, outros passos tão importantes devem precedê-lo sem serem negligenciados e um deles é a simulação computacional. Dois são os motivos para tal, sendo que um advém da necessidade de um bom planejamento do conversor antes de implementá-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, foram simuladas quatro diferentes formas de dimerização, sendo três delas em modo descontínuo (DCM) e uma em modo crítico. 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 (ton) 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 1, e o modelo empregado para simulação dinâmica da lâmpada é apresentado na Figura 3.2. A Figura 3.1 apresenta o reator eletrônico simulado, sendo que o mesmo foi apresentado no Capítulo 2.

Reator Eletrônico Dimerizado 55KHz (36W)

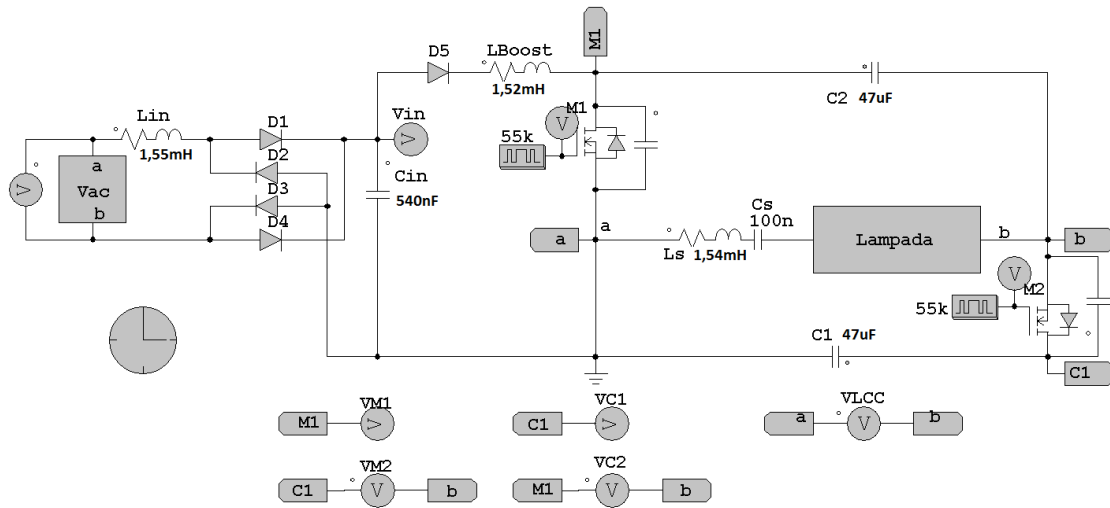


Figura 3.1 - Reator eletrônico dimerizável.

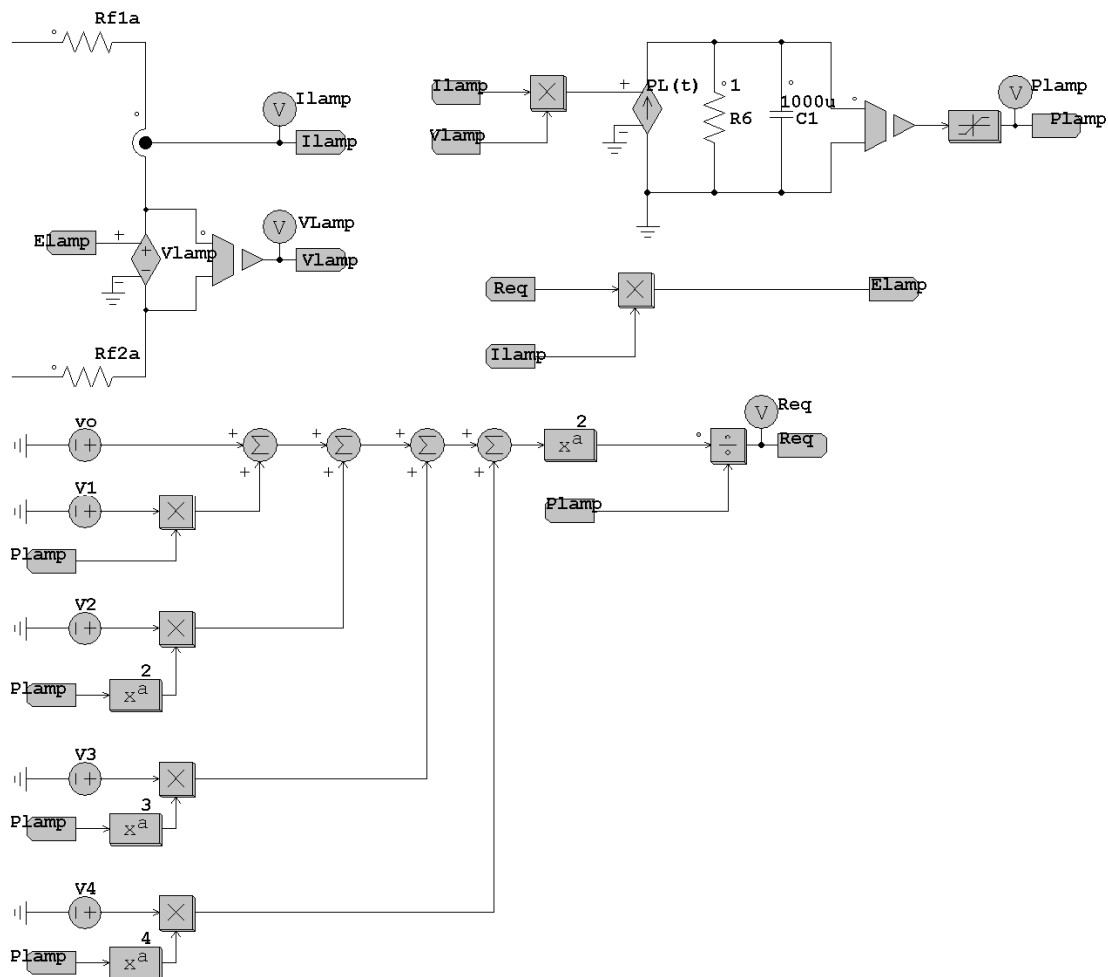


Figura 3.2 - Modelo da lâmpada fluorescente utilizada em simulação.

3.2 - 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.

A Tabela 3.1 apresenta os componentes utilizados tanto em simulação, quanto no conversor montado em laboratório.

Tabela 3.1 – Parâmetros de projeto do reator eletrônico.

CARACTERÍSTICAS DO PROJETO	
$V_{in} = 127 \text{ RMS}$	$P_0 = 36 \text{ W}$
$f_L = 60 \text{ Hz}$	$f_s = 55 \text{ kHz}$
$V_{Cl} = 200 \text{ V}$	$V_0 = 105 \text{ RMS}$
$Q_s = 0,491$	$u = 3,73$
PARÂMETROS DO REATOR	
Boost	$L_{\text{Boost}} = 1,52 \text{ mH}$
Circuito de estabilização LCC	$C_s = 100 \text{ nF}$
	$L_s = 1,54 \text{ mH}$
	$C_p = 9,4 \text{ nF}$
Capacitores	$C_1 = 47 \mu\text{F}$
	$C_2 = 47 \mu\text{F}$
Filtro de Entrada, LC	$L_{in} = 1,55 \text{ mH}$
	$C_{in} = 540 \text{ nF}$
Semicondutores, chaves e diodos	$S_1, S_2 \rightarrow \text{IRF840}$
	D_1 a
	$D_4 \rightarrow 1\text{N}4007$
	$D_5 \rightarrow \text{UF}4007$

3.3 - 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.

3.3.1 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A Figura 3.3 e a Figura 3.4 apresentam as formas de onda obtidas da simulação do conversor da Figura 3.1, com frequência de chaveamento 55kHz e razão cíclica de 0,45 (45%).

A Figura 3.3 (a) apresenta a tensão e a corrente de entrada do conversor cujos valores eficazes são 127 V e 328 mA, respectivamente. A Figura 3.3 (b) apresenta as tensões nos capacitores C1 e C2 e a resistência equivalente da lâmpada. Observa-se que a resistência equivalente da lâmpada não é totalmente constante, pois a lâmpada tem um comportamento não linear com a variação da tensão.

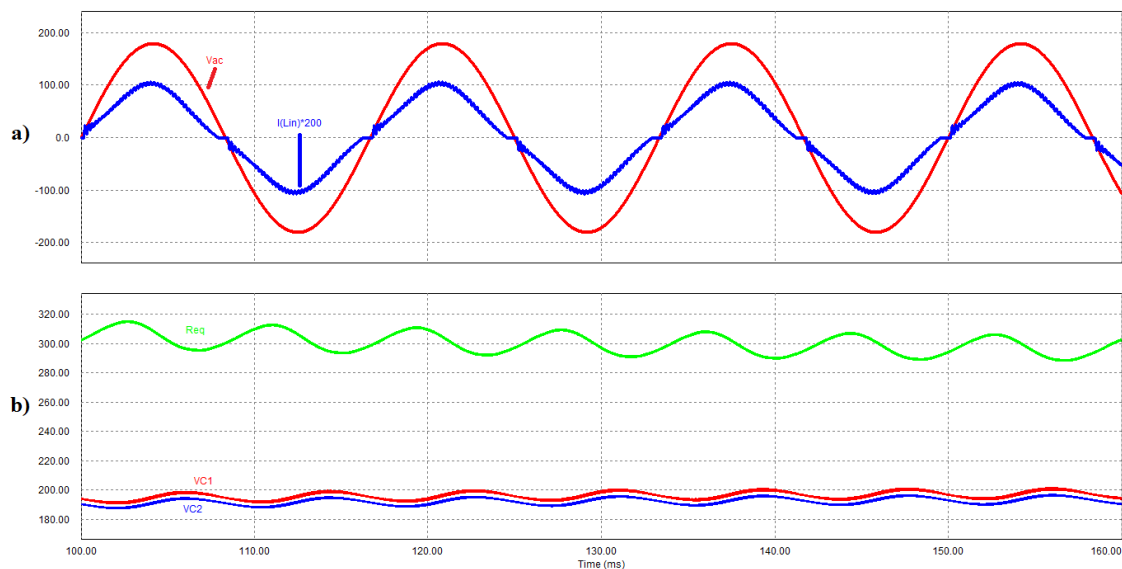


Figura 3.3 – (a) Tensão e corrente na entrada do conversor, (b) Tensões nos capacitores C₁ e C₂ e resistência equivalente da lâmpada.

A Figura 3.4 (a) apresenta a tensão e a corrente na lâmpada fluorescente, cujos valores eficazes são 105 V e 350 mA, respectivamente. A Figura 3.4 (b) apresenta as correntes no indutor de “boost” e no interruptor M1. A Figura 3.4 (c) apresenta a potência instantânea processada pela lâmpada.

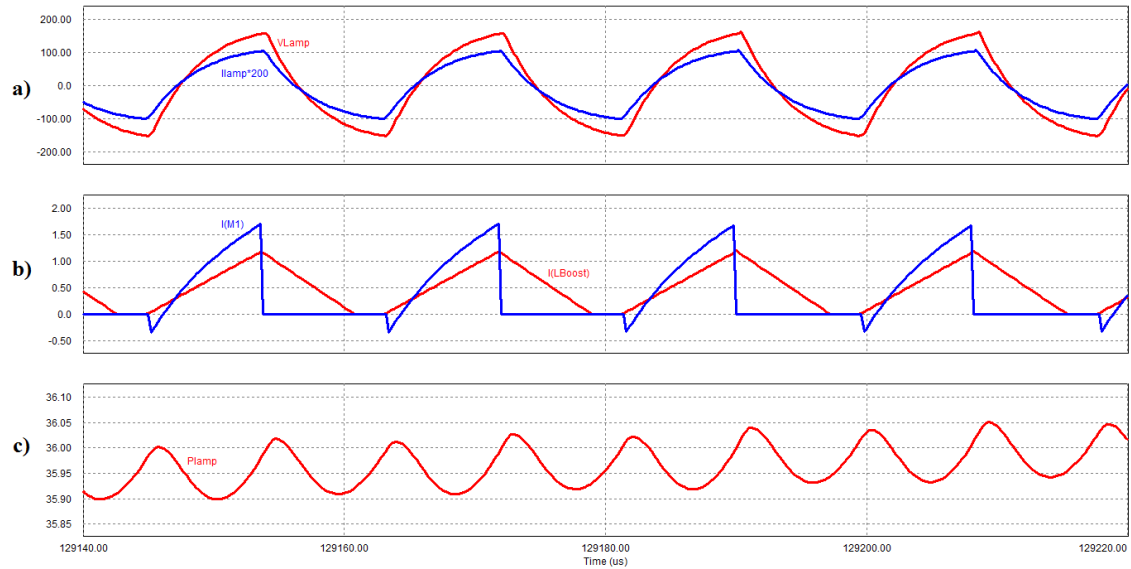


Figura 3.4 – (a) Tensão e corrente na lâmpada, (b) Correntes no indutor de “boost” e no interruptor M_1 e (c) Potência instantânea processada pela lâmpada.

3.3.2 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A Figura 3.5 (a) e a Figura 3.5 (b) representam as formas de onda no “Gate” dos interruptores 1 e 2 (MOSFETs M_1 e M_2).

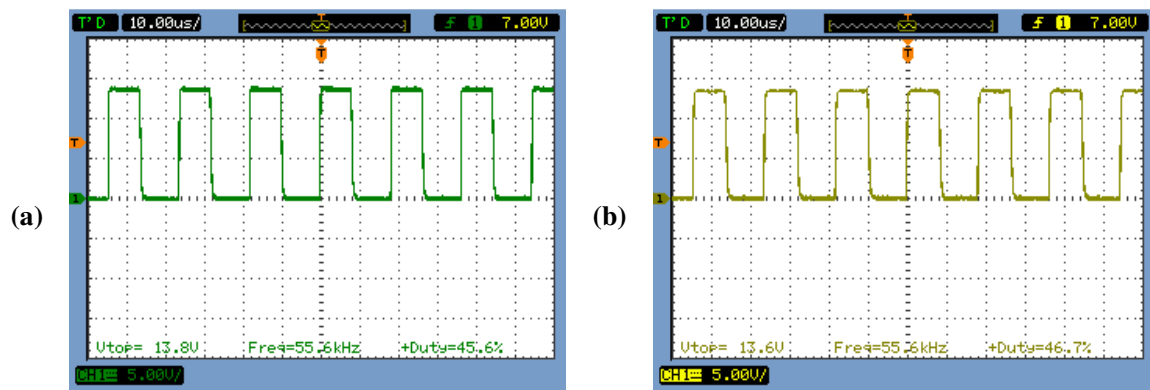


Figura 3.5 – (a) Pulso no “gate” de M_1 (G_1) e (b) Pulso no “gate” de M_2 (G_2).

A Figura 3.6 (a) representa a forma de onda da tensão e da corrente na entrada do reator eletrônico avaliado, sendo a tensão de 131 V eficaz e a corrente de aproximadamente 300 mA também eficaz.

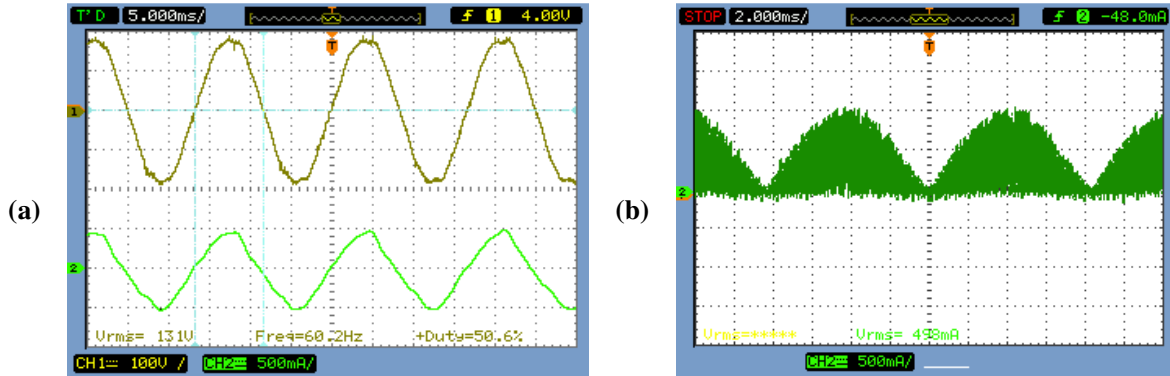


Figura 3.6– (a) Tensão e corrente na entrada do reator eletrônico proposto e (b) Corrente em baixa frequência no Indutor de “Boost”.

A Figura 3.6 (b) 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 assemelha-se 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.

Já a Figura 3.7 (a) apresenta a corrente em alta frequência no mesmo indutor de “boost”. Pode-se observar que durante o tempo de condução do interruptor *MI*, 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.

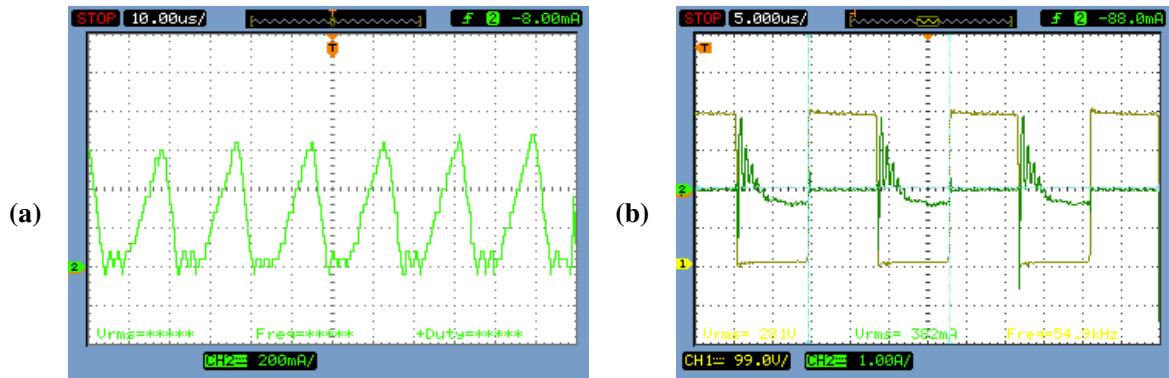


Figura 3.7 – (a) Corrente em alta frequência no Indutor de “Boost” e (b) Formas de onda da tensão e corrente na chave $M1$.

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 3.7 (b) mostra as formas de onda da tensão e corrente na chave $M1$.

A Figura 3.8 (a) e a Figura 3.8 (b) apresentam as tensões nos capacitores $C1$ e $C2$. A tensão V_{C1} foi de 188 V e a tensão V_{C2} foi de 194 V. Já eram esperadas pequenas discrepâncias com relação aos valores calculados e simulados, pois o modelo matemático apenas aproxima-se do processo físico, jamais consegue atingir uma perfeita equivalência com o mesmo.

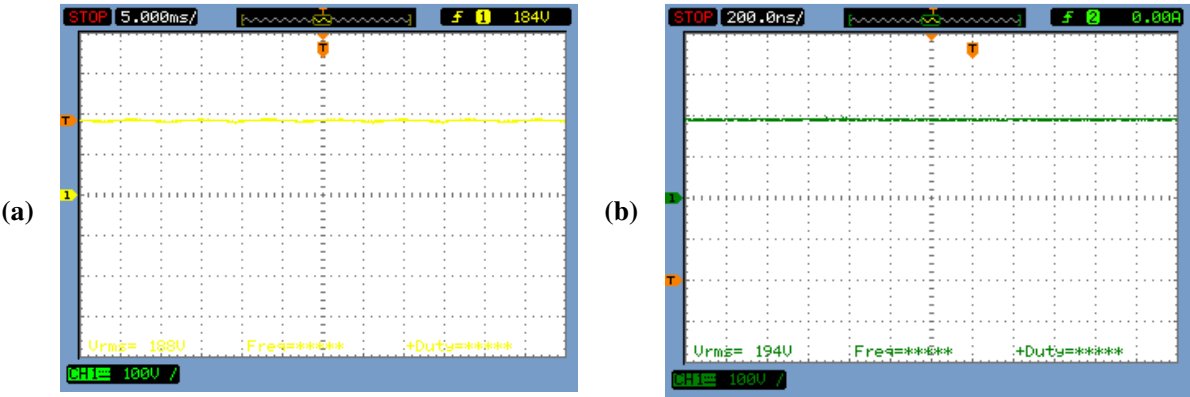


Figura 3.8 – (a) Tensão no capacitor C1 e (b) Tensão no capacitor C2

A Figura 3.9 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 114 V e corrente eficaz de aproximadamente 325 mA. Os resultados obtidos experimentalmente são apresentados na Tabela 3.2.

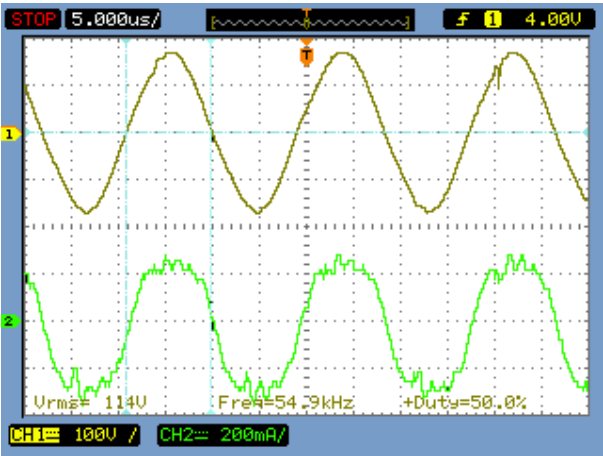


Figura 3.9 – Tensão e corrente na lâmpada.

Tabela 3.2 – 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

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

Em simulação, observou-se que para controlar a potência sobre a lâmpada de 36 W (potência nominal) até aproximadamente 13,5 W (37,5% da potência nominal), foi necessária uma elevação da frequência de 55 kHz até 150 kHz, respectivamente, mantendo a razão cíclica constante e igual a 0,45. Essa frequência de 150 kHz 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.

3.4.1 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A Figura 3.10 e a Figura 3.11 apresentam as formas de onda obtidas da simulação do conversor da Figura 3.1, com frequência de chaveamento de 150 kHz e razão cíclica de 0,45 (45%).

A Figura 3.10 (a) apresenta a tensão e a corrente de entrada do conversor, cujos valores eficazes são 127 V e 137 mA, respectivamente. A Figura 3.10 (b) apresenta a resistência equivalente da lâmpada. A Figura 3.10 (c) apresenta as tensões nos capacitores C1 e C2.

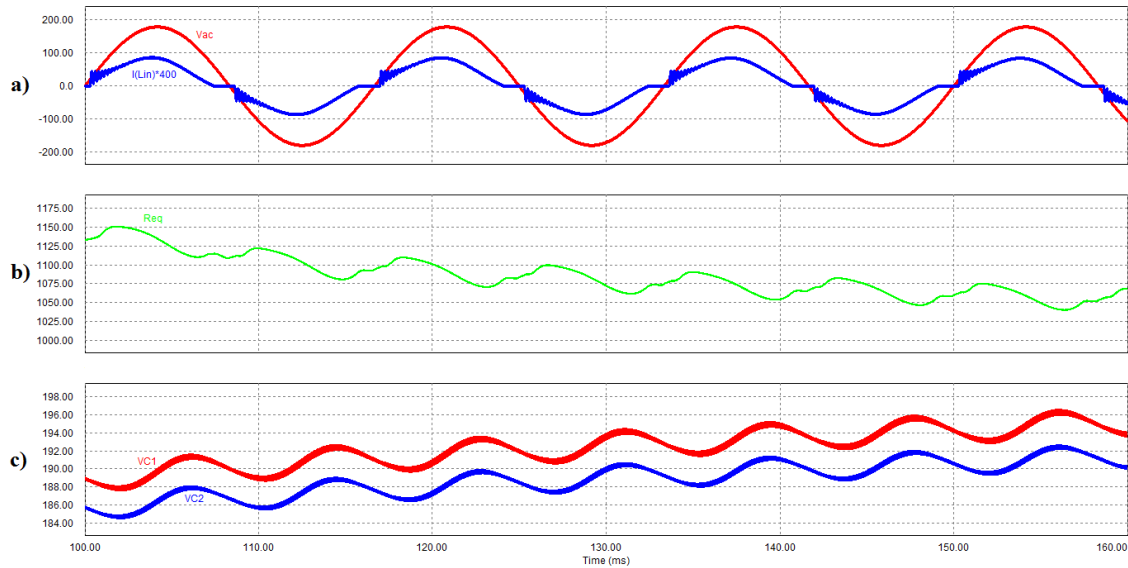


Figura 3.10 – (a) Tensão e corrente na entrada do conversor, (b) Resistência equivalente da lâmpada, (c) Tensões nos capacitores C_1 e C_2 .

A Figura 3.11 (a) apresenta a tensão e a corrente na lâmpada fluorescente, cujos valores eficazes são 126 V e 118 mA, respectivamente. A Figura 3.11 (b) apresenta as correntes no indutor de “boost” e no interruptor M1. A Figura 3.11 (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 100 kHz.

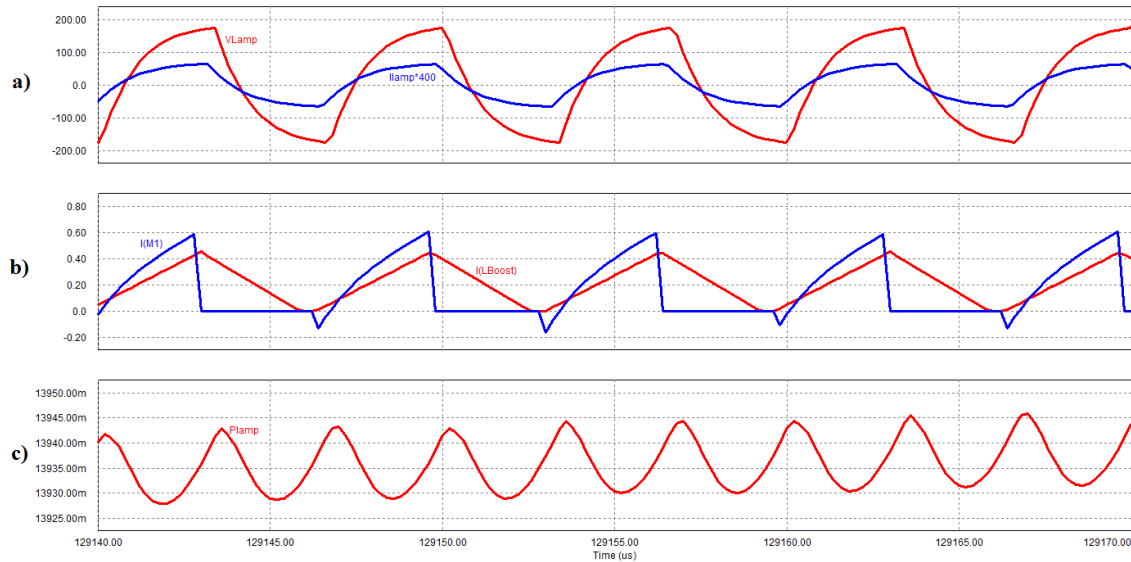


Figura 3.11 – (a) Tensão e corrente na lâmpada, (b) Correntes no indutor de “boost” e no interruptor M_1 e (c) Potência instantânea processada pela lâmpada.

3.4.2 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A Figura 3.12, a Figura 3.14 e a Figura 3.16 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%).

Já a Figura 3.13, a Figura 3.15 e a Figura 3.17 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.

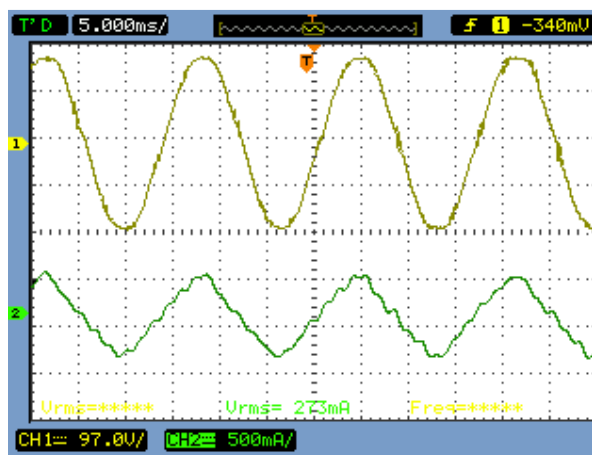


Figura 3.12 – Tensão e corrente na entrada do conversor a 70KHz.

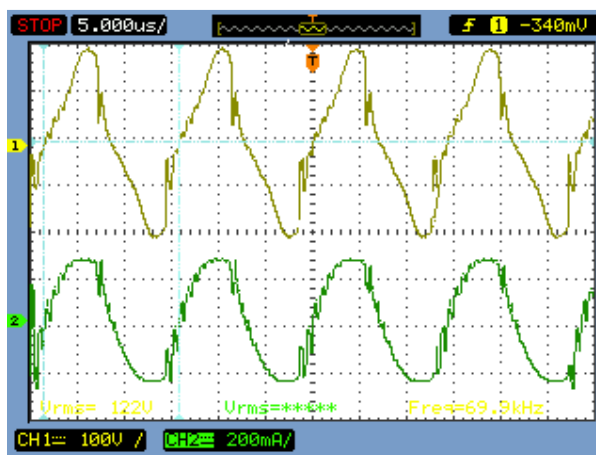


Figura 3.13 – Tensão e corrente na saída do conversor a 70KHz.

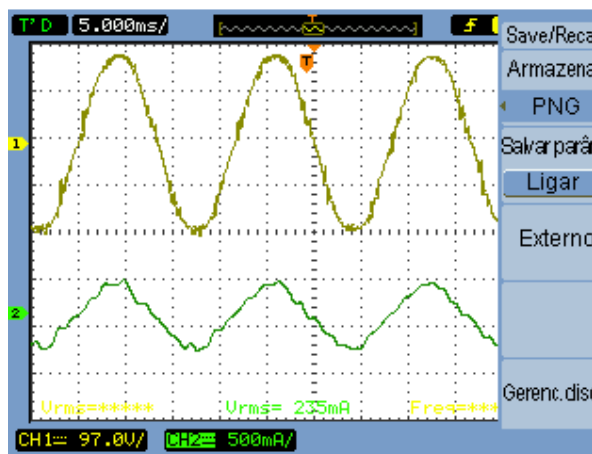


Figura 3.14 – Tensão e corrente na entrada do conversor a 85KHz.

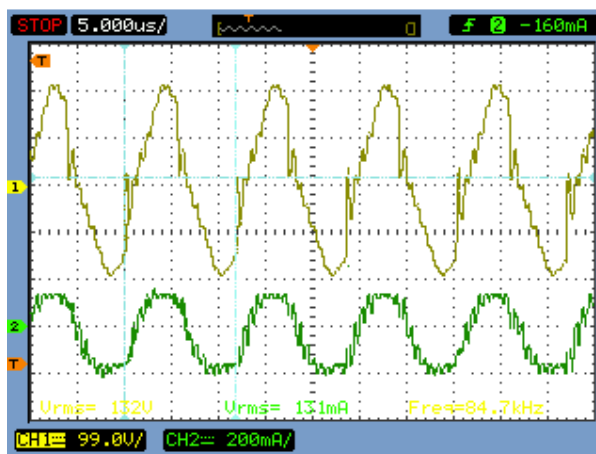


Figura 3.15 – Tensão e corrente na saída do conversor a 85KHz.

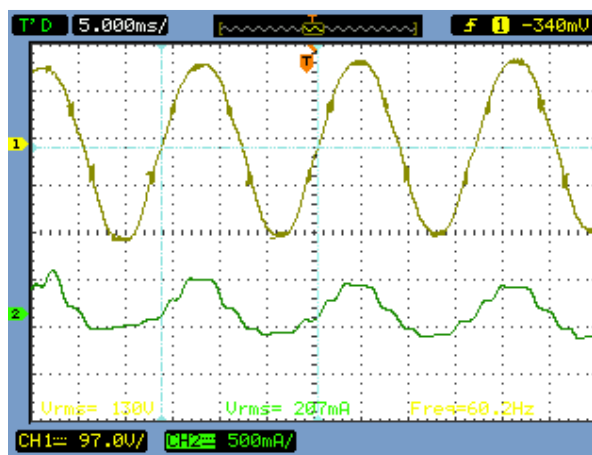


Figura 3.16 – Tensão e corrente na entrada do conversor a 100KHz.

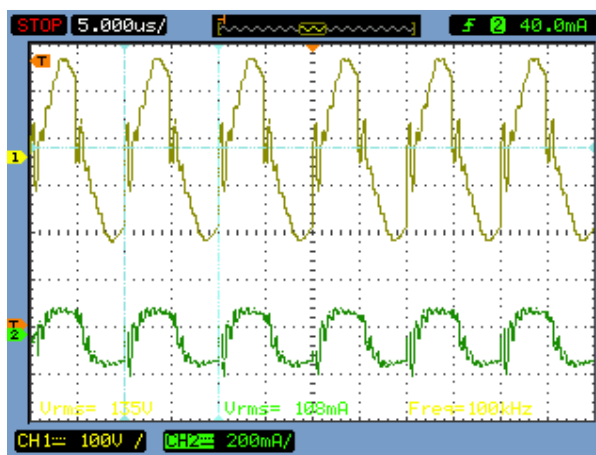


Figura 3.17 – Tensão e corrente na saída do conversor a 100KHz.

A Tabela 3.3 apresenta os principais resultados experimentais obtidos para a dimerização do conversor estudado com a variação da frequência de chaveamento.

Tabela 3.3 – Resultados experimentais com variação da frequência.

RESULTADOS EXPERIMENTAIS					
Frequência (kHz)	$P_{in}(W)$	$P_{Lamp}(W)$	$V_{Lamp}(V)$	$I_{Lamp}(mA)$	$\eta\%$
55	39,3	37,05	114	325	94,2
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 melhoraria 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. Comparam-se resultados com e sem o capacitor de partida (C_P). Constatou-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.

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

Em simulação, observou-se que para controlar a potência sobre a lâmpada de 36 W (potência nominal) até aproximadamente 9,2 W (25,5% da potência nominal), foi necessária uma variação da razão cíclica de 0,45 a 0,27, respectivamente, para uma frequência fixa de 55 kHz. 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.

3.5.1 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Da Figura 3.3 até a Figura 3.9 são apresentadas as formas de onda obtidas da simulação do conversor da Figura 3.1, com frequência de chaveamento 55 kHz e razão cíclica de 0,45 (45%). Portanto, basta apresentar as formas de onda para a frequência de chaveamento 55 kHz e razões cíclicas de 0,38 (38%) e 0,27 (27%). O teste para o sistema com $D = 0,38$ será apresentado com o intuito de ter-se um valor intermediário entre o máximo e o mínimo e assim permitir uma melhor análise do comportamento.

A Figura 3.18 apresenta a tensão e corrente na entrada do conversor, dimerizado com razão cíclica 0,38, cujos valores eficazes são 120,5 V e 203,6 mA, respectivamente. A Figura 3.19 apresenta a tensão e a corrente na lâmpada fluorescente, cujos valores eficazes são 121,5 V e 170,8 mA, respectivamente.

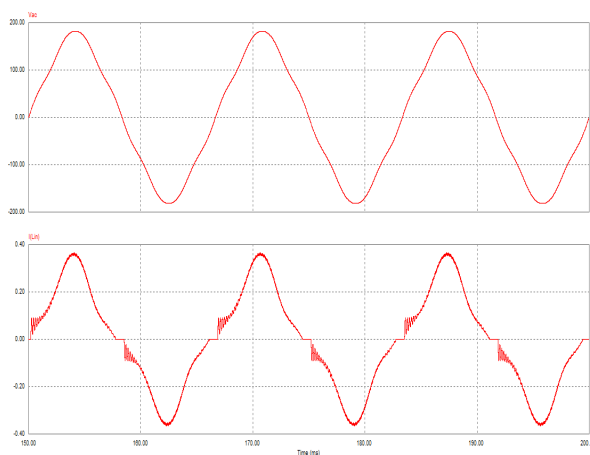


Figura 3.18 – Tensão e corrente na entrada do conversor para $D=0,38$.

100V/div 20mA/div

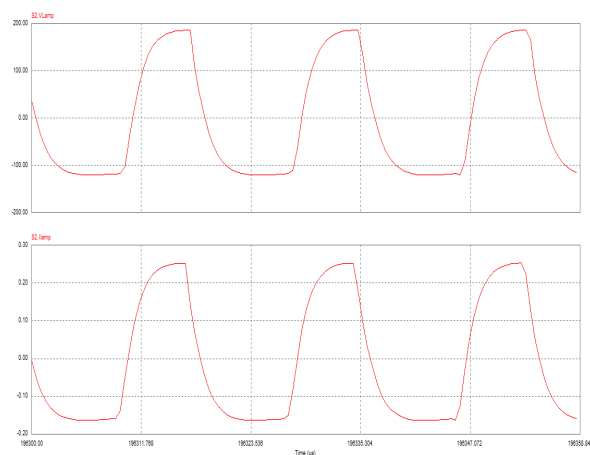


Figura 3.19 – Tensão e corrente na lâmpada fluorescente para $D=0,38$.

100V/div 10mA/div

A Figura 3.20 apresenta a tensão e corrente na entrada do conversor, dimerizado com razão cíclica 0,27, cujos valores eficazes são 120,5 V e 108,4 mA, respectivamente.

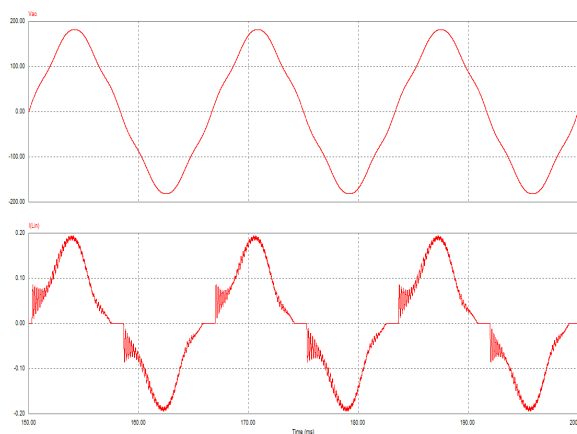


Figura 3.20 – Tensão e corrente na entrada do conversor para $D=0,27$.

100V/div 20mA/div

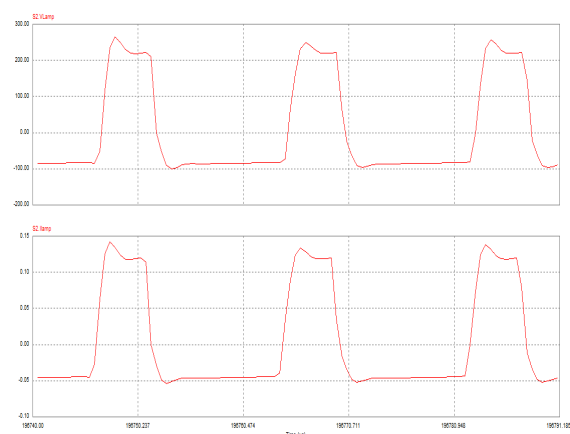


Figura 3.21 – Tensão e corrente na lâmpada fluorescente para $D=0,27$.

100V/div 5mA/div

A Figura 3.21 apresenta a tensão e a corrente na lâmpada fluorescente, cujos valores eficazes são 132 V e 73,78 mA, respectivamente. O valor de pico chega a 140 mA, o fator de

crista é dado pela equação (3.1), lembrando que o maior valor permitido para o fator de crista é 1,7.

$$f_c = \frac{I_{Lamp_pico}}{I_{Lamp_eficaz}} = \frac{140,45mA}{73,78mA} = 1,9 \quad (3.1)$$

3.5.2 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

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

A Figura 3.22 apresenta a tensão e a corrente de entrada do conversor. A Figura 3.23 apresenta 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 foi possível constatar a diminuição da luminosidade da lâmpada.

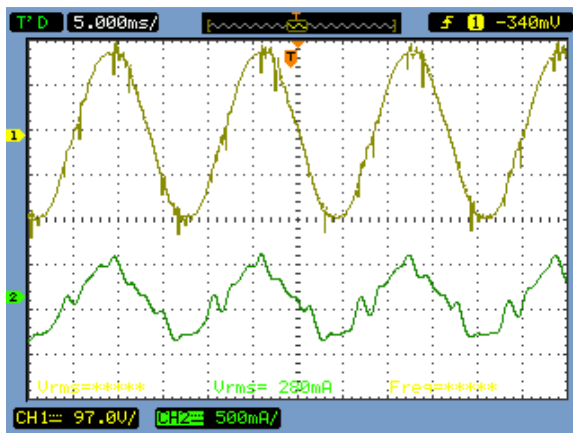


Figura 3.22 – Tensão e corrente na entrada do conversor para D=0,38.

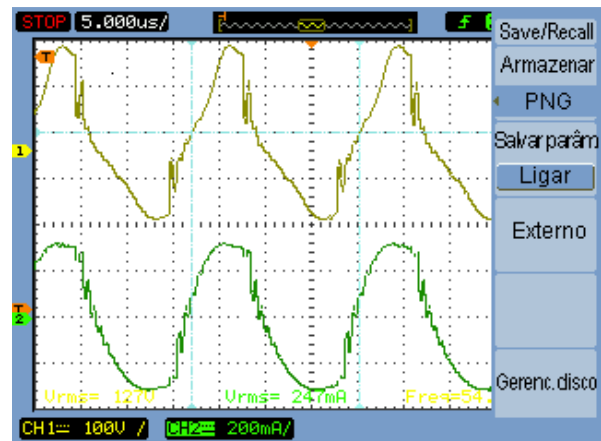


Figura 3.23 – Tensão e corrente na saída do conversor para D=0,38.

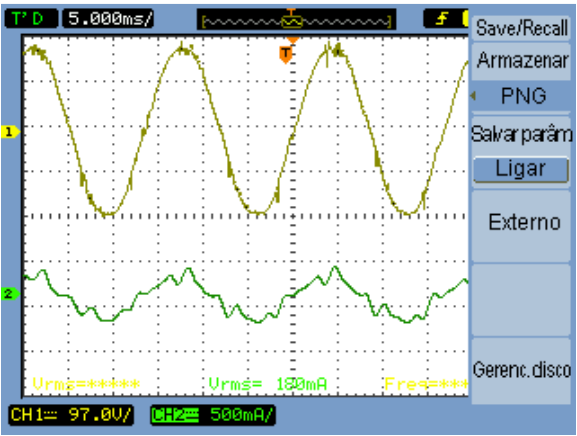


Figura 3.24 – Tensão e corrente na entrada do conversor para D=0,27.

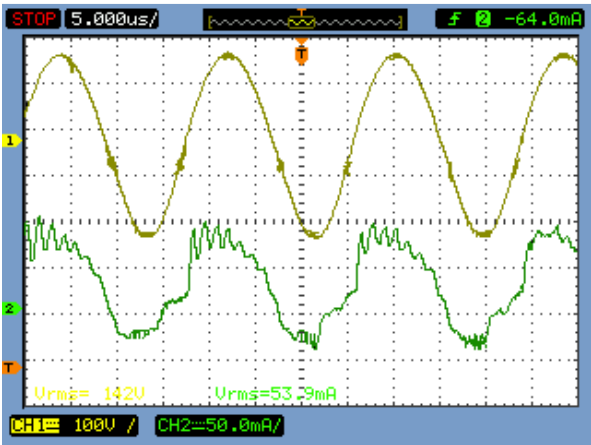


Figura 3.25 – Tensão e corrente na saída do conversor para D=0,27.

A Tabela 3.4 apresenta os principais resultados experimentais obtidos para a dimerização do conversor estudado com a variação da razão cíclica.

Tabela 3.4 – Resultados experimentais com variação da razão cíclica.

RESULTADOS EXPERIMENTAIS					
Razão Cíclica	P _{in} (W)	P _{Lamp} (W)	V _{Lamp} (V)	I _{Lamp} (mA)	η %
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.

3.6 - RESULTADO 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 36 W (potência nominal), até a aproximadamente 13,49 W (37,4% da potência nominal), foi necessária uma variação da razão cíclica de 0,45 a 0,38, respectivamente, e na frequência de 55 kHz para 100 kHz. Para esta razão cíclica (0,38) e frequência de (100 kHz), a corrente na lâmpada tem um fator de crista de 1,58.

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 100 kHz com razão cíclica de 0,38.

3.6.1 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A Figura 3.26 e a Figura 3.27 apresentam as formas de onda obtidas da simulação do conversor da Figura 3.1, com frequência de chaveamento 70 kHz e razão cíclica de 0,38 (38%). A Figura 3.26 apresenta a tensão e a corrente de entrada do conversor, já a Figura 3.27 apresenta a tensão e a corrente na lâmpada fluorescente.

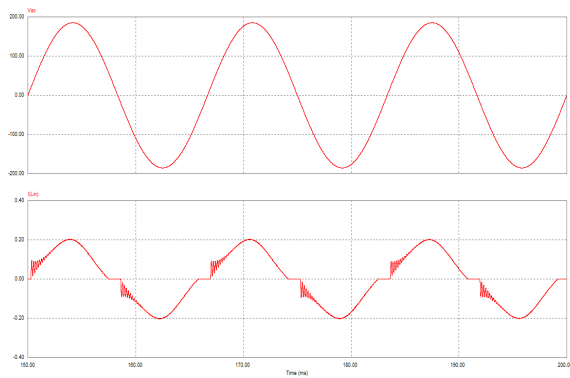


Figura 3.26 – Tensão e corrente na entrada do conversor a 70kHz.

100V/div 20mA/div

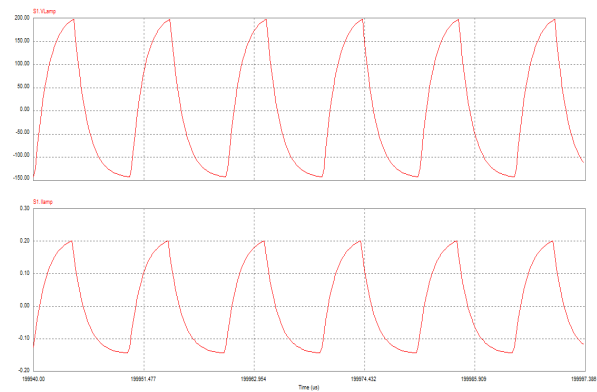


Figura 3.27 – Tensão e corrente na lâmpada fluorescente a 70kHz.

50V/div 20mA/div

A Figura 3.28 e a Figura 3.29 apresentam as formas de onda obtidas da simulação do conversor da Figura 3.1, com frequência de chaveamento 70 kHz e razão cíclica de 0,38 (38%). A Figura 3.28 apresenta a tensão e a corrente de entrada do conversor, já a Figura 3.29 apresenta a tensão e a corrente na lâmpada fluorescente.

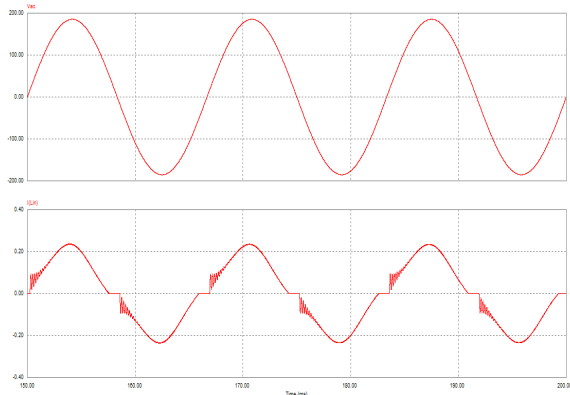


Figura 3.28 – Tensão e corrente na entrada do conversor a 85kHz.

100V/div 20mA/div

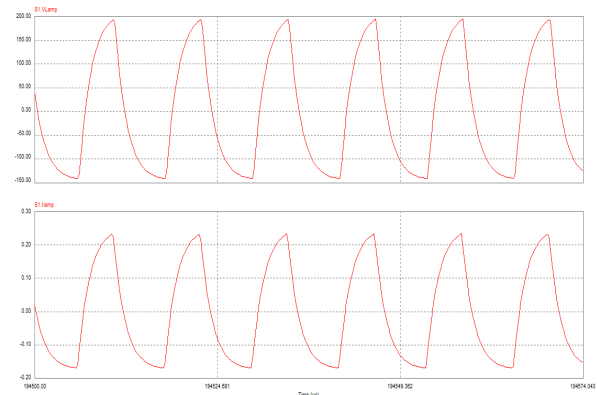


Figura 3.29 – Tensão e corrente na lâmpada fluorescente a 85kHz.

50V/div 10mA/div

A Figura 3.30 e a Figura 3.31 apresentam as formas de onda obtidas da simulação do conversor da Figura 3.1, com frequência de chaveamento 70 kHz e razão cíclica de 0,38 (38%). A Figura 3.30 apresenta a tensão e a corrente de entrada do conversor, já a Figura 3.31 apresenta a tensão e a corrente na lâmpada fluorescente.

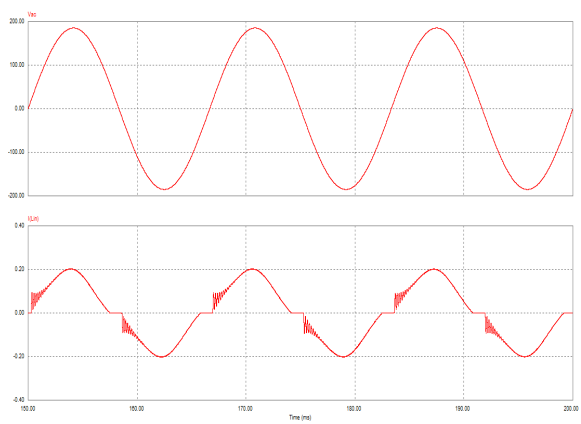


Figura 3.30 – Tensão e corrente na entrada do conversor a 100kHz.
100V/div 20mA/div

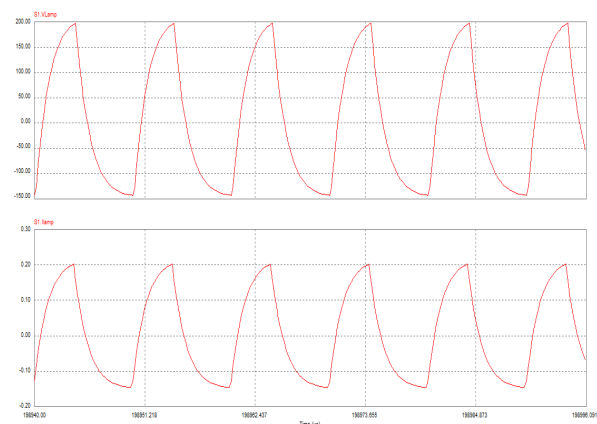


Figura 3.31 – Tensão e corrente na lâmpada fluorescente a 100kHz.
50V/div 20mA/div

A Figura 3.5 apresenta os resultados de simulação obtidos para a dimerização do conversor estudado com a variação da frequência para $D = 0,38$.

Tabela 3.5 – Resultados de simulação com variação da frequência para $D=0,38$.					
RESULTADOS DE SIMULAÇÃO					
Frequência (kHz)	$P_{in}(W)$	$P_{Lamp}(W)$	$V_{Lamp}(V)$	$I_{Lamp}(mA)$	η %
70	23	21,6	117,7	185	94
85	19,1	17,8	121,6	147,6	93
100	16,3	15,2	124	123,8	93

3.6.2 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Na Figura3.32, Figura3.34 e Figura3.36 apresentam-se a tensão e a corrente na entrada do conversor. Na Figura3.33, Figura3.35 e Figura3.37 apresentam-se a tensão e a corrente na saída do conversor para as frequências de chaveamento de 70, 85 e 100 kHz, respectivamente, e razão cíclica fixa de 0,38.

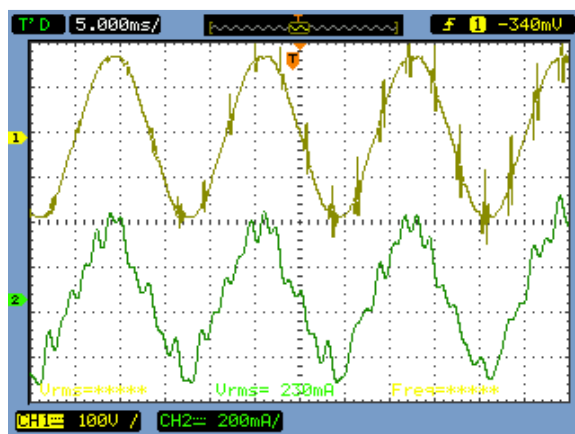


Figura3.32 – Tensão e corrente na entrada do conversor a 70kHz.

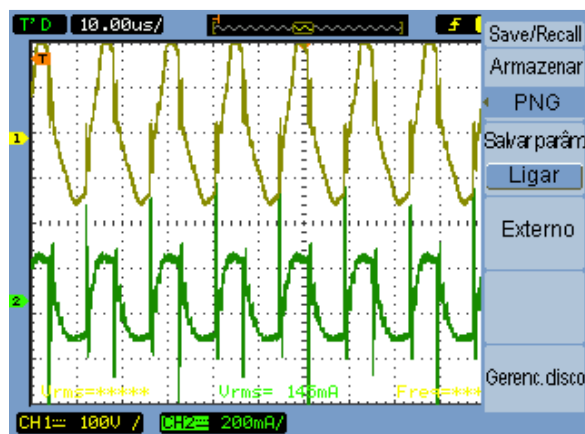


Figura3.33 – Tensão e corrente na saída do conversor a 70 kHz.

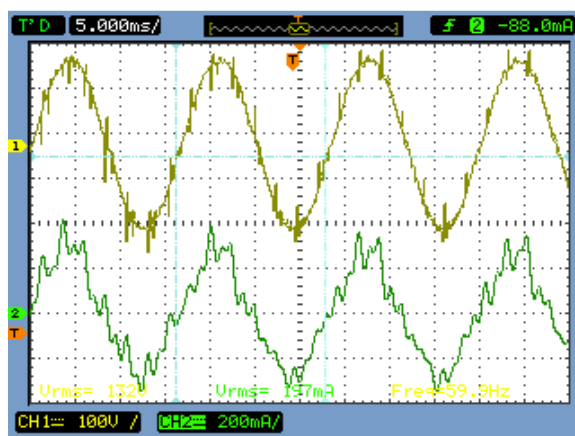


Figura3.34 – Tensão e corrente na entrada do conversor a 85 kHz.

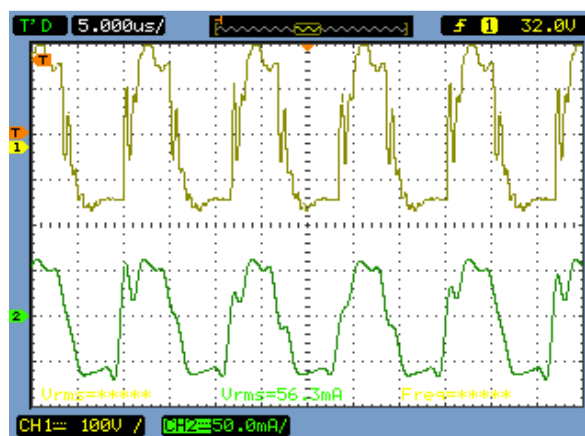


Figura3.35 – Tensão e corrente na saída do conversor a 85 kHz.

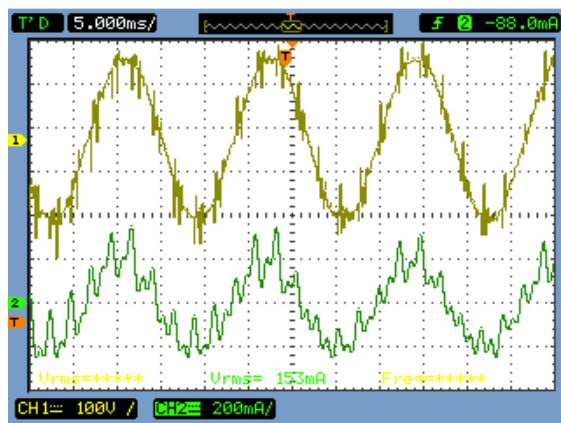


Figura3.36 – Tensão e corrente na entrada do conversor a 100 kHz.

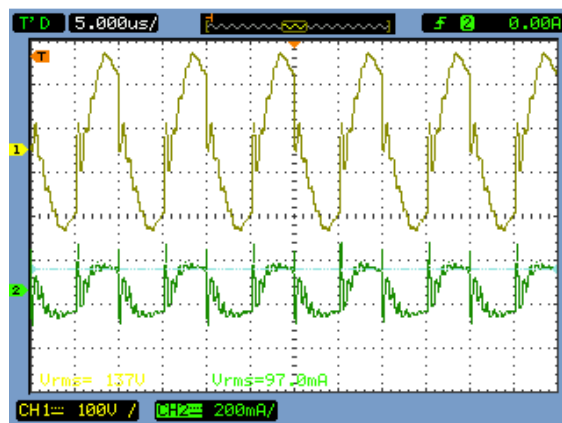


Figura3.37 – Tensão e corrente na saída do conversor a 100 kHz.

A Figura 3.36 e Figura 3.37 apresentam o caso mais interessante, que seria a situação em que para 100 kHz e razão cíclica fixa de 0,38, obtém-se uma potência processada na lâmpada de aproximadamente 13,3 W.

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

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

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

Em simulação, observou-se que para controlar a potência sobre a lâmpada de 36 W (potência nominal), até aproximadamente 11 W (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 37 W.

A Figura 3.38 e a Figura 3.39 apresentam as formas de onda obtidas da simulação do conversor da Figura 3.1, com tempo de condução em $11\mu s$ e o conversor “boost” operando no modo de condução crítica (CCM).

A Figura 3.38 (a) apresenta a tensão e a corrente de entrada do conversor, cujos valores eficazes são 125 V e 342 mA, respectivamente. A Figura 3.38 (b) apresenta as tensões nos capacitores C1 e C2, e a Figura 3.38 (c) apresenta a resistência equivalente da lâmpada.

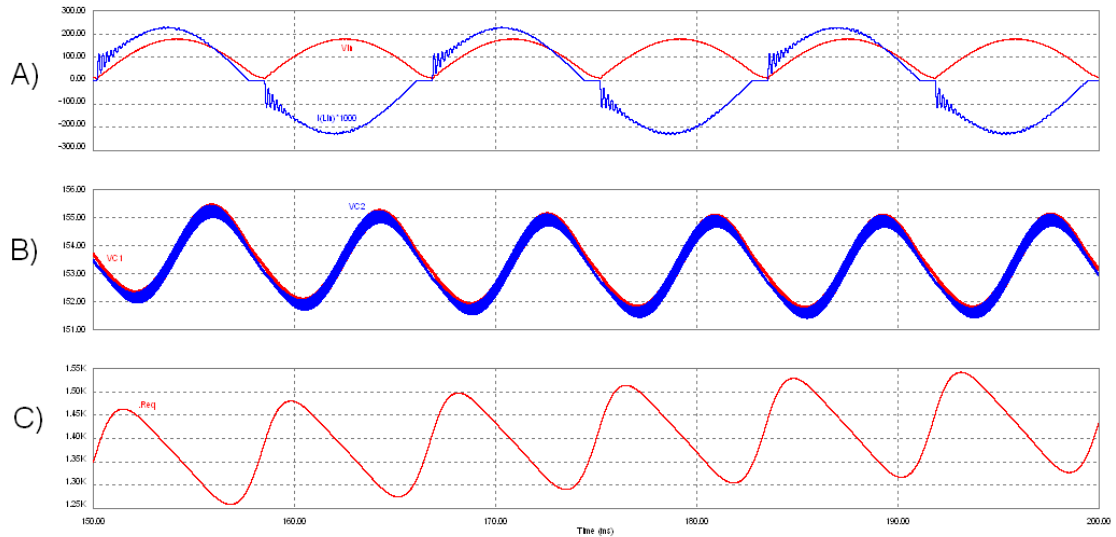


Figura 3.38 – (a) Tensão e corrente na entrada do conversor, (b) Tensões nos capacitores C_1 e C_2 , (c) Resistência equivalente da lâmpada.

A Figura 3.39 (a) apresenta a tensão e a corrente na lâmpada fluorescente, cujos valores eficazes são 128 V e 434 mA, respectivamente. A Figura 3.39 (b) apresenta as correntes no indutor de “boost” e no interruptor M1. A Figura 3.39 (c) apresenta a potência instantânea processada pela lâmpada.

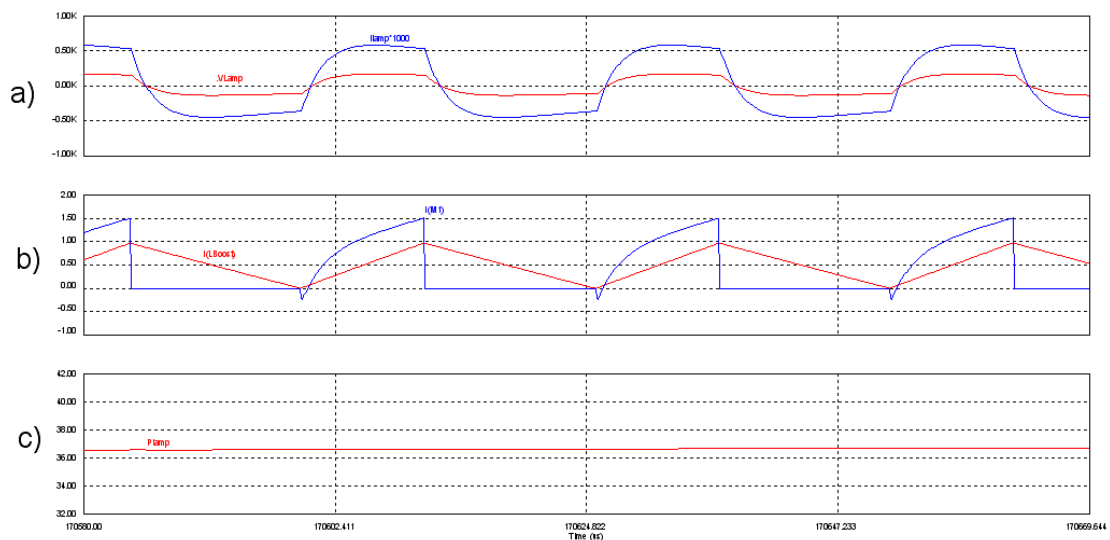


Figura 3.39 – (a) Tensão e corrente na lâmpada, (b) Correntes no indutor de “boost” e no interruptor M_1 , (c) Potência instantânea processada pela lâmpada.

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 3.38 e a Figura 3.39, pode-se notar que resistência equivalente da lâmpada não é constante e que a tensão aplicada sobre a mesma é assimétrica.

A Figura 3.40 e a Figura 3.41 apresentam as formas de onda obtidas da simulação do conversor da Figura 3.1, com tempo de condução em $5\mu s$ e o conversor “boost” operando no modo de condução crítica (CCM).

A Figura 3.40 (a) apresenta a tensão e a corrente de entrada do conversor, cujos valores eficazes são 125 V e 158 mA, respectivamente. A Figura 3.40 (b) apresenta as tensões nos capacitores C1 e C2, e a Figura 3.40 (c) apresenta a resistência equivalente da lâmpada.

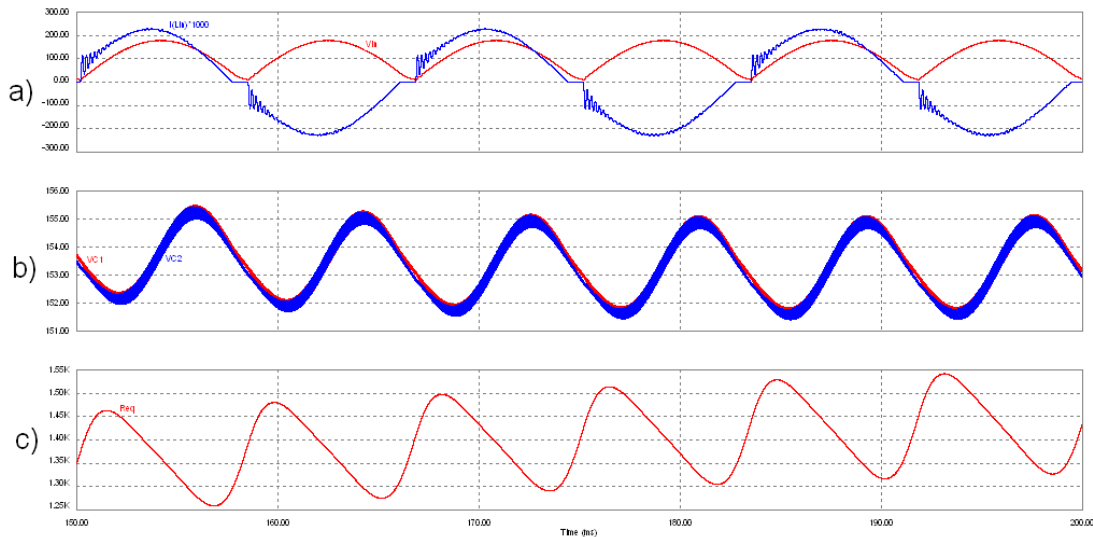


Figura 3.40 – (a) Tensão e corrente na entrada do conversor, (b) Tensões nos capacitores C_1 e C_2 , (c) Resistência equivalente da lâmpada.

A Figura 3.41 (a) apresenta a tensão e a corrente na lâmpada fluorescente, cujos valores eficazes são 141 V e 103 mA, respectivamente. A Figura 3.41 (b) apresenta as correntes no indutor de “boost” e no interruptor M1. A Figura 3.41 (c) apresenta a potência instantânea processada pela lâmpada.

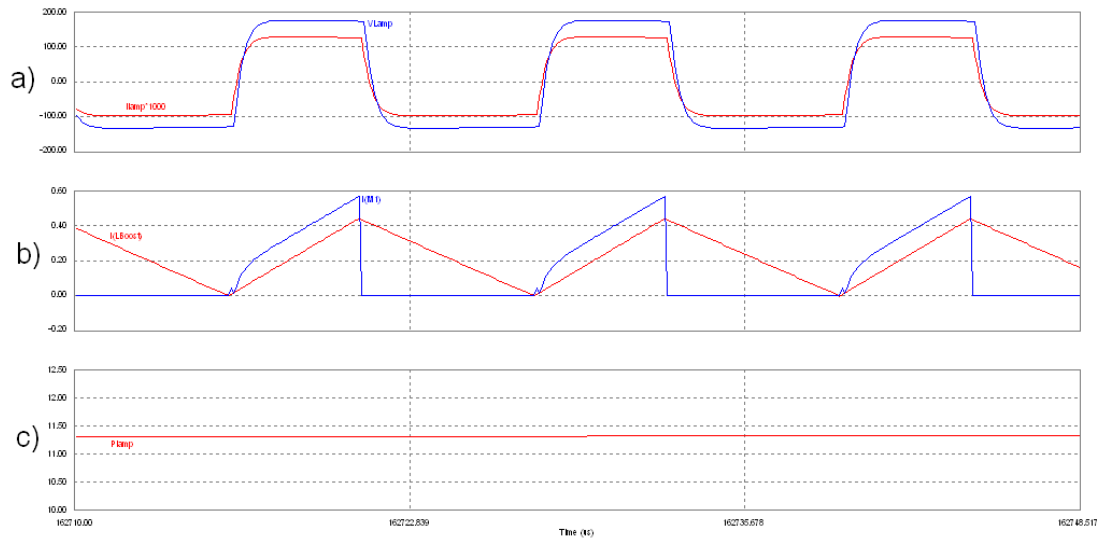


Figura 3.41 – (a) Tensão e corrente na lâmpada, (b) Correntes no indutor de “boost” e no interruptor M_1 , (c) Potência instantânea processada pela lâmpada.

O valor eficaz da corrente na lâmpada é de 103 mA, enquanto o valor de pico chega a 130 mA, o fator de crista dado pela equação (3.1) é 1,26 que é menor que o valor máximo permitido de 1,7.

3.7 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Nesse capítulo foram apresentados resultados de simulação computacional e experimentais para o reator eletrônico dimerizável discutido neste trabalho.

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

Testou-se em laboratório as três primeiras formas de dimerização e somente a operação modo crítico não foi implementada.

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.

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, porém, 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 têm suas

vantagens e desvantagens. O método de dimerização combinada foi aquele que apresentou o melhor resultado.

CONCLUSÃO GERAL

Foi apresentada uma visão geral das características operacionais das lâmpadas e dos reatores eletrônicos, além de fornecidas informações básicas sobre os estágios de processamento de potência que constituem os reatores eletrônicos, como também as metodologias de projetos desses estágios.

Analizou-se um modelo de simulação para a lâmpada fluorescente, métodos de dimerização e um reator eletrônico integrado (estágio inversor integrado com estágio de correção de fator de potência), sendo este último apresentado por MORAIS (2004).

O intuito deste trabalho foi aplicar neste reator eletrônico integrado os métodos de dimerização apresentados, avaliando tanto o modelo da lâmpada adotado para simulação através de comparativos experimentais, quanto à aplicabilidade do reator em questão nestas condições de operação.

O reator foi avaliado por quatro métodos de dimerização através de simulação, e três destes métodos também de forma experimental.

Constatou-se que a representatividade do modelo adotado nas simulações com os obtidos experimentalmente não foi o mais adequado. Porém, para este conversor o melhor método de dimerização foi com a variação combinada da razão cíclica e da frequência com o “Boost” em DCM (modo combinado), atendendo às normas quanto ao fator de crista, para uma faixa de 35% à 100% da potência nominal, tanto experimentalmente quanto em simulações.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

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

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

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.

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

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.

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

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.

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.; 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.

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

ANEXO A

EQUACIONAMENTO DO ESTÁGIO “BOOST” E DO CIRCUITO DE ESTABILIZAÇÃO

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 por MORAIS (2004).

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

A.2 - CÁLCULO DA TENSÃO NO CAPACITOR C1

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

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

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 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:

$$\frac{V_0}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{\left(\frac{\frac{R}{-j \cdot \omega_s \cdot C_s}}{1 - R \cdot j \cdot \omega_s \cdot C_s} \right)}{\left(\frac{\frac{R}{-j \cdot \omega_s \cdot C_s}}{1 - R \cdot j \cdot \omega_s \cdot C_s} + j \cdot \omega_s \cdot L_s \right)} \quad (\text{A.45})$$

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:

$$\frac{V_0}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{1}{1 - \frac{\omega_s^2}{\omega_0^2} + j \cdot \frac{\omega_0}{\omega_0} \cdot \frac{\omega_0 \cdot L_s}{R}} \quad (\text{A.49})$$

$$\frac{V_0}{V_i}(j \cdot \omega) = \frac{1}{1 - u^2 + j \cdot Q_s \cdot u} \quad (\text{A.50})$$

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:

$$Z_{SRP} = \frac{1 - \frac{\omega_s^2}{\omega_0^2} + j \cdot \frac{\omega_0}{\omega_0} \cdot \frac{\omega_s \cdot L_s}{R}}{1 - j \cdot \omega_s \cdot C_p \cdot R} \quad (\text{A.59})$$

$$Z_{SRP} = \frac{1 - u^2 + j \cdot Q_s \cdot u}{1 - \frac{j}{Q_s}} \quad (\text{A.60})$$

$$Z_{SRP} = \frac{Q_s \cdot (1 - u^2) + j \cdot Q_s^2 \cdot u}{Q_s - j} \quad (\text{A.61})$$

Impedância do circuito SRPL:

$$|Z_{SRP}| = \sqrt{\frac{\left[Q_s \cdot (1 - u^2)\right]^2 + \left(Q_s^2 \cdot u\right)^2}{Q_s^2 + 1}} \quad (\text{A.62})$$

$$|Z_{SRP}| = Q_s \cdot \sqrt{\frac{(1 - u^2)^2 + (Q_s \cdot u)^2}{Q_s^2 + 1}} \quad (\text{A.63})$$

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:

$$Z_{LCC} = \frac{\frac{R}{-j \cdot \omega_s \cdot C_p}}{1 - j \cdot \omega_s \cdot R \cdot C_p} + j \cdot \omega_s \cdot L_s + \frac{1}{-j \cdot \omega_s \cdot C_s} \quad (\text{A.79})$$

$$Z_{LCC} = \frac{R}{1 - j \cdot \omega_s \cdot R \cdot C_p} \cdot \left(\frac{1 + j \cdot \omega_s \cdot R \cdot C_p}{1 + j \cdot \omega_s \cdot R \cdot C_p} \right) + j \cdot \omega_s \cdot L_s + \frac{1}{-j \cdot \omega_s \cdot C_s} \quad (\text{A.80})$$

$$Z_{LCC} = \frac{R + j \cdot \omega_s \cdot R^2 \cdot C_p}{1 + \omega_s^2 \cdot R^2 \cdot C_p^2} + j \cdot \omega_s \cdot L_s + \frac{1}{-j \cdot \omega_s \cdot C_s} \quad (\text{A.81})$$

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:

$$Z_{LCC} = \sqrt{\left(\frac{R}{1 + \omega_s^2 \cdot R^2 \cdot C_p^2} \right)^2 + \left(\omega_s \cdot L_s - \frac{1}{\omega_s \cdot C_s} + \frac{\omega_s \cdot R^2 \cdot C_p}{1 + \omega_s^2 \cdot R^2 \cdot C_p^2} \right)^2} \quad (\text{A.83})$$

ANEXO B

EQUACIONAMENTO DO REATOR INTEGRADO

B.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Estes equacionamentos referem-se ao reator de estágio “boost” integrado com estágio inversor apresentado por MORAIS (2004).

B.2 - 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.

$$I_{D5pk} = I_{Boostpk} = \frac{V_{inpk} \cdot T_1}{L_{Boost}} \quad (B.1)$$

$$T_1 = T \cdot D = \frac{D}{f_s} \quad (B.2)$$

$$I_{D5pk} = \frac{V_{inpk} \cdot D}{L_{Boost} \cdot f_s} \quad (B.3)$$

A Figura B.1 representa a forma de onda da corrente no diodo D5.

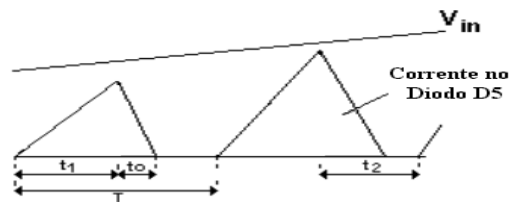


Figura B.1 – Forma de onda da corrente no diodo D5.

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 120 Hz da tensão de entrada do reator eletrônico em estudo.

$$I_{Med}(t) = i_{D5}(t) = \frac{\frac{I_{D5pk}}{2} \cdot T_1}{T} \cdot |\text{sen}(\omega_L \cdot t)| = I_{D5pk} \cdot D \cdot |\text{sen}(\omega_L \cdot t)| \quad (\text{B.4})$$

$$i_{D5}(t) = \frac{V_{inpk} \cdot D^2}{L_{Boost} \cdot f_S} \cdot |\text{sen}(\omega_L \cdot t)| \quad (\text{B.5})$$

b) Cálculo da corrente média no diodo D5.

$$I_{D5Med} = \frac{1}{T_L/2} \int_0^{T_L/2} \left(\frac{V_{inpk} \cdot D^2}{L_{Boost} \cdot f_S} \cdot \text{sen}(\omega_L \cdot t) \right) \cdot dt \quad (\text{B.6})$$

$$I_{D5Med} = \frac{2 \cdot V_{inpk} \cdot D^2}{T_L \cdot L_{Boost} \cdot f_S} \cdot \left(-\frac{\cos(\frac{\omega_L \cdot T_L}{2})}{\omega_L} + \frac{\cos(0)}{\omega_L} \right) \quad (\text{B.7})$$

$$I_{D5Med} = \frac{2 \cdot V_{inpk} \cdot D^2 \cdot f_L}{L_{Boost} \cdot f_S} \cdot \left(-\frac{1}{\omega_L} + \frac{1}{\omega_L} \right) \quad (\text{B.8})$$

$$I_{D5Med} = \frac{2 \cdot V_{inpk} \cdot D^2 \cdot f_L}{L_{Boost} \cdot f_S} \cdot \frac{2}{2 \cdot \pi \cdot f_L} \quad (\text{B.9})$$

$$I_{D5Med} = I_{BoostMed} = \frac{2 \cdot V_{inpk} \cdot D^2}{\pi \cdot L_{Boost} \cdot f_S} \quad (\text{B.10})$$

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.3 - 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.

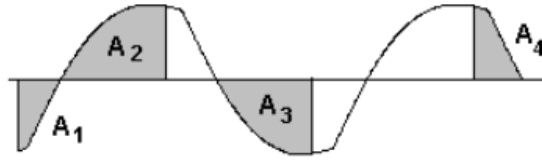


Figura B.2 – Forma de onda da corrente no indutor I_{LS} .

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.

$$Z_{LCC} = \sqrt{\left(\frac{R}{1 + \omega_s^2 \cdot R^2 \cdot C_p^2}\right)^2 + \left(\omega_s \cdot L_s - \frac{1}{\omega_s \cdot C_s} + \frac{\omega_s \cdot R^2 \cdot C_p}{1 + \omega_s^2 \cdot R^2 \cdot C_p^2}\right)^2} \quad (B.22)$$

A Equação 3.14 calcula o ângulo de impedância do circuito de estabilização LCC.

$$\phi = \arctan \left[\frac{\left[\omega_s \cdot L_s - \frac{1}{\omega_s \cdot C_s} + \frac{\omega_s \cdot C_p \cdot R^2}{1 + \omega_s^2 \cdot C_p^2 \cdot R^2} \right]}{\frac{R}{1 + \omega_s^2 \cdot C_p^2 \cdot R^2}} \right] \quad (B.23)$$

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 $A1$.

$$T_{A1} = \frac{-\phi}{\omega_0} \quad (B.24)$$

a) Cálculo da corrente média no indutor L_s em função da área $A1$.

$$I_{LsMed(A1)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{A1}} \left(\frac{V_{osc}}{|Z_{LCC}|} \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \phi) \right) \cdot dt \quad (B.25)$$

$$I_{LsMed(A1)} = \frac{V_{osc} \cdot f_s}{|Z_{LCC}|} \cdot \left(\frac{-\cos(\omega_0 \cdot T_{A1} + \phi)}{\omega_0} + \frac{\cos(\phi)}{\omega_0} \right) \quad (B.26)$$

$$I_{LsMed(A1)} = \frac{V_{osc} \cdot f_s}{|Z_{LCC}| \cdot \omega_0} \cdot (\cos(\phi) - 1) \quad (B.27)$$

b) Cálculo da corrente eficaz no indutor L_s em função da área $A1$.

$$I_{Ls(EF)(A1)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_{A1}} \left(\frac{V_{osc}}{|Z_{LCC}|} \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \phi) \right)^2 \cdot dt} \quad (B.28)$$

$$I_{Ls(EF)(A1)} = \frac{V_{osc}}{|Z_{LCC}|} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_{A1}} (\text{sen}(\omega_0 \cdot t + \phi))^2 \cdot dt} \quad (\text{B.29})$$

$$I_{Ls(EF)(A1)} = \frac{V_{osc}}{|Z_{LCC}|} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left(\frac{T_{A1}}{2} - \frac{1}{2} \cdot \frac{\text{sen}(2 \cdot (\omega_0 \cdot T_{A1} + \phi))}{2 \cdot \omega_0} - \frac{0}{2} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\text{sen}(2 \cdot (\omega_0 \cdot 0 + \phi))}{2 \cdot \omega_0} \right)} \quad (\text{B.30})$$

$$I_{Ls(EF)(A1)} = \frac{V_{osc}}{|Z_{LCC}|} \cdot \sqrt{\frac{T_{A1}}{2 \cdot T_s} + \frac{\text{sen}(2 \cdot \phi)}{4 \cdot \omega_0 \cdot T_s}} \quad (\text{B.31})$$

c) Cálculo da corrente média no indutor L_s em função da área A_2 .

$$I_{LsMed(A2)} = \frac{1}{T_s} \int_{T_{A1}}^{T_s/2} \left(\frac{V_{osc}}{|Z_{LCC}|} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t + \phi) \right) \cdot dt \quad (\text{B.32})$$

$$I_{LsMed(A2)} = \frac{V_{osc}}{T_s \cdot |Z_{LCC}|} \cdot \int_{T_{A1}}^{T_s/2} (\text{sen}(\omega_0 \cdot t + \phi)) \cdot dt \quad (\text{B.33})$$

$$I_{LsMed(A2)} = \frac{V_{osc}}{T_s \cdot |Z_{LCC}|} \cdot \left(-\frac{\cos(\omega_0 \cdot T_s/2 + \phi)}{\omega_0} + \frac{\cos(\omega_0 \cdot T_{A1} + \phi)}{\omega_0} \right) \quad (\text{B.34})$$

$$I_{LsMed(A2)} = \frac{V_{osc} \cdot f_s}{|Z_{LCC}| \cdot \omega_0} \cdot \left(1 - \cos\left(\frac{\omega_0 \cdot T_s}{2} + \phi\right) \right) \quad (\text{B.35})$$

d) Cálculo da corrente eficaz no indutor L_s em função da área A_2 .

$$I_{Ls(EF)(A2)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{T_{A1}}^{T_s/2} \left(\frac{V_{osc}}{|Z_{LCC}|} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t + \phi) \right)^2 \cdot dt} \quad (\text{B.36})$$

$$I_{Ls(EF)(A2)} = \frac{V_{osc}}{|Z_{LCC}|} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{T_{A1}}^{T_s/2} (\text{sen}(\omega_0 \cdot t + \phi))^2 \cdot dt} \quad (\text{B.37})$$

$$I_{Ls(EF)(A2)} = \frac{V_{osc}}{|Z_{LCC}|} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left(\frac{T_s/2}{2} - \frac{1}{2} \cdot \frac{\text{sen}(2 \cdot (\omega_0 \cdot T_s/2 + \phi))}{2 \cdot \omega_0} - \frac{T_{A1}}{2} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\text{sen}(2 \cdot (\omega_0 \cdot T_{A1} + \phi))}{2 \cdot \omega_0} \right)} \quad (\text{B.38})$$

$$I_{Ls(EF)(A2)} = \frac{V_{osc}}{|Z_{LCC}|} \cdot \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{T_{A1}}{2 \cdot T_s} - \frac{1}{4 \cdot \omega_0} \cdot \text{sen}(2 \cdot (\omega_0 \cdot \frac{T_s}{2} + \phi))} \quad (\text{B.39})$$

B.4 - 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} $I_{LS}(t_{A1}) = 0$.

$$I_{LS(\min)} = \frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \cdot \text{sen} \phi \quad (\text{B.48})$$

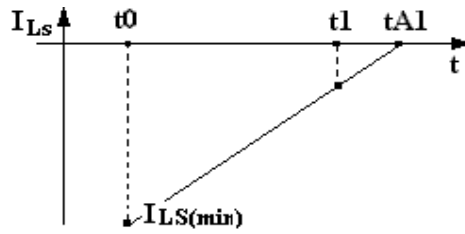


Figura B.3 – Reta idealizada da corrente ILS no trecho $t_0 - t_{A1}$.

$$I_{LS(t_0-t_{A1})}(t) = I_{LS(\min)} - \frac{I_{LS(\min)} \cdot t}{t_{A1}} \quad (\text{B.49})$$

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).

$$I_{BoostMed}(t) = \frac{2 \cdot V_{inpk}}{\pi \cdot L_{boost}} \cdot t_1 = I_{LS(t_0-t_{A1})}(t_1) = I_{LS(\min)} - \frac{I_{LS(\min)}}{t_{A1}} \cdot t_1 \quad (\text{B.51})$$

$$\frac{2 \cdot V_{inpk}}{\pi \cdot L_{boost}} \cdot t_1 + \frac{I_{LS(\min)}}{t_{A1}} \cdot t_1 = I_{LS(\min)} \quad (B.52)$$

$$t_1 = \frac{I_{LS(\min)}}{\left(\frac{2 \cdot V_{inpk}}{\pi \cdot L_{boost}} + \frac{I_{LS(\min)}}{t_{A1}} \right)} = \frac{I_{LS(\min)}}{\left(\frac{2 \cdot V_{inpk} \cdot t_{A1} + I_{LS(\min)} \cdot \pi \cdot L_{boost}}{\pi \cdot L_{boost} \cdot t_{A1}} \right)} \quad (B.53)$$

$$t_1 = \frac{I_{LS(\min)} \cdot \pi \cdot L_{boost} \cdot t_{A1}}{2 \cdot V_{inpk} \cdot t_{A1} + I_{LS(\min)} \cdot \pi \cdot L_{boost}} \quad (B.54)$$

Com o tempo t_1 , pode-se calcular as correntes no diodo D6.

a) Cálculo da corrente média:

$$I_{D6Med} = \frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{t_1} (I_{D6}(t)) \cdot dt = \frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{t_1} (- (I_{LS}(t) + I_{BoostMed}(t))) \cdot dt \quad (B.55)$$

$$I_{D6Med} = \frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{t_1} \left(- \left(\frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t + \phi) + \frac{2 \cdot V_{inpk}}{\pi \cdot L_{boost}} \cdot t \right) \right) \cdot dt \quad (B.56)$$

$$I_{D6Med} = -f_S \cdot \left(\frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \cdot \left(\frac{-\cos(\omega_0 \cdot t_1 + \phi)}{\omega_0} + \frac{\cos \phi}{\omega_0} \right) + \frac{2 \cdot V_{inpk}}{\pi \cdot L_{boost}} \cdot \frac{t_1^2}{2} \right) \quad (B.57)$$

$$I_{D6Med} = \frac{4 \cdot V_{C1} \cdot f_S}{\pi \cdot |Z_{LCC}| \cdot \omega_0} \cdot (\cos(\omega_0 \cdot t_1 + \phi) - \cos \phi) - \frac{V_{inpk} \cdot f_S}{\pi \cdot L_{boost}} \cdot t_1^2 \quad (B.58)$$

b) Cálculo da corrente eficaz:

$$I_{D6(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{t_1} (I_{D6}(t))^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{t_1} (- (I_{LS}(t) + I_{Boost(EF)}(t)))^2 \cdot dt} \quad (B.59)$$

$$I_{D6(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{t_1} \left(- \left(I_{LS(\min)} - \frac{I_{LS(\min)} \cdot t}{t_{A1}} + \frac{2 \cdot V_{inpk}}{\pi \cdot L_{boost}} \cdot t \right) \right)^2 \cdot dt} \quad (B.60)$$

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.5 - 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.

$$I_{LS}(t_1) = I_{BoostMed}(t_1) = I_{LS(t_0-t_{A1})}(t_1) = I_{LS(\min)} - \frac{I_{LS(\min)}}{t_{A1}} \cdot t_1 \quad (B.67)$$

$$I(t) - I(t_0) = m \cdot (t - t_1) \quad (B.68)$$

Onde m é o coeficiente angular da reta.

$$I_{LS}(t) = \frac{4 \cdot V_{C1} \cdot \left(\frac{T_S}{2} - t_{A1}\right)}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \cdot (t - t_1) + I_{LS(\min)} - \frac{I_{LS(\min)}}{t_{A1}} \cdot t_1 \quad (B.69)$$

a) Cálculo da corrente média:

$$I_{M1Med} = \frac{1}{T_S} \int_{t_1}^{t_2} (I_{M1}(t)) \cdot dt = \frac{1}{T_S} \int_{t_1}^{T_S/2} (I_{LS}(t) + I_{Boost}(t)) \cdot dt \quad (B.70)$$

$$I_{M1Med} = \frac{1}{T_S} \int_{t_1}^{T_S/2} \left(\frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \cdot \left(\frac{T_S}{2} - t_{A1}\right) \cdot (t - t_1) + I_{LS(\min)} - \frac{I_{LS(\min)}}{t_{A1}} \cdot t_1 + \frac{V_{inpk}}{\sqrt{2} \cdot L_{boost}} \cdot t \right) \cdot dt \quad (B.71)$$

$$I_{M1Med} = \frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}| \cdot T_S} \cdot \left(\frac{T_S}{2} - t_{A1}\right) \cdot \left[\frac{\left(\left(\frac{T_S}{2}\right)^2 - t_1^2\right)}{2} - t_1 \cdot \left(\frac{T_S}{2} - t_1\right) \right] + \quad (B.72)$$

$$\frac{I_{LS(\min)} \cdot \left(\frac{T_S}{2} - t_1\right)}{T_S} - \frac{I_{LS(\min)} \cdot t_1 \cdot \left(\frac{T_S}{2} - t_1\right)}{t_{A1} \cdot T_S} + \frac{V_{inpk} \cdot \left(\left(\frac{T_S}{2}\right)^2 - t_1^2\right)}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot L_{boost} \cdot T_S}$$

$$I_{M1Med} = \left(\left(\frac{T_S}{2}\right)^2 - t_1^2\right) \cdot \left[\frac{2 \cdot V_{C1} \cdot \left(\frac{T_S}{2} - t_{A1}\right)}{\pi \cdot |Z_{LCC}| \cdot T_S} + \frac{\sqrt{2} \cdot V_{inpk}}{4 \cdot L_{boost} \cdot T_S} \right] + \quad (B.73)$$

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

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.6 - 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.

$$I_{LS}(t) = \frac{V_{osc}}{|Z_{LCC}|} \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \phi) = \frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \phi) \quad (B.83)$$

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:

$$I_{D7}(t) = \frac{-4 \cdot I_{LS(max)}}{T_S} \cdot t + 3 \cdot I_{LS(max)} + \frac{V_{inpk}}{\sqrt{2} \cdot L_{Boost}} \cdot t \quad (B.100)$$

$$I_{D7}(t) = \left[\frac{V_{inpk}}{\sqrt{2} \cdot L_{Boost}} - \frac{4 \cdot I_{LS(max)}}{T_S} \right] \cdot t + 3 \cdot I_{LS(max)} \quad (B.101)$$

$$H = \left[\frac{V_{inpk}}{\sqrt{2} \cdot L_{Boost}} - \frac{4 \cdot I_{LS(max)}}{T_S} \right]$$

$$I_{D7}(t) = H \cdot t + 3 \cdot I_{LS(max)} \quad (B.102)$$

$$I_{D7(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \int_{t_2}^{t_3} (I_{D7}(t))^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \int_{t_2}^{t_3} (H \cdot t + 3 \cdot I_{LS(max)})^2 dt} \quad (B.103)$$

$$I_{D7(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \int_{t_2}^{t_3} (H^2 \cdot t^2 + 6 \cdot H \cdot I_{LS(max)} \cdot t + 9 \cdot I_{LS(max)}^2) dt} \quad (B.104)$$

$$I_{D7(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left(\frac{H^2}{3} \cdot \left[t^3 \right]_{\frac{T_s}{2}}^{\frac{3T_s}{2}} + 3 \cdot H \cdot I_{LS(\max)} \cdot \left[t^2 \right]_{\frac{T_s}{2}}^{\frac{3T_s}{2}} + 9 \cdot I_{LS(\max)}^2 \cdot \left[t \right]_{\frac{T_s}{2}}^{\frac{3T_s}{2}} \right)} \quad (B.105)$$

$$I_{D7(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left(\frac{H^2}{3} \cdot \left[\frac{19 \cdot T_s^3}{64} \right] + 3 \cdot H \cdot I_{LS(\max)} \cdot \left[\frac{5 \cdot T_s^2}{16} \right] + 9 \cdot I_{LS(\max)}^2 \cdot \left[\frac{T_s}{4} \right] \right)} \quad (B.106)$$

$$I_{D7(EF)} = \sqrt{\left(\frac{19 \cdot H^2 \cdot T_s^2}{192} + \frac{15}{16} \cdot T_s \cdot H \cdot I_{LS(\max)} + \frac{9}{4} \cdot I_{LS(\max)}^2 \right)} \quad (B.107)$$

$$I_{D7(EF)} = \sqrt{\left(\frac{19 \cdot T_s}{192} \cdot \left[\frac{V_{inpk} \cdot T_s}{\sqrt{2} \cdot L_{Boost}} - 4 \cdot I_{LS(\max)} \right]^2 + \frac{15}{16} \cdot \left[\frac{V_{inpk} \cdot T_s \cdot I_{LS(\max)}}{\sqrt{2} \cdot L_{Boost}} - 4 \cdot I_{LS(\max)}^2 \right] + \frac{9}{4} \cdot I_{LS(\max)}^2 \right)} \quad (B.108)$$

Cálculo das correntes no diodo D7:

$$I_{D7pk} = I_{LS(t2-t3)pk} + I_{Boost(t2-t3)pk} \quad (B.109)$$

$$I_{D7pk} = \frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} + \frac{V_{inpk} \cdot D}{L_{Boost} \cdot f_s} \quad (B.110)$$

$$I_{D7Med} = I_{LS(t2-t3)Med} + I_{Boost(t2-t3)Med} \quad (B.111)$$

$$I_{D7Med} = \frac{V_{C1}}{2 \cdot \pi \cdot |Z_{LCC}|} + \frac{V_{inpk} \cdot D^2}{\pi \cdot L_{Boost} \cdot f_s} \quad (B.112)$$

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:

$$I_{M2pk} = \frac{4 \cdot V_{C1}}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \quad (B.113)$$

Valor médio da corrente da chave M2:

$$I_{M2Med} \cong \frac{I_{M2(max)}}{2} \cdot \frac{\Delta t}{T_s} = \frac{4 \cdot V_{C1}}{2 \cdot \pi \cdot |Z_{LCC}|} \cdot \frac{T_s}{4 \cdot T_s} \quad (B.114)$$

$$I_{M2Med} \cong \frac{V_{C1}}{2 \cdot \pi \cdot |Z_{LCC}|} \quad (B.115)$$

Cálculo do valor eficaz da corrente na chave M2:

$$\Delta t = t_4 - t_3 \cong \frac{T_s}{4} = \frac{1}{4 \cdot f_s} \quad (B.116)$$

Calculando a equação que define a reta $I(t) = m \cdot (t - t_0) + I_0$, $I(t) = I_{M2}(t)$, $I_0 = 0$,

$$t_0 = t_3.$$

$$m = \frac{I_{LS(max)}}{\Delta t} = \frac{16 \cdot V_{C1} \cdot f_s}{\pi \cdot |Z_{LCC}|} \quad (B.117)$$

$$I_{M2}(t) = \frac{4 \cdot I_{LS(max)}}{T_s} \cdot \left(t - \frac{3 \cdot T_s}{4} \right) \quad (B.118)$$

$$I_{M2}(t) = I_{LS(max)} \cdot \left(\frac{4 \cdot t}{T_s} - 3 \right) \quad (B.119)$$

Cálculo da corrente eficaz na chave M2:

$$I_{M2(EF)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_{\frac{3 \cdot T_s}{4}}^{T_s} \left(I_{LS(max)} \cdot \left(\frac{4 \cdot t}{T_s} - 3 \right) \right)^2 dt} \quad (B.120)$$

$$I_{M2(EF)} = I_{LS(max)} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_{\frac{3 \cdot T_s}{4}}^{T_s} \left(\frac{16 \cdot t^2}{T_s^2} - \frac{24 \cdot t}{T_s} + 9 \right) dt} \quad (B.121)$$

$$I_{M2(EF)} = I_{LS(max)} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left(\frac{16}{T_s^2} \cdot \left[\frac{t^3}{3} \right]_{\frac{3 \cdot T_s}{4}}^{T_s} - \frac{24}{T_s} \cdot \left[\frac{t^2}{2} \right]_{\frac{3 \cdot T_s}{4}}^{T_s} + 9 \cdot \left[t \right]_{\frac{3 \cdot T_s}{4}}^{T_s} \right)} \quad (B.122)$$

$$I_{M2(EF)} = I_{LS(\max)} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left(\frac{16}{3 \cdot T_s^2} \cdot \left[T_s^3 - \frac{27 \cdot T_s^3}{64} \right] - \frac{24}{2 \cdot T_s} \cdot \left[T_s^2 - \frac{9 \cdot T_s^2}{16} \right] + 9 \cdot \left[\frac{4 \cdot T_s - 3 \cdot T_s}{4} \right] \right)} \quad (\text{B.123})$$

$$I_{M2(EF)} = I_{LS(\max)} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left(\frac{1}{12 \cdot T_s^2} \cdot [64 \cdot T_s^3 - 27 \cdot T_s^3] - \frac{3}{4 \cdot T_s} \cdot [16 \cdot T_s^2 - 9 \cdot T_s^2] + \frac{9}{4} \cdot T_s \right)} \quad (\text{B.124})$$

$$I_{M2(EF)} = I_{LS(\max)} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left(\frac{37 \cdot T_s}{12} - \frac{21 \cdot T_s}{4} + \frac{9 \cdot T_s}{4} \right)} \quad (\text{B.125})$$

$$I_{M2(EF)} = I_{LS(\max)} \cdot \sqrt{\frac{37 - 63 + 27}{12}} = I_{LS(\max)} \cdot \sqrt{\frac{1}{12}} \quad (\text{B.126})$$

$$I_{M2(EF)} = \frac{2 \cdot V_{C1}}{\sqrt{3} \cdot \pi \cdot |Z_{LCC}|} \quad (\text{B.127})$$

ANEXO C

ANÁLISE DE TÉCNICAS DE DIMERIZAÇÃO

C.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Estes equacionamentos referem-se ao reator de estágio “boost” integrado com estágio inversor apresentado por BEDIN, (2004).

C.2 - 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. Após esta etapa, a lâmpada fluorescente pode ser representada por uma resistência dependente da potência processada. Dessa forma, o circuito equivalente do inversor pode ser representado pela Figura C.1.

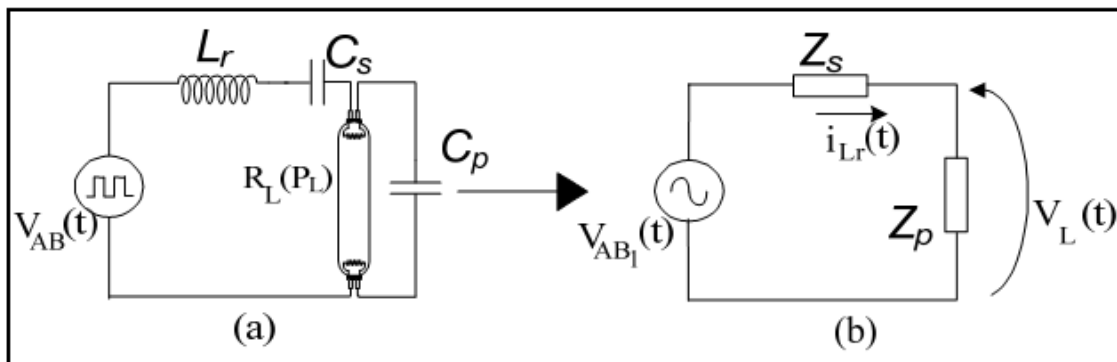


Figura C.1 – Circuito equivalente do inversor em regime permanente (WU et al., 1998).

Inicialmente determina-se a tensão imposta pelo filtro à lâmpada, através das seguintes equações:

$$Z_T = Z_s + Z_p \quad (C.1)$$

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

A Frequência de ressonância em regime permanente pode ser aproximada pela expressão (C.3), já que a impedância da lâmpada é muito menor que a impedância do capacitor C_p .

$$\omega_{rp} = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_s}} \quad (C.3)$$

Define-se f_n como a Frequência parametrizada, Z_0 como a impedância característica, representadas por (C.4) e (C.5), e n_c como a relação entre os capacitores C_s e C_p , representada pela equação (C.6).

$$f_n = \frac{\omega_{AB}}{\omega_{rp}} = \frac{f_{AB}}{f_{rp}} \quad (C.4)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_{eq}}} \quad (C.5)$$

$$n_c = \frac{C_s}{C_p} \quad (C.6)$$

Considerando que o módulo do ganho da equação (2.2), pode ser interpretado como a relação entre os valores eficazes das tensões $V_{AB1}(t)$ e $V_L(t)$ utilizando as equações (C.4), (C.5) e (C.6), obtém-se (C.7).

$$\frac{V_L(P_L)}{V_{AB_1(ef)}} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1+n_c-f_n^2}{n_c}\right)^2 + \left(\frac{f_n^2 \cdot Z_0 - Z_0}{f_n R_L(P_L) \sqrt{n_c+1}}\right)^2}} \quad (C.7)$$

De posse de (C.7) é possível obter uma nova equação de sexta ordem, expressa em (C.8), que apresenta como variável o parâmetro f_n .

$$\begin{aligned} & \frac{1}{n_c^2} \cdot f_n^6 + \left(\frac{Z_0^2}{(n_c+1) R_L(P_L)^2} - \frac{2(n_c+1)}{n_c^2} \right) \cdot f_n^4 + \\ & + \left(\frac{(n_c+1)^2}{n_c^2} - \frac{2Z_0^2}{(n_c+1) R_L(P_L)^2} - \frac{V_{AB_1(ef)}^2}{V_L(P_L)} \right) \cdot f_n^2 + \frac{Z_0^2}{(n_c+1) R_L(P_L)^2} = 0 \end{aligned} \quad (C.8)$$

A solução de (C.8) 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 (C.8) 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 C.2 mostra a relação entre a Frequência de comutação f_{AB} e a potência média processada, ela foi obtida por Bedim, (2008) que utilizou duas lâmpadas fluorescente modelo T8-32W conectadas em série, e adotou 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.

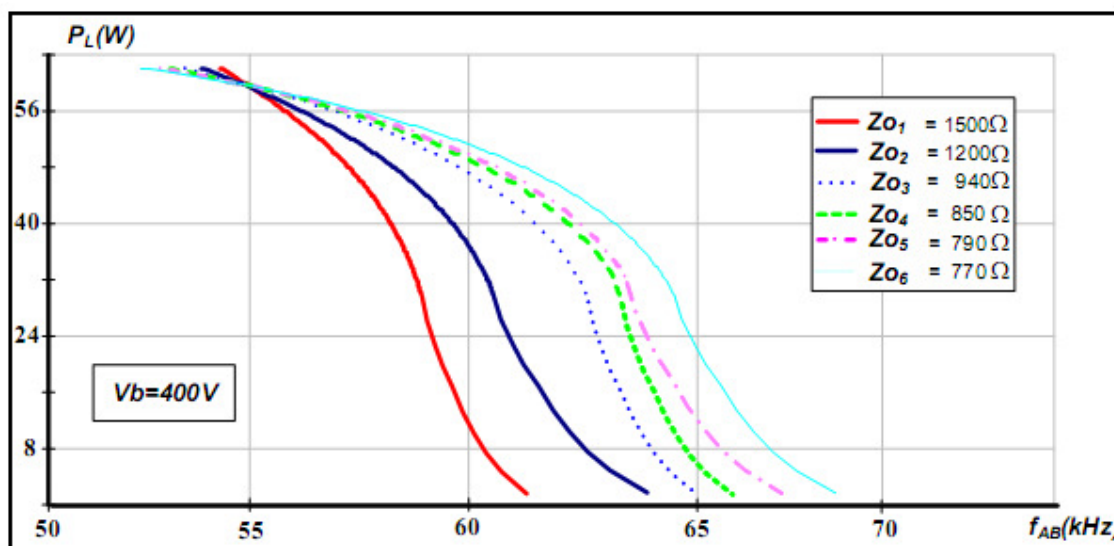


Figura C.2 – Frequência de comutação em função da potência processada.

As curvas da Figura C.2 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 C.2, 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 a $V_{ABl}(t)$ 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 (C.9).

$$\dot{i}_{Lr} = \frac{\dot{V}_{ABl}}{Z_t} = \dot{V}_{ABl} \frac{-\omega_{AB}^2 R_L(P_L) C_p C_s + j \omega_{AB} C_s}{(1 - \omega_{AB}^2 L_r C_s) + j(\omega_{AB} R_L(P_L))(C_s + C_p - \omega_{AB}^2 L_r C_s C_p)} \quad (C.9)$$

Com o módulo de Z_t obtido pela multiplicação e divisão da equação (C.9) pelo conjugado de seu denominador, é possível obter o valor eficaz de $i_{Lr}(t)$ através de (C.10).

$$i_{Lr(ef)}(P_L) = V_{ABl(ef)} \sqrt{\left(\frac{I_{LrA} I_{LrD} - I_{LrB} I_{LrC}}{I_{LrC}^2 + I_{LrD}^2} \right)^2 + \left(\frac{I_{LrB} I_{LrD} + I_{LrA} I_{LrC}}{I_{LrC}^2 + I_{LrD}^2} \right)^2} \quad (C.10)$$

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 (C.11).

$$\varphi(P_L) = \frac{180^\circ}{\pi} \arctan \left(\frac{I_{LrB} I_{LrD} + I_{LrA} I_{LrC}}{I_{LrA} I_{LrD} - I_{LrB} I_{LrC}} \right) \quad (C.11)$$

A Figura C.3, obtida nas mesmas condições da Figura C.2 por Bedim, (2008), 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.

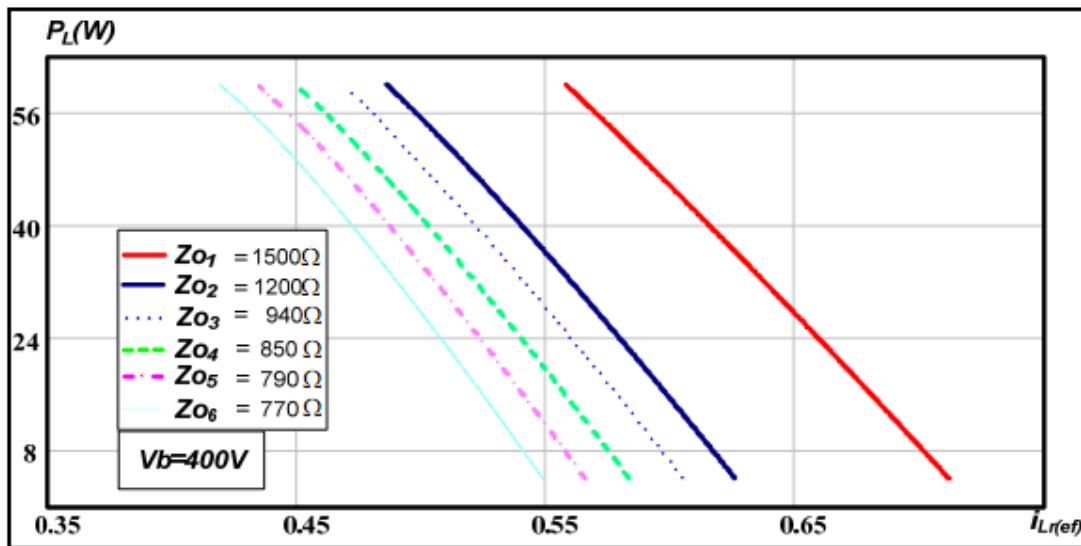


Figura C.3 – Variação da corrente eficaz do indutor ressonante.

Verifica-se através da Figura C.3 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 indício 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 C.4, dando continuidade à análise gráfica feita por Bedim, (2008), mostra o comportamento dessa defasagem para diferentes valores de Z_0 .

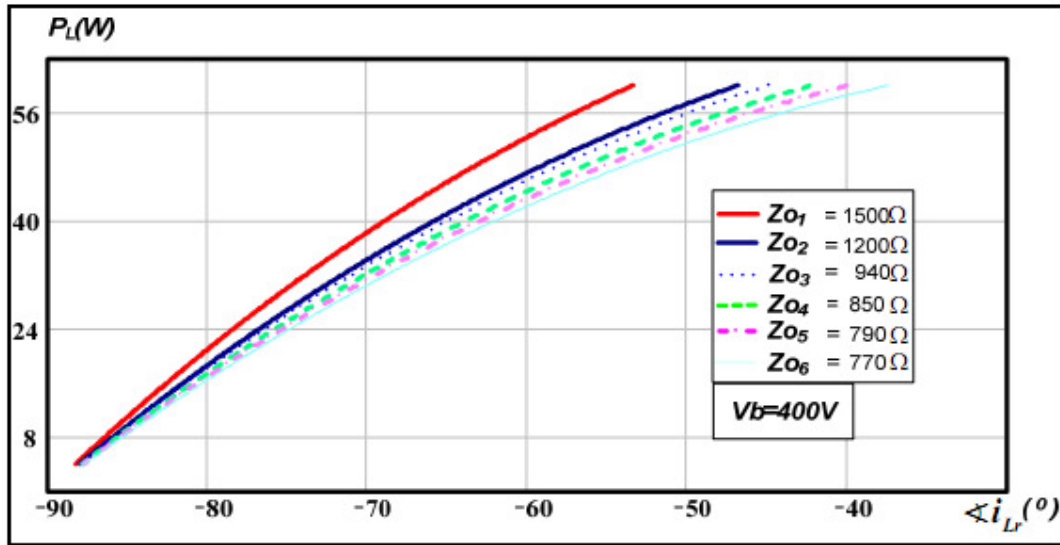


Figura C.4 – Variação da defasagem angular entre $i_{Lr}(t)$ e $V_{AB1}(t)$.

Através da Figura C.4 verifica-se que $i_{Lr}(t)$ está sempre atrasada em relação à $V_{AB1}(t)$, 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).

C.3 - 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 C.1.

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 (C.12)

$$V_{AB_1(ef)}(D(P_L)) = \frac{\sqrt{2}V_b \text{sen}(\pi D(P_L))}{\pi} \quad (\text{C.12})$$

Substituindo (C.12) em (C.7) obtém-se a equação (C.13) que relaciona a tensão eficaz $V_{AB_1(ef)}$ e a tensão eficaz da lâmpada $V_L(P_L)$.

$$V_L(P_L) = \frac{\sqrt{2}V_b \text{sen}(\pi D(P_L))}{\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1+n_c-f_n^2}{n_c}\right)^2 + \left(\frac{f_n^2 Z_0 - Z_0}{f_n R_L(P_L) \sqrt{n_c+1}}\right)^2}} \quad (\text{C.13})$$

O valor de D requerido para se obter determinada potência na lâmpada é obtido a partir de (C.13).

$$D(P_L) = \frac{\arcsen}{\pi} \left[\frac{\sqrt{\left(\frac{1+n_c-f_n^2}{n_c}\right)^2 + \left(\frac{f_n^2 Z_0 - Z_0}{f_n R_L(P_L) \sqrt{n_c+1}}\right)^2} V_L P_L}{2V_B} \right] \quad (C.14)$$

Para determinar o valor eficaz da corrente no indutor ressonante $i_{Lr}(t)$ considera-se a expressão definida em (C.9). Com o módulo de Z_t obtido pela multiplicação e divisão da equação (C.9) pelo conjugado de seu denominador, é possível obter o valor eficaz de $i_{Lr}(t)$ através de (C.15).

$$i_{Lr(ef)}(P_L) = V_{AB1(ef)}(D(P_L)) \sqrt{\left(\frac{I_{LrA} I_{LrD} - I_{LrB} I_{LrC}}{I_{LrC}^2 + I_{LrD}^2}\right)^2 + \left(\frac{I_{LrB} I_{LrD} - I_{LrA} I_{LrC}}{I_{LrC}^2 + I_{LrD}^2}\right)^2} \quad (C.15)$$

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 $V_{AB1}(t)$ pode ser determinada a partir de (C.16).

$$\varphi(P_L) = \frac{180^\circ}{\pi} \arctan\left(\frac{I_{LrB} I_{LrD} + I_{LrA} I_{LrC}}{I_{LrA} I_{LrD} - I_{LrB} I_{LrC}}\right) \quad (C.16)$$

A relação entre a potência processada e a razão cíclica de S_2 pode ser obtida utilizando o modelo da lâmpada desenvolvido e a equação (C.14). A Figura C.5, obtida por Bedim, (2008), 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.

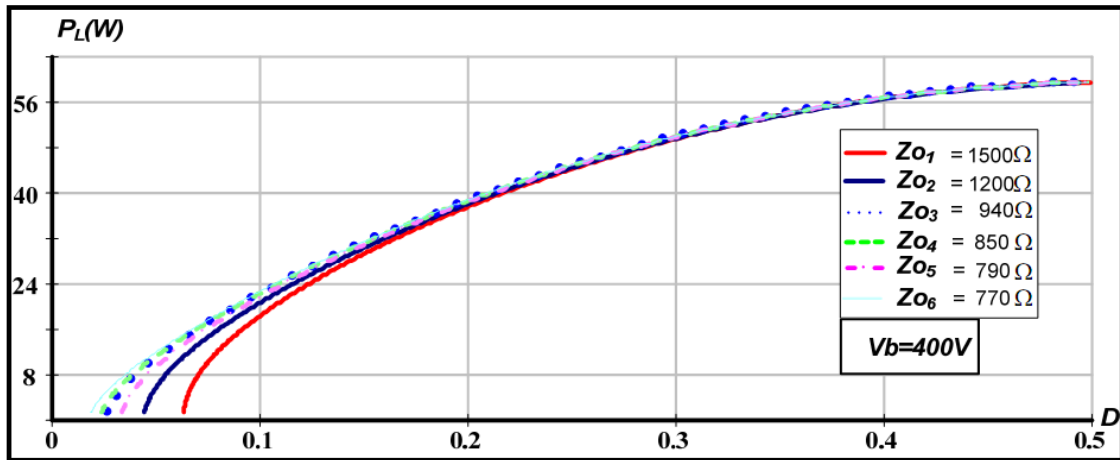


Figura C.5 - Relação entre a potência na lâmpada e o parâmetro de controle D.

Através da Figura C.5 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 C.6 (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 C.6 (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).

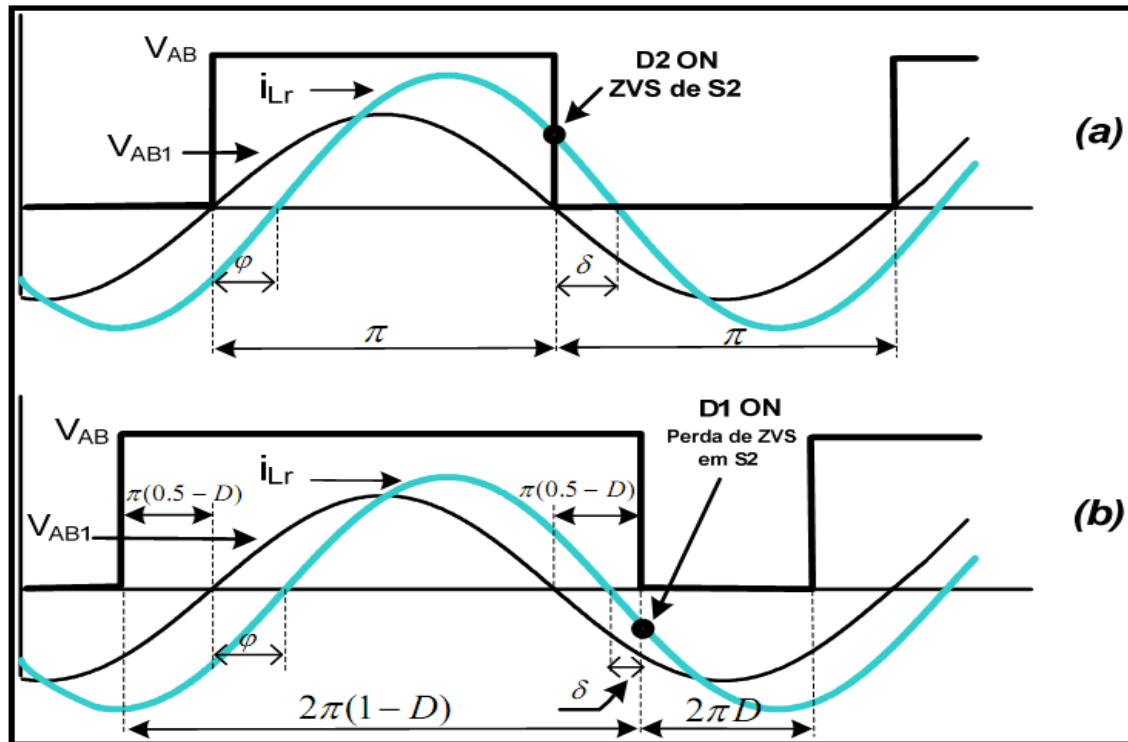


Figura C.6 – Formas de onda de AB, V₁, AB, V e L_r para (a) $D=0.5$ e (b) $D < 0.5$.

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 C.6 (a), garantem comutação ZVS em S_2 , pois D_2 entra em condução no bloqueio de S_1 . Para valores positivos de δ (Figura C.6 (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 (C.17), sendo que o valor de $\varphi(P_L)$ é obtido da equação (C.16) e $D(P_L)$ através da equação (C.14).

$$\delta(P_L) = (1 - 2D(P_L))90^\circ - \varphi(P_L) \quad (\text{C.17})$$

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 C.7 mostra a relação entre a potência processada na lâmpada e o ângulo de defasagem δ para diferentes valores do parâmetro Z_0 (BEDIN, 2008).

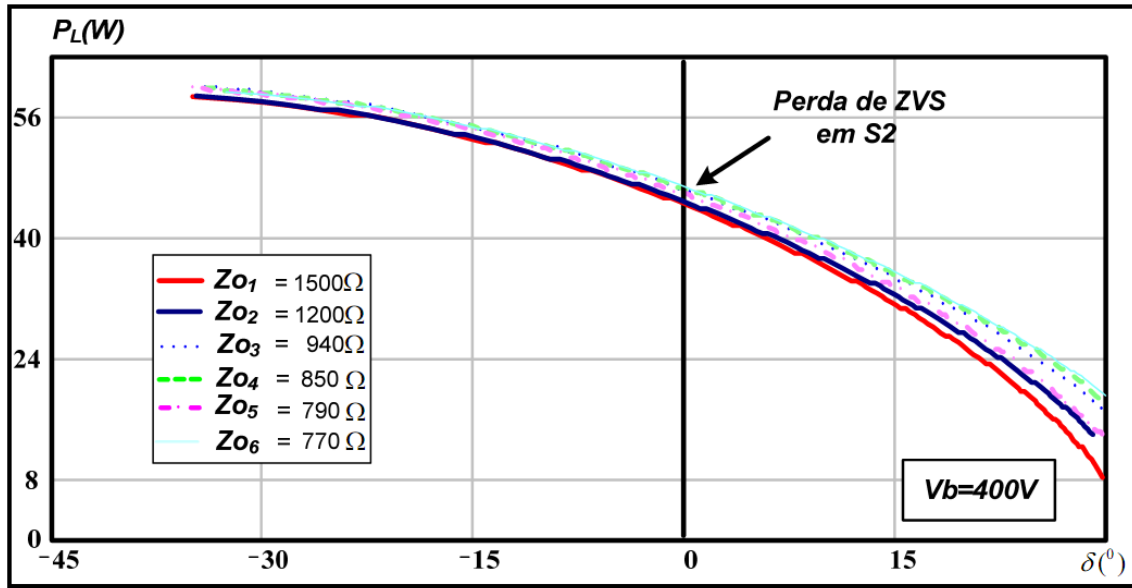


Figura C.7 – Relação entre a potência na lâmpada e o ângulo de defasagem δ .

A Figura C.7 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 C.7 é possível determinar o mínimo valor de potência, e consequentemente o valor de D mínimo correspondente, onde a comutação ZVS é preservada. A Figura C.8 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).

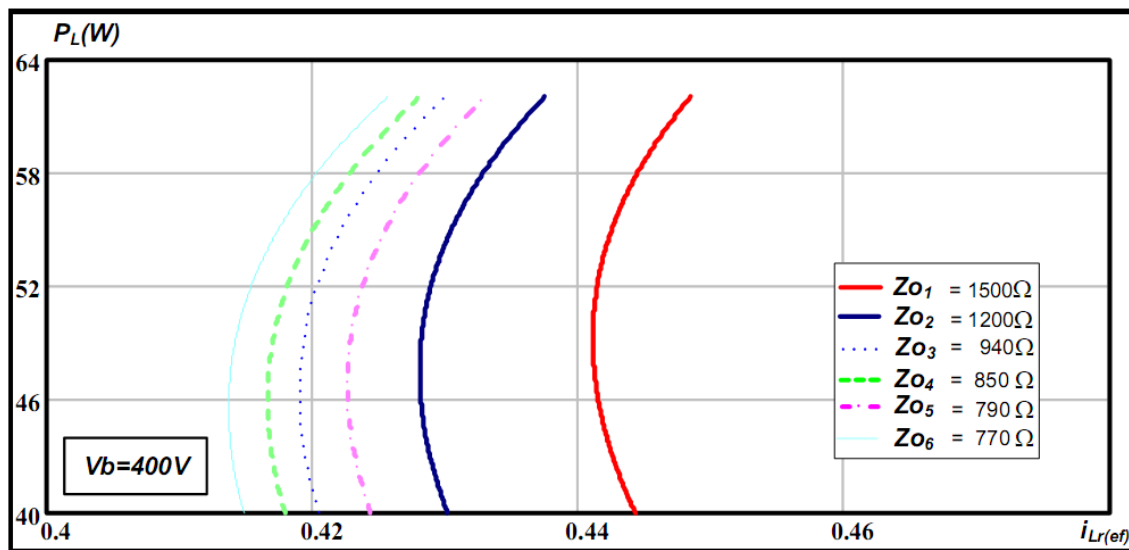


Figura C.8 – Corrente eficaz do indutor ressonante em função da potência na lâmpada.

O critério de escolha do filtro deve considerar que utilizando valores menores de Z_o , 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_o , resultando em um incremento da energia reativa processada pelo filtro (BEDIN, 2008).

APÊNDICE A

CÓDIGO FONTE DO PROGRAMA

A.1 - APRESENTAÇÃO DO PROGRAMA

Abaixo segue o código fonte para o projeto supra com comentários.

```
unsigned short duty = 55,
    dead = 140,
    frequencia = 50,
    mostra1 = 0,
    mostra1_old = 1,
    mostra2 = 0,
    mostra2_old = 1;

// Lcd pinout settings
sbit LCD_RS at PORTB.B4;
sbit LCD_EN at PORTB.B5;
sbit LCD_D7 at PORTB.B3;
sbit LCD_D6 at PORTB.B2;
sbit LCD_D5 at PORTB.B1;
sbit LCD_D4 at PORTB.B0;

// Pin direction
sbit LCD_RS_Direction at TRISB.B4;
sbit LCD_EN_Direction at TRISB.B5;
```

```
sbit LCD_D7_Direction at TRISB.B3;

sbit LCD_D6_Direction at TRISB.B2;

sbit LCD_D5_Direction at TRISB.B1;

sbit LCD_D4_Direction at TRISB.B0;


void Move_Cursor_LCD(char coluna,char linha) // Print text to LCD, 1nd row, 6th column)
{
    char i;

    LCD_Cmd(linha == 1 ? _LCD_FIRST_ROW : _LCD_SECOND_ROW);

    for(i=0;i<=coluna;i++)
    {
        LCD_Cmd(_LCD_MOVE_CURSOR_RIGHT);
    }
}

void Write_Int_LCD(char row, char col, char texto) // Print text to LCD, 1nd row, 6th
column)
{
    char digit;

    digit = (texto/100) + '0';           // extract hundreds digit

    Lcd_Chr(row,col,digit);              // Print text to LCD, 1nd row, 6th column

    digit = ((texto/10) % 10) + '0';     // extract tens digit

    Lcd_Chr(row,col++,digit);            // Print text to LCD, 1nd row, 6th column

    digit = (texto % 10) + '0';          // extract ones digit
```

```
Lcd_Chr(row,col++,digit);      // Print text to LCD, 1nd row, 6th column
}

void LCD_Valores()              // Disponibiliza os valores no LCD
{
    PR2 = (12000/frequencia)-1;  // Altera a frequencia

    PWM1_set_Duty(duty*255/100); // set new duty ratio

    CCP1CON = ((CCP1CON | 0b10001100) & 0b10111100); //Configura o PWM para modo
half

    ECCP1DEL = dead;             // dead_time;

    LCD_Out(1,1, "Frequencia: "); // Print text to LCD, 1st row, 1st column
    Write_Int_LCD(1,12,frequencia); // Print text to LCD, 1nd row, 6th column

    LCD_Out(2,1, "Duty: ");       // Print text to LCD, 1st row, 1st column
    Write_Int_LCD(2,6,duty);      // Print text to LCD, 1nd row, 6th column

    LCD_Out(2,9, "Dead: ");       // Print text to LCD, 1st row, 1st column
    Write_Int_LCD(2,14,dead-128); // Print text to LCD, 1nd row, 6th column

    switch (mostra1)
    {
        case 0 : Move_Cursor_LCD(12,1);

            break;

        case 1 : Move_Cursor_LCD(6,2);

            break;

        case 2 : Move_Cursor_LCD(14,2);

            break;
```

```
}  
  
}  
  
void Dimerizacao() // Permite alterar a frequencia ou a razão ciclica  
{  
  
    if(Button(&PORTE, 0,1,1))  
  
    {  
  
        // Incremento na Frequencia  
  
        if((mostra1==0) && (frequencia != 99)) frequencia++; // increment Frequencia  
  
        // Incremento na Razão ciclica  
  
        if((mostra1==1) && (duty != 99)) duty++; // increment Razão Ciclica  
  
        // Incremento no Tempo Morto  
  
        if((mostra1==2) && (dead < 256)) dead++; // increment Tempo Morto  
  
        LCD_Valores();  
  
    }  
  
    if(Button(&PORTE, 1,1,1))  
  
    {  
  
        // Decremento na Frequencia  
  
        if((mostra1==0) && (frequencia != 50)) frequencia--; // decrement Frequencia  
  
        // Decremento na Razão Ciclica  
  
        if((mostra1==1) && (duty != 00)) duty--; // decrement current_duty  
  
        // Decremento no Tempo Morto  
  
        if((mostra1==2) && (dead > 128)) dead--; // decrement current_duty  
  
        LCD_Valores();  
    }  
}
```

```
    }  
}  
  
void interrupt()  
{  
    if(TMR2 > (PR2*duty)/100) TMR2 = PR2; // Zera o PWM quando zera a tensao  
    if(PORTE & 0x08)  
    {  
        INTCON = 0x00;           // Desabilita interrupções  
        mostra2=0;  
    }  
    else INTCON = 0x88;          // Clear RBIF  
}  
  
void InitMain()  
{  
    ADCON1    = 0x0F;           // Set AN pins to Digital I/O  
    //INTCON2 =  INTCON2 | 0x40; //Interrupção na borda de subida  
    //INTCON2 =  INTCON2 & 0xBF; //Interrupção na borda de Descida  
  
    PORTB = 0;                  // set PORTB to 0  
    TRISB = 0;                  // designate PORTB pins as output
```

```
PORTA = 0;

TRISA = 0;           // configure PORTA pins as input


PORTC = 0;           // set PORTC to 0
TRISC = 0;           // designate PORTC pins as output


PORTD = 0;           // set PORTD to 0
TRISD = 0;           // designate PORTD pins as output


PORTE = 255;         // set PORTC to 0
TRISE = 255;         // designate PORTD pins as output


PWM1_Init(50000);    // Initialize PWM1 module at 50KHz
PR2 = (12000/frequencia)-1;    // Altera a frequencia
}

void main()
{
    initMain();

    PWM1_set_Duty(duty*255/100);    // set new duty ratio

    CCP1CON = ((CCP1CON | 0b10001100) & 0b10111100); //Configura o PWM para modo
half
```

```
ECCP1DEL = dead;           // dead_time;

//Lcd_Config(&PORTB, 4, 5, 6, 3, 2, 1, 0); // Lcd_Init_EP5, see Autocomplete
Lcd_Init();
LCD_Cmd(_LCD_BLINK_CURSOR_ON);

//INTCON = 0x88;           // EEnable GIE, RBIE
PORTB = 64;                // set PORTB to 0
TRISB = 64;                // designate PORTB pins as output

delay_ms(500);             //Espera 0,5s para partir
PWM1_Start();              // start PWM
delay_ms(2000);            // Espera 2s para desligar capacitor
PORTD = PORTD | 0x10;      // Abre capacitor de partida

while (1)
{
    Dimerizacao(); // Permite fazer a dimerização
    if ((mostra1 != mostra1_old) || (mostra2 != mostra2_old))
    {
        switch (mostra2)
        {
            case 0 : // Modo 1 e 2
```

```
LCD_Valores();

break;

case 1 : // Modo 4

    LCD_Cmd(_LCD_CLEAR);          // Clear display

    LCD_Out(1,1, "Modo Combinado..");    // Print text to LCD, 1st row, 1st
column

    break;

case 2 : // Modo 3

    LCD_Cmd(_LCD_CLEAR);          // Clear display

    LCD_Out(1,1, "Modo CCM...");    // Print text to LCD, 1st row, 1st column

    break;

}

mostra1_old = mostra1;

mostra2_old = mostra2;

}

if(Button(&PORTE, 3,10,0) && mostra2 == 2) INTCON = 0x88; // Clear RBIF

if(Button(&PORTE, 2,10,1) )

{

    if (mostra1 >= 3) mostra1=0;

    else mostra1++;

}

if(Button(&PORTE, 3,10,1) && mostra2_old == mostra2)

{
```

```
        if (mostra2 >= 3) mostra2=0;

        else mostra2++;

    }

    delay_ms(100);

}
```