

JULIANO BEDIN

**REATORES ELETRÔNICOS DIMERIZÁVEIS PARA
LÂMPADAS FLUORESCENTES COM ELEVADO FATOR
DE POTÊNCIA**

Florianópolis – SC

2008

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO

EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**REATORES ELETRÔNICOS DIMERIZÁVEIS PARA
LÂMPADAS FLUORESCENTES COM ELEVADO FATOR
DE POTÊNCIA**

Dissertação submetida à

Universidade Federal de Santa Catarina

como parte dos requisitos para a

obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

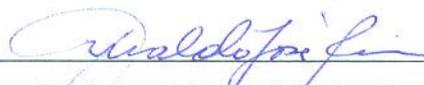
JULIANO BEDIN

Florianópolis, Junho de 2008.

REATORES ELETRÔNICOS DIMERIZÁVEIS PARA LÂMPADAS FLUORESCENTES COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA

Juliano Bedin

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de concentração de Eletrônica de Potência, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina’.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

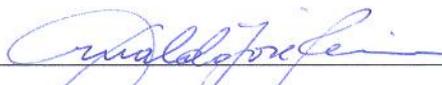
Orientador



Prof^a. Katia Campos de Almeida, Ph.D.

Coordenadora de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

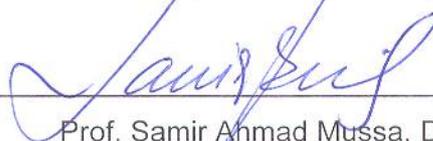
Banca Examinadora:



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Anderson Soares André, Dr.



Prof. Samir Ahmad Mussa, Dr.

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Arnaldo José Perin, em especial, pela orientação e conhecimento transmitido, pelo apoio, amizade e confiança depositados.

A todos os professores do INEP, Ivo Barbi, Denizar C. Martins, Enio V. Kassick, João C. Fagundes, Hari B. Mohr, e Samir A. Mussa, pela participação direta na minha formação.

Aos membros da banca examinadora, Professor Anderson S. André e Professor Samir A. Mussa, pelas sugestões incorporadas para melhorar esse trabalho.

Em especial, aos meus pais, Adeliz Bedin e Gomercindo Bedin, e ao meu irmão, Luciano Bedin, pelo apoio incondicional, incentivo e compreensão nessa jornada.

Aos amigos de turma, Diogo C. Coelho, Eloi A. Junior, Gleyson L. Piazza e Márcio S. Ortmann, pelo convívio e amizade ao longo deste período.

Aos funcionários do INEP, aos demais amigos, colegas, doutorandos e mestrandos que de alguma forma contribuíram com esse trabalho.

À CAPES e a UFSC, pelo apoio financeiro e pela estrutura oferecida para a realização desse trabalho.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

REATORES ELETRÔNICOS DIMERIZÁVEIS PARA LÂMPADAS FLUORESCENTES COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA

Juliano Bedin

Junho de 2008

Orientador: Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Palavras-chave: Reatores eletrônicos dimerizáveis, controle da intensidade luminosa, protocolo *DALI*, correção do fator de potência, lâmpadas fluorescentes.

Número de páginas: 158.

RESUMO: O trabalho trata do estudo de reatores eletrônicos dimerizáveis com alto fator de potência para lâmpadas fluorescentes. Inicialmente é feito um estudo sobre as características das lâmpadas obtendo-se um modelo para a simulação e para o estudo analítico dos métodos de controle de luminosidade. São também apresentadas as técnicas de dimerização difundidas na literatura e as tecnologias de gerenciamento dos sistemas de iluminação. A seguir é apresentada a análise do conversor boost operando no modo de condução crítica utilizado como estágio *PFC*, resultando em uma estrutura com reduzida taxa de distorção harmônica na corrente de entrada, elevado fator de potência e que atende as restrições impostas pela norma que regulamenta o setor. Finalizando o estudo, as análises teóricas, as simulações e as metodologias de projeto são apresentadas e protótipos de laboratório são implementados com o intuito de verificar a validade de cada estrutura proposta. Uma conclusão sobre as características das estruturas e algumas sugestões para o prosseguimento da pesquisa nesta área são apresentadas.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

DIMMABLE ELECTRONIC BALLASTS WITH HIGH POWER FACTOR FOR FLUORESCENT LAMPS

Juliano Bedin

June, 2008

Advisor: Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Area of Concentration: Power Electronics and Electrical Drivers.

Keywords: Dimmable electronic ballasts, dimming control methods, DALI protocol, power factor correction, fluorescent lamps.

Number of pages: 158.

ABSTRACT: The goal of this work is the study of dimmable electronic ballasts with high power factor for fluorescent lamps. Initially it made an analysis of the characteristics of the lamps in order to obtain a model for the simulation which is used for the analytical study of methods of control of luminosity. Also the techniques of dimming spread out in the literature and the technologies of management of the lighting systems are presented. In the sequence, is presented the analysis of the boost converter operating in the mode of conducting critical used as stage PFC, resulting in a structure with low total harmonic distortion in the current input, high power factor and that meets the restrictions imposed by the norm regulating sector. The theoretical analysis, the simulations and the methodologies of project are presented and laboratory prototypes are implemented in order to verify the validity of each proposed structure. Finally, a conclusion on the characteristics of the structures and some suggestions for the continuation of the research in this area are presented.

SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS	III
SUMÁRIO	VI
LISTA DE FIGURAS	IX
LISTA DE TABELAS	XIII
SIMBOLOGIA.....	XIV
INTRODUÇÃO GERAL.....	1
1 – CARACTERÍSTICAS DOS SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO COM LÂMPADAS FLUORESCENTES	3
1.1 INTRODUÇÃO.....	3
1.2 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO E CONCEITOS BÁSICOS.	3
1.3 REATORES ELETRÔNICOS PARA LÂMPADAS FLUORESCENTES.	5
1.4 MÉTODOS DE CONTROLE DE LUMINOSIDADE EM REATORES ELETRÔNICOS.....	7
1.5 MODELO DE SIMULAÇÃO DA LÂMPADA FLUORESCENTE OPERANDO EM ALTA FREQUÊNCIA.	11
1.6 TECNOLOGIAS DE GERENCIAMENTO DOS SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO.	13
1.7 ESTÁGIO DE CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA PARA REATORES ELETRÔNICOS.....	17
1.8 CONCLUSÃO.	18
2 – ANÁLISES DO ESTÁGIO INVERSOR E DO FILTRO RESSONANTE	19
2.1 INTRODUÇÃO.....	19
2.2 SIMPLIFICAÇÕES DA ESTRUTURA.	19
2.3 PROCESSO DE IGNIÇÃO E PRÉ-AQUECIMENTO.	21
2.3.1 <i>Análise da Etapa de Pré-Aquecimento.</i>	21
2.3.2 <i>Análise da Etapa de Ignição.</i>	23
2.4 OPERAÇÃO EM REGIME PERMANENTE.....	26
2.4.1 <i>Primeira Etapa de Operação (t_0 a t_1):</i>	26
2.4.2 <i>Segunda Etapa de Operação (t_1 a t_2):</i>	26
2.4.3 <i>Terceira Etapa de Operação (t_2 a t_3):</i>	27
2.4.4 <i>Quarta Etapa de Operação (t_3 a t_4):</i>	27
2.4.5 <i>Formas de Onda.</i>	28
2.5 MODELO ADOTADO PARA A LÂMPADA FLUORESCENTE.....	29
2.5.1 <i>Comprovação do Modelo Adotado.</i>	32

2.6	ANÁLISE DA TÉCNICA DE DIMERIZAÇÃO ATRAVÉS DA VARIAÇÃO DA FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO DO INVERSOR.	34
2.7	ANÁLISE DA TÉCNICA DE DIMERIZAÇÃO ATRAVÉS DA VARIAÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA DO INVERSOR.	40
2.7.1	<i>Desenvolvimento da Técnica de Dimerização Através da Variação da Razão Cíclica com Operação ZVS de S_2</i>	45
2.8	CONCLUSÃO.	52
3	– ESTÁGIO DE CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA, PROTOCOLO DE COMUNICAÇÃO E CIRCUITOS AUXILIARES.	53
3.1	INTRODUÇÃO.	53
3.2	PRÉ-REGULADOR DE FATOR DE POTÊNCIA.	53
3.3	CONVERSOR BOOST OPERANDO EM MODO DE CONDUÇÃO CRÍTICA.	55
3.3.1	<i>Primeira Etapa de Operação (t_0 a t_1):</i>	56
3.3.2	<i>Segunda Etapa de Operação (t_1 a t_2):</i>	56
3.3.3	<i>Formas de Onda</i>	57
3.3.4	<i>Análise Matemática</i>	58
3.3.5	<i>Filtro de Entrada</i>	64
3.3.6	<i>Emprego do Circuito Integrado MC33262 no Estágio PFC</i>	66
3.4	PROTOCOLO DE COMUNICAÇÃO.	68
3.4.1	<i>Especificações de Comunicação</i>	68
3.4.2	<i>Especificações Elétricas</i>	69
3.5	CIRCUITOS AUXILIARES.	70
3.5.1	<i>Fonte de Alimentação</i>	71
3.5.2	<i>Circuito de Comando</i>	72
3.5.3	<i>Sensor de Corrente da Lâmpada</i>	73
3.5.4	<i>Microcontrolador</i>	76
3.6	CONCLUSÃO.	76
4	– PROJETO, RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS.	78
4.1	INTRODUÇÃO.	78
4.2	PROJETO E SIMULAÇÃO DO ESTÁGIO PRÉ-REGULADOR DE FATOR DE POTÊNCIA.	78
4.2.1	<i>Projeto do Estágio de Potência</i>	79
4.2.2	<i>Projeto do Filtro de Entrada e Diodos Retificadores</i>	81
4.2.3	<i>Projeto dos Componentes Externos do CI MC33262</i>	83
4.2.4	<i>Simulações do Estágio PFC</i>	85
4.3	PROJETO DOS CIRCUITOS AUXILIARES.	89
4.3.1	<i>Circuito de Pré-aquecimento</i>	89
4.3.2	<i>Circuito do Sensor de Corrente na Lâmpada</i>	91

4.3.3	<i>Circuito de Comando e Interruptores do Estágio Inversor.</i>	91
4.4	PROJETO, SIMULAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS DOS REATORES ELETRÔNICOS IMPLEMENTADOS.	94
4.4.1	<i>Processo de Pré-aquecimento e de Ignição.</i>	95
4.4.2	<i>Reator Eletrônico Dimerizável Através de Variação da Freqüência de Comutação do Inversor.</i>	98
4.4.2.1	Metodologia e Exemplo de Projeto.	98
4.4.2.2	Resultados de Simulação.	103
4.4.2.3	Resultados Experimentais.	107
4.4.3	<i>Reator Eletrônico Dimerizável Através da Técnica de Variação da Razão Cíclica.</i>	111
4.4.3.1	Metodologia e Exemplo de Projeto.	111
4.4.3.2	Resultados de Simulação.	115
4.4.3.3	Resultados Experimentais.	118
4.4.4	<i>Reator Eletrônico Dimerizável Através da Técnica de Variação da Freqüência e da Razão Cíclica.</i>	123
4.4.4.1	Resultados de Simulação e Analíticos.	123
4.4.4.2	Resultados Experimentais.	127
4.4.5	<i>Reator Eletrônico Dimerizável Através da Técnica de Variação da Razão Cíclica com Comutação Suave em S_2.</i>	131
4.4.5.1	Resultados de Simulação e Analíticos.	131
4.4.5.2	Resultados Experimentais.	135
4.5	CONCLUSÃO.	139
	CONCLUSÃO GERAL.	142
	ANEXO I – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO, LISTA DE MATERIAIS E CONCEITOS DO PROTOCOLO DALI.	145
	I.1 CONCEITOS DO PROTOCOLO DALI	148
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.	153

LISTA DE FIGURAS

Fig. 1-1 – Componentes da lâmpada fluorescente tubular.	4
Fig. 1-2 – Diagrama de blocos de um reator eletrônico com alto fator de potência.	6
Fig. 1-3 – Inversor ressonante meia-ponte ZVS.	6
Fig. 1-4 – Reator eletrônico dimerizável com capacitor comutado.	9
Fig. 1-5 – Reator eletrônico auto-oscilante.	11
Fig. 2-1 – Inversor ressonante meia-ponte ZVS.	20
Fig. 2-2 – Circuito de um reator eletrônico com pré-aquecimento por tensão.	22
Fig. 2-3 – Circuitos equivalentes da etapa de pré-aquecimento.	22
Fig. 2-4 – Circuito equivalente do inversor antes da ignição da lâmpada.	23
Fig. 2-5 – Tensão $V_{Cp}(t)$ para diferentes relações entre ω_{AB} e ω_{eq} .	25
Fig. 2-6 – Etapas de operação para um período de comutação.	27
Fig. 2-7 – Principais formas de onda do inversor ressonante Meia-Ponte ZVS.	28
Fig. 2-8 – Reator eletrônico implementado.	29
Fig. 2-9 – (a) Medida $V_L \times P_L$, e (b) Medida $V_L \times I_L$ da lâmpada T8-32W.	30
Fig. 2-10 – Resistência equivalente da lâmpada obtida através de (2.8).	31
Fig. 2-11 – Circuito para simulação do modelo da lâmpada.	32
Fig. 2-12 – Circuito equivalente do inversor em regime permanente.	32
Fig. 2-13 – Relação entre potência processada e tensão V_b .	34
Fig. 2-14 – Circuito equivalente do inversor em regime permanente.	34
Fig. 2-15 – Frequência de comutação em função da potência processada.	37
Fig. 2-16 – Variação da corrente eficaz do indutor ressonante.	39
Fig. 2-17 – Variação da defasagem angular entre $i_{Lr}(t)$ e $V_{AB_1}(t)$.	40
Fig. 2-18 – Relação entre a potência na lâmpada e o parâmetro de controle D .	42
Fig. 2-19 – Formas de onda de V_{AB} , V_{AB_1} e i_{Lr} para (a) $D=0,5$ e (b) $D < 0,5$.	43
Fig. 2-20 – Relação entre a potência na lâmpada e o ângulo de defasagem δ .	44
Fig. 2-21 – Corrente eficaz do indutor ressonante em função da potência na lâmpada.	45
Fig. 2-22 – Modificação no circuito do filtro ressonante.	46
Fig. 2-23 – Definições dos instantes de tempo de interesse.	47
Fig. 2-24 – Simplificações adotadas no circuito ressonante.	47
Fig. 2-25 – Novo valor do ângulo de defasagem δ .	51
Fig. 2-26 – Corrente eficaz na entrada do filtro ressonante.	51
Fig. 3-1 – Conversor boost PFC.	55
Fig. 3-2 – Etapas de operação do conversor.	56

Fig. 3-3 – Principais formas de onda.	57
Fig. 3-4 – Filtro de entrada e resistência equivalente.	65
Fig. 3-5 – Estágio de potência e de controle do conversor boost.	66
Fig. 3-6 – Formato de comunicação no protocolo DALI.	69
Fig. 3-7 – Níveis de tensão e tempos de transição do protocolo.	70
Fig. 3-8 – Diagrama esquemático da fonte de alimentação implementada.	71
Fig. 3-9 – Circuito de comando dos interruptores.	73
Fig. 3-10 – Sensor de corrente da lâmpada.	74
Fig. 4-1 – Circuito do estágio PFC completo.	79
Fig. 4-2 – Corrente do indutor L_{boost} para $V_{in}=90V$.	86
Fig. 4-3 – Tensão de saída, tensão e corrente de entrada para $V_{in}=90V$.	86
Fig. 4-4 – Corrente do indutor L_{boost} para $V_{in}=240V$.	87
Fig. 4-5 – Tensão de saída, tensão e corrente de entrada para $V_{in}=240V$.	87
Fig. 4-6 – Espectro harmônico das correntes de entrada	89
Fig. 4-7 – Circuito de um reator eletrônico com pré-aquecimento por tensão.	90
Fig. 4-8 – Comportamento da frequência de comutação do inversor e da tensão nas lâmpadas.	96
Fig. 4-9 – Tensão aplicada aos filamentos.	96
Fig. 4-10 – Processo de pré-aquecimento e ignição.	97
Fig. 4-11 – Corrente de entrada, tensão de barramento e tensão nas lâmpadas durante a energização do reator.	98
Fig. 4-12 – Frequência de comutação em função da potência processada.	102
Fig. 4-13 – Variação da corrente eficaz do indutor ressonante.	102
Fig. 4-14 – Variação da defasagem angular entre $i_{Lr}(t)$ e $V_{AB_1}(t)$.	103
Fig. 4-15 – Resultado obtido para a frequência de comutação em função da potência processada.	104
Fig. 4-16 – Resultado obtido para a variação da corrente eficaz do indutor ressonante.	104
Fig. 4-17 – Resultado obtido para a variação da defasagem angular entre $i_{Lr}(t)$ e $V_{AB_1}(t)$.	104
Fig. 4-18 – Corrente e tensão nas lâmpadas.	105
Fig. 4-19 – Tensão de entrada do filtro e corrente no indutor L_r .	106
Fig. 4-20 – Detalhe da comutação do interruptor S_1 .	106
Fig. 4-21 – Tensão de barramento, corrente e tensão de entrada.	107
Fig. 4-22 – Comparação entre os resultados obtidos para a frequência de comutação em função da potência processada.	107
Fig. 4-23 – Comparação entre os resultados obtidos para a variação de corrente eficaz do indutor ressonante.	108
Fig. 4-24 – Aquisições da corrente e da tensão nas lâmpadas.	108
Fig. 4-25 – Aquisições da tensão de entrada do filtro e da corrente no indutor L_r .	109
Fig. 4-26 – Detalhe da comutação do interruptor S_1 .	109

Fig. 4-27 – Aquisições da tensão de barramento, da corrente e da tensão de entrada.	110
Fig. 4-28 – Espectro harmônico das correntes de entrada para os dois pontos de operação.	110
Fig. 4-29 – Rendimento do reator eletrônico implementado.	111
Fig. 4-30 – Razão cíclica em função da potência processada.	113
Fig. 4-31 – Variação da defasagem angular δ no processo de dimerização.	114
Fig. 4-32 – Variação da corrente eficaz do indutor ressonante.	114
Fig. 4-33 – Resultado obtido para a razão cíclica em função da potência processada.	115
Fig. 4-34 – Variação da corrente eficaz do indutor ressonante para os dois casos.	116
Fig. 4-35 – Variação da defasagem angular δ .	116
Fig. 4-36 – Resultado de simulação para a corrente e para a tensão nas lâmpadas.	117
Fig. 4-37 – Tensão de entrada do filtro ressonante e corrente no indutor L_r .	117
Fig. 4-38 – Detalhe da comutação do interruptor S_2 .	118
Fig. 4-39 – Resultado de simulação para tensão de barramento, corrente e tensão de entrada.	118
Fig. 4-40 – Comparação entre os resultados obtidos para a razão cíclica em função da potência processada.	119
Fig. 4-41 – Comparação entre os resultados obtidos para a variação de corrente eficaz do indutor ressonante.	119
Fig. 4-42 – Aquisições da corrente e da tensão nas lâmpadas.	120
Fig. 4-43 – Aquisições da tensão de entrada do filtro e da corrente no indutor L_r .	120
Fig. 4-44 – Detalhe da comutação do interruptor S_2 .	121
Fig. 4-45 – Aquisição da tensão de barramento, da corrente e da tensão de entrada.	121
Fig. 4-46 – Espectro harmônico das correntes de entrada para os dois pontos de operação.	122
Fig. 4-47 – Rendimento da estrutura.	122
Fig. 4-48 – Resultado obtido para a variação de razão cíclica em função da potência processada.	124
Fig. 4-49 – Variação da corrente eficaz do indutor ressonante para os dois casos.	124
Fig. 4-50 – Variação da defasagem angular δ .	125
Fig. 4-51 – Resultado de simulação para a corrente e para a tensão nas lâmpadas.	125
Fig. 4-52 – Tensão da entrada do filtro ressonante e corrente no indutor L_r .	126
Fig. 4-53 – Comutação do interruptor S_2 .	126
Fig. 4-54 – Simulação para tensão de barramento, corrente e tensão fornecida pela rede.	127
Fig. 4-55 – Comparação entre os resultados obtidos para a razão cíclica em função da potência processada.	127
Fig. 4-56 – Comparação entre os resultados obtidos para a variação da corrente eficaz de $i_{L_r}(t)$.	128
Fig. 4-57 – Aquisições da corrente e da tensão nas lâmpadas.	128
Fig. 4-58 – Aquisições da tensão de entrada do filtro e da corrente no indutor L_r .	129
Fig. 4-59 – Detalhe da comutação do interruptor S_2 .	129
Fig. 4-60 – Aquisição da tensão de barramento, da corrente e da tensão de entrada.	130

<i>Fig. 4-61 – Espectro harmônico das correntes de entrada para os dois pontos de operação.</i>	130
<i>Fig. 4-62 – Resultado obtido para a variação da razão cíclica em função da potência processada.</i>	132
<i>Fig. 4-63 – Variação da corrente eficaz na entrada do filtro ressonante para os dois casos.</i>	132
<i>Fig. 4-64 – Variação da defasagem angular δ.</i>	132
<i>Fig. 4-65 – Resultado de simulação para a corrente e a tensão nas lâmpadas.</i>	133
<i>Fig. 4-66 – Tensão de entrada do filtro ressonante e corrente no capacitor C_s.</i>	133
<i>Fig. 4-67 – Comutação do interruptor S_2.</i>	134
<i>Fig. 4-68 – Resultado de simulação da tensão de barramento, da corrente e da tensão de entrada.</i>	134
<i>Fig. 4-69 – Comparação entre os resultados obtidos para a razão cíclica em função da potência processada.</i>	135
<i>Fig. 4-70 – Comparação entre os resultados obtidos para a variação da corrente eficaz de $i_{Cs}(t)$.</i>	135
<i>Fig. 4-71 – Aquisições da corrente e tensão nas lâmpadas.</i>	136
<i>Fig. 4-72 – Aquisições da corrente nas lâmpadas em baixa frequência.</i>	136
<i>Fig. 4-73 – Aquisições da tensão e da corrente de entrada do filtro ressonante.</i>	137
<i>Fig. 4-74 – Aquisições da comutação do interruptor S_2.</i>	137
<i>Fig. 4-75 – Aquisições da tensão de barramento, da corrente e da tensão de entrada.</i>	138
<i>Fig. 4-76 – Espectro harmônico das correntes de entrada para os dois pontos de operação.</i>	138
<i>Fig. 4-77 – Rendimento do reator eletrônico implementado.</i>	139
<i>Fig. I-1 – Diagrama esquemático do reator eletrônico.</i>	146
<i>Fig. I-2 – Curva de dimerização proposta pela norma.</i>	150

LISTA DE TABELAS

<i>Tabela 2-1 – Componentes do protótipo implementado.</i>	30
<i>Tabela 3-1 – Percentual harmônico máximo permitido para cada componente harmônica.</i>	54
<i>Tabela 4-1 – Especificações do projeto do pré-regulador.</i>	79
<i>Tabela 4-2 – Correntes e tensões dos semicondutores do estágio PFC.</i>	80
<i>Tabela 4-3 – Relação entre os parâmetros calculados e os admitidos pelo diodo boost.</i>	81
<i>Tabela 4-4 – Relação entre os parâmetros calculados e os admitidos pelo interruptor.</i>	81
<i>Tabela 4-5 – Relação entre os parâmetros calculados e os admitidos pelo diodo retificador.</i>	82
<i>Tabela 4-6 – Comparação entre os resultados de simulação e analíticos para $V_{in}=127V$.</i>	88
<i>Tabela 4-7 – Componentes do sensor de corrente da lâmpada.</i>	91
<i>Tabela 4-8 – Parâmetros do diodo MUR160.</i>	92
<i>Tabela 4-9 – Componentes do circuito de comando.</i>	93
<i>Tabela 4-10 – Parâmetros calculados e os admitidos pelos interruptores do estágio inversor.</i>	94
<i>Tabela 4-11 – Especificações para definição do estágio inversor.</i>	99
<i>Tabela 4-12 – Especificações do exemplo de projeto.</i>	112
<i>Tabela 4-13 – Vantagens e desvantagens dos métodos de dimerização empregados.</i>	141
<i>Tabela I-1 – Lista dos componentes utilizados.</i>	147
<i>Tabela I-2 – Valores programáveis para o Fade Rate.</i>	149
<i>Tabela I-3 – Parâmetros armazenados pela unidade escrava.</i>	150
<i>Tabela I-4 – Tipo de endereçamento aceito pelo protocolo.</i>	151
<i>Tabela I-5 – Comandos padronizados.</i>	152
<i>Tabela I-6 – Comandos especiais.</i>	152

SIMBOLOGIA

1. Símbolos usados em expressões matemáticas

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
ζ	Fator de amortecimento	
η	Rendimento do reator	
η_b	Rendimento do estágio <i>PFC</i>	
η_i	Rendimento do estágio inversor	
ϕ	Ângulo de condução do interruptor	Rad
φ	Defasagem entre a corrente $i_{Lr}(t)$ e a tensão $V_{AB1}(t)$	Rad
δ	Defasagem entre a corrente $i_{Lr}(t)$ e a tensão $V_{AB}(t)$	Rad
ΔV_B	Ondulação de tensão no barramento CC	V
ω_{AB}	Frequência angular da comutação	Rad/s
ω_C	Frequência angular de corte	Rad/s
ω_{eq}	Frequência angular de ressonância do filtro	Rad/s
ω_r	Frequência angular da rede	Rad/s
ω_{rp}	Frequência angular de ressonância do filtro após ignição	Rad/s
C_B	Capacitor do barramento	F
C_{dS}	Capacitância de saída do interruptor	F
C_{eq}	Capacitor equivalente	F
C_f	Capacitor do filtro de entrada	F
C_p	Capacitor paralelo	F
C_s	Capacitor série	F
D	Razão cíclica	
f_{AB}	Frequência de comutação do estágio inversor	Hz
f_C	Frequência de corte do filtro de entrada	Hz
f_n	Frequência parametrizada	
f_r	Frequência da rede	Hz
f_S	Frequência de comutação do estágio <i>PFC</i>	Hz
$G(s)$	Função de transferência do filtro de entrada	
i_{CB}	Corrente do capacitor de barramento	A
i_D	Corrente dos diodos da ponte retificadora	A
i_{DB}	Corrente do diodo boost	A
i_{in}	Corrente de entrada	A

i_L	Corrente da lâmpada	A
i_{Lb}	Corrente do indutor boost	A
i_{Lo}	Corrente do indutor auxiliar	A
i_{Lr}	Corrente do indutor ressonante	A
i_{vb}	Corrente do barramento CC	A
i_{RB}	Corrente de carga do estágio PFC	A
i_{SB}	Corrente do interruptor boost	A
I_{in}	Corrente de entrada eficaz	A
I_S	Corrente do interruptor	A
j	Número complexo	
L_f	Indutor do filtro de entrada	H
L_r	Indutor ressonante	H
n	Relação de transformação	
n_c	Relação entre os capacitores do filtro	
P_{in}	Potência de entrada	W
P_L	Potência da lâmpada	W
P_O	Potência da saída estágio PFC	W
R_{eq}	Resistência equivalente do reator	Ω
R_L	Resistência equivalente da lâmpada	Ω
k	Ordem da componente harmônica	
Q_C	Carga armazenada nas capacitâncias de saída dos interruptores	C
Q_e	Carga extraída pela corrente $i_{Lo} + i_{Lr}$ no intervalo T_d	C
T	Período	s
T_d	Tempo para a descarga das capacitâncias de saída dos interruptores	s
T_i	Tempo entre o comando para o bloqueio de S_l e o instante em que a corrente $i_{Lo} + i_{Lr}$ muda de sentido	s
t	Tempo	s
t_m	Tempo morto entre os sinais de comandos	s
T_S	Período de comutação	s
V_b	Tensão do barramento CC	V
V_{AB}	Tensão aplicada na entrada do filtro série ressonante	V
V_{AB1}	Valor da componente fundamental da tensão V_{AB}	V
V_{AB1pk}	Valor de pico da componente fundamental da tensão V_{AB}	V
V_{Ceq}	Tensão sobre o capacitor equivalente	V

V_{Cp}	Tensão do capacitor paralelo	V
V_{DS}	Tensão sobre o interruptor	V
V_{gS}	Tensão no gate do interruptor	V
V_{in}	Tensão eficaz da rede	V
V_L	Tensão eficaz da lâmpada	V
V_{out}	Tensão de saída eficaz do filtro de entrada	V
V_s	Tensão no interruptor	V
Z_0	Impedância característica do filtro ressonante	Ω
Z_p	Impedância paralela do filtro ressonante	Ω
Z_s	Impedância série do filtro ressonante	Ω
Z_t	Impedância total do filtro ressonante	Ω

2. Símbolos usados para referenciar elementos em diagramas de circuitos

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
C	Capacitor
D	Diodo
D_Z	Diodo zener
E	Fonte de tensão
G	Fonte de Corrente
L	Indutor
$Lamp$	Lâmpada Fluorescente
M	Mosfet
Q	Transistor bipolar de sinal
R	Resistor
S	Interruptor comandável
T	Transformador
U	Circuito Integrado
V	Fonte de Tensão

3. Acrônimos e abreviaturas

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
A/D	Conversor Analógico para Digital
BACnet	“Build Automation and Control Network”
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CI	Circuito Integrado
CMOS	“Complementary Metal-Oxide-Semiconductor”
DALI	“Digital Addressable Lighting Interface”
DBI	“Digital Ballast Interface”
EMI	“Electromagnetic Interference”
FC	Fator de Crista
FP	Fator de Potência
IBECS	“Integrated Building Equipment Communications System”
IEC	“International Electrotechnical Commission”
IGBT	“Insulated Gate Bipolar Transistors”
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
INMETRO	Instituto Nacional de Metrologia, Normalização e Qualidade Industrial
IP	“Internet Protocol Address”
MOSFET	“Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor”
PFC	“Power Factor Correction” Correção do Fator de Potência
PLC	“Power Line Communication”
PWM	“Pulse width modulation” Modulação por Largura de Pulso
RF	Rádio Frequência
RFI	“Radio Frequency Interference”
SI	Sistema Internacional
TC	Transformador de Corrente
THD	“Total Harmonic Distortion” Distorção Harmônica Total
TTL	“Transistor Transistor Logic”
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
ZCS	“Zero Current Switching”
ZVS	“Zero Voltage Switching”

4. Símbolos de unidades de grandezas físicas

<i>Símbolo</i>	<i>Nome da Unidade</i>
Ω	Ohm
$^{\circ}\text{C}$	Grau Celsius
o	Grau trigonométrico
A	Ampère
F	Farad
h	Hora
H	Henry
H/m	Henry por metro
Hz	Hertz
rad/s	Radianos por segundo
s	segundo
V	Volt
W	Watt

INTRODUÇÃO GERAL

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

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

No campo de projetos de reatores eletrônicos, mais precisamente na área de eletrônica de potência, existem grandes desafios, entre eles pode-se citar o desenvolvimento de estruturas de elevada eficiência que conciliem baixo custo com o atendimento às especificações das normas de regulamentação do setor de iluminação.

Diante desse cenário, esse trabalho tem como objetivo principal o desenvolvimento de reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes com controle da intensidade luminosa, que apresente para a rede elétrica um elevado fator de potência e uma baixa distorção harmônica na corrente, incorporando um sistema supervisor interno com a possibilidade de comunicação com um sistema de gerenciamento remoto.

No capítulo 1 serão apresentados os conceitos fundamentais da área de projetos de reatores eletrônicos, desde aspectos construtivos e parâmetros que influenciam no desempenho das lâmpadas até questões ligadas as normas de regulamentação. Também serão apresentados os métodos de controle de intensidade luminosa e os modelos de simulação para as lâmpadas fluorescentes, incorporando o efeito da dimerização, encontrados na literatura.

A análise do conjunto formado pelo estágio inversor e filtro ressonante é o tema de estudo da etapa seguinte. São estudadas as etapas de operação do reator eletrônico, assim como a análise do processo de pré-aquecimento e ignição da lâmpada fluorescente. Em seguida, efetua-se a apresentação e validação do modelo de simulação adotado através de

dados de simulação e resultados experimentais. Por fim, desenvolve-se a análise das técnicas de dimerização com o intuito de se obter uma metodologia de projeto para reatores eletrônicos dimerizáveis.

No capítulo seguinte é realizado o estudo do estágio de correção de fator de potência para os reatores eletrônicos propostos. O conversor boost operando no modo de condução crítica será utilizado como pré-regulador. Também são discutidas as principais características do protocolo de comunicação *DALI* que surge como uma alternativa para a gerência de equipamentos para iluminação. Finalizando o capítulo, são apresentados os circuitos auxiliares, contemplando o circuito de comando dos interruptores do estágio inversor, o microcontrolador responsável pela supervisão e controle do reator eletrônico, a fonte de alimentação dos estágios do reator e o esquema de proteção implementado através de um sensor de corrente.

No capítulo 4, inicialmente é tratado sobre o projeto dos elementos dos estágios que são comuns aos reatores eletrônicos dimerizáveis implementados. Na seqüência são analisados individualmente os resultados obtidos para cada técnica de dimerização abordada. A metodologia de projeto para os elementos do filtro ressonante é apresentada, assim como os resultados de simulação. Finalizando o estudo, os resultados experimentais obtidos são comparados com os resultados analíticos e de simulação com a finalidade de comprovar as análises apresentadas.

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

1 – CARACTERÍSTICAS DOS SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO COM LÂMPADAS FLUORESCENTES

1.1 Introdução.

Esse capítulo tem como objetivo inicial apresentar alguns detalhes construtivos e de funcionamento das lâmpadas fluorescentes tubulares. Em seguida, serão analisadas as técnicas de dimerização mais difundidas na literatura e os métodos de gerência dos sistemas de iluminação adotados pelas principais empresas do setor.

Para finalizar o estudo, são apresentadas algumas estratégias de correção de fator de potência e alguns dos modelos adotados para a simulação do comportamento das lâmpadas fluorescentes operando em diferentes níveis de iluminação.

1.2 Princípio de Funcionamento e Conceitos Básicos.

As lâmpadas fluorescentes são as principais lâmpadas de descarga de baixa pressão. Elas são constituídas por um bulbo tubular, com a parede interna revestida por um material fluorescente, e que contém vapor de mercúrio, com uma pequena quantidade de gás inerte que facilita a ignição. Os terminais de cada extremidade da lâmpada são conectados a um eletrodo tratado (geralmente um filamento de tungstênio espiralado) recobertos com material emissivo de elétrons. A estrutura da lâmpada está representada na Fig. 1-1.

Durante o processo de operação da lâmpada, a corrente elétrica que circula nos filamentos causa o seu aquecimento e a liberação de elétrons. Esses elétrons se movimentam de um eletrodo para outro formando o arco ou descarga elétrica no vapor de mercúrio. As contínuas colisões entre os elétrons da descarga e os átomos de mercúrio podem retirar um elétron de sua camada periférica ou deslocá-los de sua camada de valência, devido à absorção de energia provenientes das colisões. Parte dos elétrons

deslocados retorna instantaneamente às suas camadas originais liberando a energia que absorveram, principalmente na forma de radiação ultravioleta.

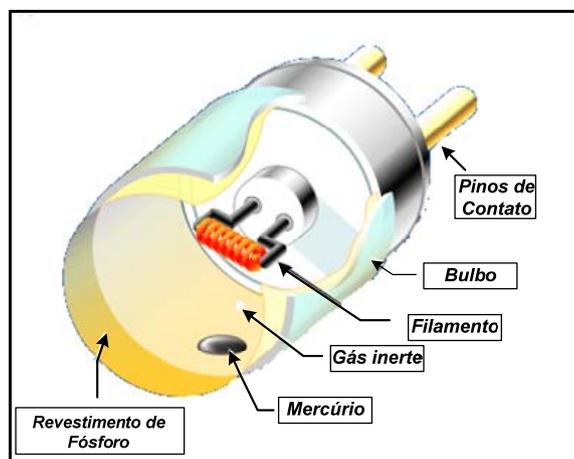


Fig. 1-1 – Componentes da lâmpada fluorescente tubular.

A radiação ultravioleta originada nesse processo é convertida em luz visível pela propriedade física característica do material contido nas paredes internas do tubo. Já o elétron retirado de sua camada periférica se desloca, juntamente com o elétron do eletrodo, para o eletrodo oposto. Esse fenômeno não produz energia radiante, porém é responsável pelo plasma (gás condutor) que mantém a corrente elétrica no interior do bulbo.

O processo de ignição da lâmpada é iniciado quando a diferença de potencial entre os eletrodos atingir um valor crítico. Esse valor pode ser reduzido pelo aquecimento dos gases através da corrente que circula nos filamentos, o que não compromete a durabilidade da lâmpada. Também é possível iniciar a ignição aplicando uma tensão bastante elevada nos terminais da lâmpada.

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

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

O formato da corrente fornecida à lâmpada influencia no seu tempo de vida útil. Por exemplo, correntes apresentando componente contínua ou com elevado conteúdo harmônico não são indicadas, pois provocam desgastes nos materiais que compõem seus filamentos e são responsáveis por outros fenômenos não desejáveis no interior do tubo [1]. Por outro lado, a imposição de uma corrente senoidal pura maximiza a durabilidade da lâmpada, pois evita a formação de uma camada de depleção junto aos seus eletrodos. As normas que regulamentam a utilização dos reatores impõem uma restrição relacionada com a qualidade da corrente, chamada de fator de crista (*FC*). Esse fator é obtido pela relação entre o valor de pico da corrente pelo seu valor eficaz medido levando em conta a frequência fundamental e deve ser considerado na realização do projeto.

1.3 Reatores Eletrônicos Para Lâmpadas Fluorescentes.

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

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 [2]. A Fig. 1-2 ilustra o diagrama de blocos de um típico reator eletrônico com alto fator de potência.

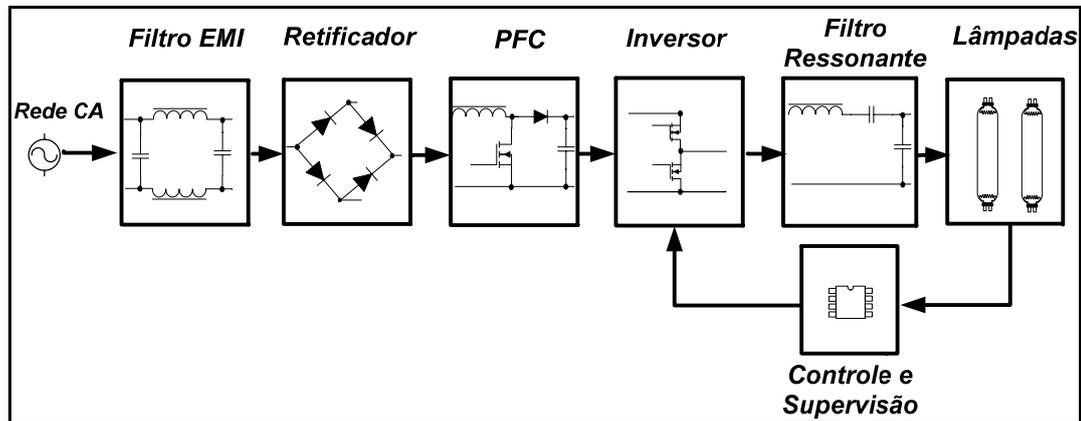


Fig. 1-2 – Diagrama de blocos de um reator eletrônico com alto fator de potência.

Em relação aos estágios inversores empregados nos reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes, o inversor ressonante Meia-Ponte merece destaque por ser o conversor adotado no desenvolvimento deste trabalho e também por ser o mais difundido no setor industrial, devido a sua robustez, simplicidade, por apresentar a condição de comutação suave do tipo *ZVS* nos interruptores e principalmente pelo baixo custo. A Fig. 1-3 representa o diagrama simplificado do conversor.

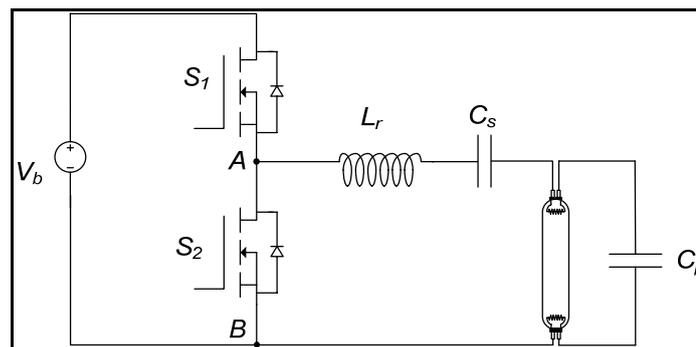


Fig. 1-3 – Inversor ressonante meia-ponte *ZVS*.

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

componentes de alta frequência para melhor compreensão das características do filtro ressonante.

O circuito ressonante do tipo *LCC* que compõe a carga do inversor é formado por um indutor ressonante (L_r), capacitor série de bloqueio (C_s) e capacitor paralelo (C_p). A escolha da configuração do filtro se deve a sua capacidade de proporcionar adequadamente os níveis de tensão e de corrente a serem processados na lâmpada no decorrer de suas etapas de operação, inclusive nas condições de variação do nível de luminosidade.

1.4 Métodos de Controle de Luminosidade em Reatores Eletrônicos.

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

No projeto de reatores eletrônicos com capacidade de dimerização deve ser considerado que a variação do fluxo luminoso é praticamente proporcional à potência processada pela lâmpada. Outro aspecto importante em relação ao projeto é que a variação da luminosidade de uma lâmpada fluorescente em uma ampla faixa de potência é uma tarefa difícil, visto que abaixo de 30% de sua potência nominal podem ocorrer problemas de estabilidade [4].

Na literatura os principais métodos de controle da luminosidade são obtidos empregando as seguintes técnicas:

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

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

- requisitos estipulados pela norma que regulamenta o setor (*EMI*, *FP* e *FC*);
- rendimento global da estrutura;
- complexidade e custos da implementação da estrutura em escala industrial.

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

Em [5] são apresentadas as etapas de operação, o equacionamento e o dimensionamento de um reator eletrônico dimerizável com estágio *PFC charge-pump* tipo fonte de tensão utilizando essa técnica. O problema com o fator de crista desta estrutura é contornado com o acréscimo de uma malha de controle que compensa a razão cíclica de acordo com a qualidade da corrente fornecida à lâmpada. Os problemas de comutação deste método são evitados limitando a potência fornecida para a lâmpada.

Outro método de dimerização apresentado em [6] e [7] consiste na variação da frequência natural do filtro *LCC* através da alteração do parâmetro capacitivo do circuito. Nesta estrutura, representada na Fig. 1-4, a frequência de comutação do inversor é mantida constante e o ângulo de condução de S_3 (θ_{S3}) determina o valor da capacitância equivalente do circuito. Desta forma as características do filtro ressonante são alteradas e a corrente e a tensão processadas pela lâmpada são modificadas atuando, conseqüentemente, no nível de potência transferida à lâmpada.

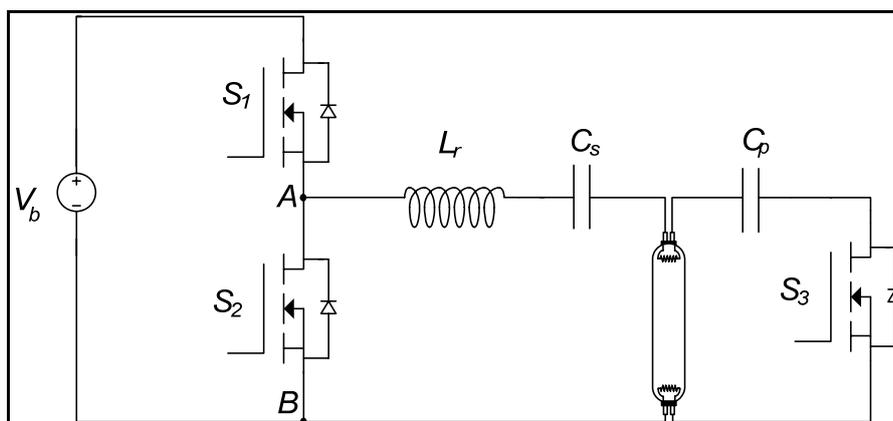


Fig. 1-4 – Reator eletrônico dimerizável com capacitor comutado.

A operação do inversor com frequência fixa pode ser considerada como uma vantagem dessa técnica, já que o projeto dos elementos magnéticos será otimizado juntamente com o projeto de supressão de interferência eletromagnética. Entretanto, a modulação de ϕ_{S3} em função da potência da lâmpada exige uma malha de controle complexa, resultando num projeto com custo elevado.

Em outras topologias, o estágio pré-regulador, além de corrigir o fator de potência da estrutura pode, através de uma malha de controle adequada, propiciar uma tensão de barramento *CC* regulável. Assim, o reator eletrônico pode executar a operação de dimerização, sem a necessidade de um circuito de controle extra no estágio inversor, pois este passa a operar com frequência fixa [8].

O reator eletrônico utilizando um conversor *sepic* no controle da tensão do barramento *CC* e como estágio *PFC* é apresentado em [9]. O conversor opera no modo de condução descontínua, simplificando a malha de controle, e a tensão máxima do barramento *CC* é baixa, ocasionando a redução de custos com a utilização de interruptores e capacitores de menor tensão. A condição *ZVS* dos interruptores é mantida para uma variação de 5% a 100% do nível de iluminação. Como a frequência do inversor é fixa, o projeto do tanque ressonante pode ser otimizado de acordo com o modelo de lâmpada utilizado.

Outra proposta para a dimerização de reatores eletrônicos através do controle da tensão do barramento *CC* consiste na concepção de conversores de estágio único [10] e [11], onde um interruptor é compartilhado entre o estágio *PFC* e o estágio inversor. Em

aplicações onde o reator necessita operar em toda a faixa universal de tensão de alimentação ($90V_{ef}$ a $240V_{ef}$) ou em grande faixa de variação de luminosidade, o método torna-se mais complexo e com custo elevado.

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

Algumas variações topológicas e de estratégia de controle são propostas para melhorar o desempenho do circuito ou simplesmente para incorporar ao reator outras funções, como por exemplo, estágio de pré-aquecimento e circuitos de proteção [12-14]. Destaca-se ainda a disponibilidade no mercado de circuitos integrados dedicados que operam em malha fechada. Estes componentes, além da função de comandar os interruptores do inversor, apresentam recursos de controle sofisticados como pré-aquecimento programável, controle de luminosidade através do sensoriamento da defasagem de corrente e proteção de sobre-corrente e falha de ignição [15] e [16].

O reator eletrônico que opera no modo auto-oscilante, representado na Fig. 1-5, também pode controlar a intensidade luminosa de lâmpadas fluorescentes [17] e [18]. O funcionamento desses reatores baseia-se na realimentação da corrente ressonante proveniente do filtro *LCC*, por meio de um transformador de corrente (*TC*). Os enrolamentos secundários do *TC* são conectados de forma complementar aos *gates* de S_1 e S_2 , o que, além de permitir simplicidade, garante ainda que não seja necessário o uso de fontes auxiliares de alimentação nem de circuito integrado dedicado para o comando dos interruptores.

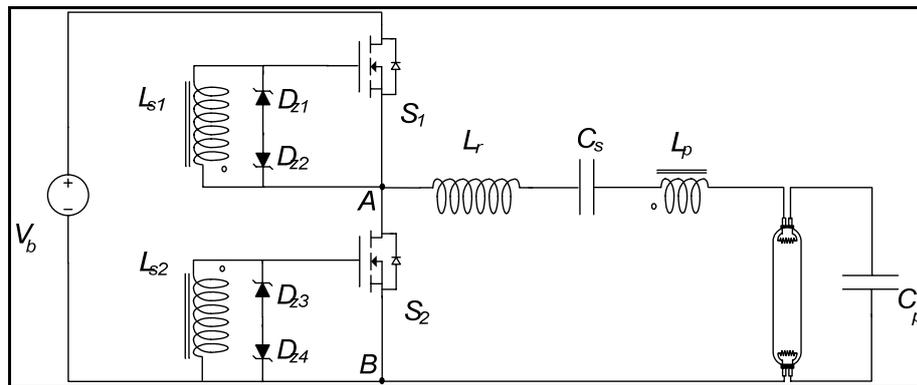


Fig. 1-5 – Reator eletrônico auto-oscilante.

Alterações no circuito de comando permitem controlar a potência da lâmpada sem comprometer as características do reator que são sua simplicidade, confiabilidade e baixo custo. Entretanto, na nova concepção de projetos em reatores eletrônicos dimerizáveis onde diversas funcionalidades estão incorporadas no próprio reator, faz-se necessário o uso de um microcontrolador ou de um circuito integrado dedicado. Geralmente, esses componentes têm a capacidade de prover o comando dos interruptores, além de proporcionar outros recursos bastante sofisticados, como por exemplo, as proteções, o pré-aquecimento programável e um protocolo de comunicação. Em função da superioridade dessa nova concepção de projeto, os reatores eletrônicos auto-oscilantes não serão explorados nesse trabalho.

1.5 Modelo de Simulação da Lâmpada Fluorescente Operando em Alta Freqüência.

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

Na literatura são propostos diferentes modelos para as lâmpadas fluorescentes. Esses modelos são obtidos através de sessões de medição de tensão e de corrente e geralmente são classificados em dois grupos: modelos estáticos e modelos dinâmicos.

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

No processo de controle de luminosidade em alta frequência, a característica V_L-I_L da lâmpada se altera. Desta maneira, o modelo da lâmpada necessita ser admitido como uma resistência variável, que é função da potência processada pela lâmpada. Com os valores eficazes das medições das grandezas processadas pela lâmpada é possível, através de métodos de regressão matemática, obter a curva que representa o valor da resistência variável [19-21].

Diferente dos modelos estáticos, a abordagem por modelos dinâmicos levam em consideração as variações da tensão e da corrente processadas na lâmpada [22] e [23]. Desta forma, torna-se possível analisar o comportamento da estrutura em diferentes situações, permitindo a análise de instabilidade de operação e na possibilidade de extinção do arco na operação em baixa potência.

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

Em relação aos modelos existem duas considerações importantes:

- as abordagens são aceitáveis para compreensão do comportamento da lâmpada em regime permanente. Porém, nenhum dos métodos contempla os efeitos do transitório de partida;

- a temperatura ambiente influencia fortemente as curvas de $V_L \times I_L$, de acordo com a frequência de operação. Um modelo que incorpora os efeitos da temperatura é apresentado em [24];

1.6 Tecnologias de Gerenciamento dos Sistemas de Iluminação.

Nos últimos anos, houve um avanço na utilização de sistemas mais eficientes na iluminação, motivado pelo aumento do custo de energia elétrica. Na busca por sistemas com maior flexibilidade e funcionalidade, novas ferramentas e conceitos são difundidos, entre eles o denominado “*gerenciamento inteligente da iluminação*”. Um sistema de gerência típico é constituído, basicamente, por três elementos: um controlador com o programa de controle e gerenciamento das atividades, seguindo um protocolo específico de comunicação, o meio físico (condutores, *RF*, fibra óptica) e dispositivos remotos (reatores eletrônicos, sensores).

O desenvolvimento de arquiteturas destinadas ao controle e gerência de sistemas de iluminação também foi motivado pela evolução das redes de comunicação e pela disseminação do uso de microcontroladores de baixo custo. Através de uma interface de comunicação apropriada é possível controlar o acionamento individual ou coletivo das lâmpadas, o nível de luminosidade das mesmas, a programação de horários de acionamento e desligamento e a configuração do sistema em horários de pico de demanda.

Pesquisas mostram que um simples controle com sensor de presença é efetivo na redução de consumo de energia, mas estratégias de controle avançadas apresentam um potencial ainda maior em relação à redução de consumo, além de oferecer uma série de vantagens como, por exemplo, o conforto visual, que proporciona um ambiente visualmente mais interessante e produtivo aos ocupantes do espaço [25].

Durante os últimos 18 anos, a indústria do setor de iluminação desenvolveu componentes analógicos especializados em aplicações de controle. Atualmente, a interface analógica para reatores eletrônicos mais utilizada para o controle de luminosidade é a *I-10V*®. A interface *I-10V*® foi inicialmente desenvolvida para o controle de luminosidade das salas de teatros e cinemas, mas no início da década de 90 ela foi lançada e incorporada

aos reatores, permitindo desta forma, o controle do nível de luminosidade de lâmpadas fluorescentes.

A grande vantagem desta técnica é o baixo custo e a simplicidade do sistema resultante. Entretanto, a relação entre o nível de luminosidade e a tensão de controle não é definida em norma, conseqüentemente para um mesmo nível de tensão de controle aplicado em reatores de diferentes fabricantes, o nível de luminosidade não é garantido como sendo o mesmo. Esse inconveniente associado aos problemas com compatibilidade eletromagnética e a impossibilidade de controle do nível de luminosidade individual podem inviabilizar um projeto empregando este método.

Uma alternativa utilizando a própria rede elétrica como meio físico para o enlace de dados é a tecnologia *Power Line Communication (PLC)*. Através desta interface de comunicação é possível programar ou coletar informações individuais ou coletivas dos reatores pertencentes ao sistema. Apesar de a tecnologia *PLC* ser difundida e dominada pelas empresas do setor de energia elétrica, ela não obteve o mesmo êxito no setor de iluminação. O protocolo *X-10* utilizado na automação predial que usa o sinal *PLC* é suportado por alguns equipamentos de iluminação, embora os fabricantes de reatores não o tenham incorporado diretamente no projeto do reator.

A tecnologia *PLC* apresenta como vantagem a variedade de recursos disponíveis e a elevada velocidade de *comunicação*, além de não ser necessária a instalação de um cabeamento adicional. Atualmente o emprego desta tecnologia é inviável como método de controle em sistemas de iluminação devido aos custos dos componentes do sistema, a complexidade do protocolo empregado e aos problemas relacionados com a compatibilidade eletromagnética.

O sistema *1-Wire™* tem se mostrado promissor em aplicações de controle e gerência da iluminação devido à diversidade de dispositivos compatíveis com o protocolo, tais como memórias, sensores e conversores *A/D*. O protocolo *1-Wire™* foi desenvolvido pela *Dallas Semiconductor* para permitir a construção de dispositivos periféricos para microcontroladores com um uso mínimo de recursos tanto de *software* como de *hardware*.

O protocolo de comunicação do sistema é do tipo síncrono, bidirecional e utiliza níveis lógicos convencionais *CMOS/TTL*, no qual o nível lógico 0 (zero) é representado

por uma tensão máxima de 0,8V e o nível lógico 1 (um) por uma tensão mínima de 2,2V. Por definição, o sistema 1-Wire™ possui apenas um condutor no qual são conectados todos os dispositivos da série, já que o condutor de referência ou aterramento não é considerado. O fornecimento de energia para o sistema pode ser derivado do condutor de transmissão de dados ou através de uma alimentação externa de 5V, sendo assim necessários três condutores.

A primeira versão do protocolo 1-Wire™ apresenta problemas quanto aos limites do comprimento dos cabos e ao número de equipamentos conectados no barramento de comunicação, além do protocolo ser susceptível aos efeitos da *EMI* originados em outros equipamentos. Uma nova versão mais robusta e de baixo custo está sendo desenvolvida, corrigindo os problemas mencionados anteriormente e ainda mantendo a simplicidade da versão original.

O sistema 1-Wire™ também se destaca por ser uma das tecnologias utilizadas pela arquitetura *IBECS* (*Integrated Building Equipment Communications System*). *IBECS* pode ser compreendido como um sistema prático de gestão de redes que aproveita a infraestrutura existente para controlar os componentes de iluminação e outros equipamentos pela internet.

A viabilidade técnica e econômica da arquitetura *IBECS* se deve ao desenvolvimento de novas tecnologias de baixo custo que proporcionaram aos microcontroladores desempenhar todas as funcionalidades de uma rede de pequeno porte como: endereço *IP* único, controle e gerência do protocolo de comunicação.

Nesse mesmo contexto, as tecnologias *LonWorks* e *BACnet* (*Build Automation and Control Network*) começam a ser utilizadas como alternativas de controle de sistemas de iluminação [26]. Destacam-se pela flexibilidade e por ter o protocolo de comunicação aberto, permitindo o compartilhamento de dados e a interoperabilidade entre equipamentos de fabricantes diferentes. Outro aspecto importante é que os protocolos estão adaptados, inclusive, para soluções utilizando a rede elétrica ou rádio frequência como meio físico. A tecnologia *BACnet* foi desenvolvida para o controle da automação predial e se caracteriza pela capacidade de trabalhar com diversas arquiteturas de rede.

Já a plataforma *LonWorks* foi desenvolvida pela empresa *Echelon Corporation*, apresentando como principal característica do sistema a presença de um controlador dedicado (*Neuron*) responsável pelo protocolo de comunicação e por outras funções de controle que podem ser incorporadas diretamente aos circuitos dos equipamentos, inclusive em reatores eletrônicos [27]. Essas características relevantes projetam estas tecnologias como uma tendência futura para sistemas de controle em iluminação.

Outras duas interfaces de controle digital que são diretamente incorporadas aos reatores eletrônicos são a *SuperDim* desenvolvida pela *Energy Saving* e a tecnologia *DALI* (*Digital Addressable Lighting Interface*) inicialmente concebida pela *Tridonic*, fabricante europeu de equipamentos para iluminação [28]. Apesar dos protocolos serem limitados a aplicações em iluminação, eles apresentam importantes características que os tornaram de fácil aceitação pelos maiores fabricantes do setor. Destaca-se ainda o fato de que o padrão de controle e os procedimentos de testes de reatores com interface *DALI* são regulamentados por norma [41].

Como característica principal cita-se que ambos os protocolos utilizam um enlace de comunicação a dois fios, isolados e com baixa tensão para o transporte dos sinais de controle. O formato da comunicação é serial, similar ao protocolo *RS232*. A velocidade de transmissão de dados é baixa, 2.400 bauds para o *SuperDim* e 1.200 bauds para o *DALI*. Desta forma, os sistemas tornam-se mais robustos, de menor custo e de simples implementação quando comparados a outros sistemas com menor tempo de transmissão.

A evolução natural dos sistemas de monitoramento e controle de iluminação tende ao desenvolvimento de produtos baseados em um padrão aberto global, com alta confiabilidade e flexibilidade, de baixo custo, baixo consumo e conectados sem fio a rede.

As tecnologias *wireless* começam a se impor nesse mercado devido a tais características, principalmente pela redução dos custos de instalação e pela flexibilidade anexada aos sistemas [29]. Uma das tendências é a utilização de sistemas não vinculados a tecnologias proprietárias, como por exemplo, a arquitetura *ZigBee*.

1.7 Estágio de Correção de Fator de Potência para Reatores Eletrônicos.

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 [3].

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

Na operação de dimerização, nem todas as configurações do filtro *valley-fill* e *charge-pump* atendem a norma quanto à distorção harmônica da corrente de entrada. Além disso, podem apresentar problemas em relação ao fator de crista da corrente da lâmpada, devido principalmente a variação da tensão do barramento *CC*, decorrente da característica de operação das topologias. Para resolver tais inconvenientes, diferentes propostas têm sido desenvolvidas [5, 30-32]. Entre as soluções apresentadas destacam-se as alterações na topologia original do filtro e a concepção de novas estratégias de controle do estágio inversor, as quais comprometem a característica de simplicidade e baixo custo das topologias.

A correção ativa propicia uma tensão de barramento *CC* praticamente constante para toda a faixa de potência processada pela lâmpada. Este fato minimiza o problema de *FC* presente na técnica de correção passiva. O uso do reator com duplo estágio é bastante

difundido [12, 36 e 37], pois além de excelentes resultados, é possível reduzir os elementos reativos necessários ao estágio retificador, em termos de volume, peso e custo decorrentes do uso de frequências mais elevadas.

Outra proposta para correção ativa de fator de potência em reatores eletrônicos dimerizáveis é baseada em conversores de estágio único [10, 11 e 38 - 40]. 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.

1.8 Conclusão.

O conteúdo exposto neste primeiro capítulo teve como objetivo mostrar as características dos sistemas de iluminação fluorescente. Foram apresentados o princípio de funcionamento e as estruturas básicas que compõem fisicamente a lâmpada fluorescente, os problemas na operação com reatores eletromagnéticos e as vantagens e desvantagens do emprego dos reatores eletrônicos.

O inversor meia ponte ressonante foi apresentado como a estrutura que será utilizada na etapa de potência dos reatores a serem implementados. Apresentou-se ainda uma revisão dos métodos de dimerização e das estratégias de correção de fator de potência encontrados na literatura aplicados aos reatores eletrônicos. Por fim, foram explorados os modelos adotados para as lâmpadas fluorescentes em conjunto com as tecnologias do gerenciamento em sistemas de iluminação aplicadas no setor comercial e industrial.

2 – ANÁLISES DO ESTÁGIO INVERSOR E DO FILTRO RESSONANTE

2.1 *Introdução.*

Nesse capítulo serão apresentadas as etapas de operação do reator eletrônico, assim como o estudo do processo de pré-aquecimento e ignição da lâmpada fluorescente. Em seguida, efetua-se a apresentação e validação do modelo de simulação adotado através de dados de simulação e resultados experimentais. Por fim, desenvolve-se a análise das técnicas de dimerização com o intuito de se obter uma metodologia de projeto para reatores eletrônicos dimerizáveis.

Cabe salientar que, independente da técnica aplicada no processo de dimerização, tanto o modelo da lâmpada fluorescente como as etapas de operação e os processos de pré-aquecimento e de ignição serão os mesmos.

2.2 *Simplificações da Estrutura.*

Os reatores eletrônicos que apresentam como estágio de potência o inversor ressonante meia-ponte, representado na Fig. 2-1, são adotados comercialmente devido a sua simplicidade, baixo custo e alta eficiência. O circuito é formado por dois interruptores bidirecionais em corrente (S_1 e S_2) e por um filtro ressonante tipo LCC (L_r , C_s e C_p) alimentado por uma tensão quadrada assimétrica e de elevada frequência, aplicada entre os pontos A e B .

A tensão de barramento V_b pode ser a saída de um conversor $CC-CC$ ou a saída do estágio PFC e na análise das técnicas de dimerização por variação de frequência e razão cíclica, essa tensão será considerada constante.

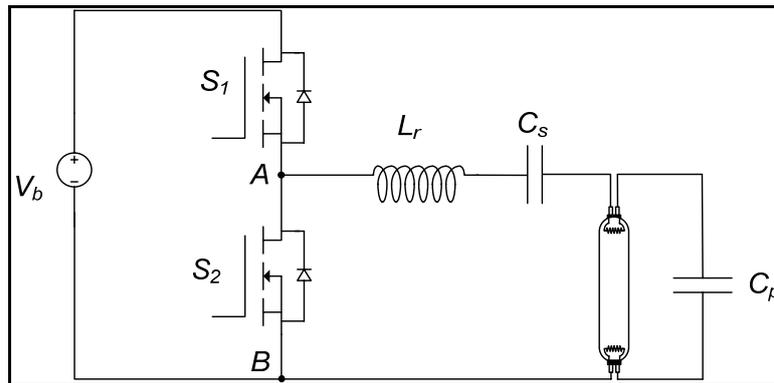


Fig. 2-1 – Inversor ressonante meia-ponte ZVS.

A escolha do filtro *LCC* deve-se a sua capacidade de garantir os níveis de tensão e de corrente adequados aplicados à lâmpada durante as etapas de pré-aquecimento, ignição e regime permanente. Com o emprego dessa topologia é garantida a comutação suave na entrada em condução dos interruptores. O capacitor C_s possibilita a eliminação da componente *CC* de corrente e de tensão na lâmpada.

No desenvolvimento do projeto de reatores eletrônicos dimerizáveis, o princípio de funcionamento e as principais características do estágio inversor em conjunto com o filtro ressonante devem ser analisados para diferentes condições de operação. Com o intuito de simplificar o desenvolvimento da análise, assumem-se as seguintes simplificações:

- a impedância da lâmpada fluorescente operando em frequências superiores a 5kHz pode ser modelada como uma resistência [20]. Porém, no processo de dimerização, um modelo adequado deve assegurar com precisão as variações da resistência da lâmpada;
- os interruptores S_1 e S_2 e a fonte de tensão V_b podem ser substituídos por uma fonte de tensão quadrada assimétrica de frequência igual a de comutação do inversor. Devido à característica passa-baixa do filtro *LCC*, é possível assumir, sem comprometer a análise e a precisão, que a fonte de tensão quadrada possa ser substituída por uma fonte de tensão senoidal, cuja amplitude apresente o mesmo valor da amplitude da componente fundamental da fonte de tensão quadrada [43].

2.3 Processo de Ignição e Pré-Aquecimento.

A ignição da lâmpada fluorescente é iniciada quando a diferença de potencial entre os eletrodos atingir um valor crítico, propiciando a ocorrência do arco através da coluna de gás. Esse valor pode ser reduzido com o aquecimento do gás através dos filamentos, mas também é possível iniciar a ignição aplicando uma tensão elevada nos terminais da lâmpada, no caso dos reatores de partida instantânea. Porém, esse método não é recomendado, pois o tempo de vida útil da lâmpada é reduzido consideravelmente. Por isso, esta técnica não será abordada nesse trabalho.

2.3.1 Análise da Etapa de Pré-Aquecimento.

De acordo com [2], um reator que apresenta circuito de aquecimento dos filamentos da lâmpada fluorescente é denominado de reator com partida rápida. Nesses reatores, a etapa de pré-aquecimento pode ser realizada controlando a corrente ou a tensão aplicada nos filamentos e após a lâmpada entrar em funcionamento o aquecimento pode ser mantido, reduzido ou removido. O reator eletrônico apresentado na Fig. 2-1 possui a etapa de pré-aquecimento dos filamentos controlado por corrente.

Nessa topologia, os filamentos estão integrados ao filtro ressonante e a corrente de pré-aquecimento é igual à corrente de C_p . A frequência de operação do inversor, nessa etapa, deve ser superior à frequência natural do filtro ressonante para garantir corrente nos filamentos e tensão adequada sobre a lâmpada. Se a frequência do inversor se aproximar da frequência natural do filtro, a corrente dos filamentos será elevada, comprometendo a durabilidade da lâmpada. A desvantagem desse método de pré-aquecimento é que os filamentos permanecem recebendo energia após a ignição da lâmpada, ocasionando desgaste no material dos eletrodos e redução do rendimento global da estrutura.

O reator eletrônico com pré-aquecimento controlado por tensão, representado na Fig. 2-2 é apresentado em [45]. O circuito é composto pelo filtro LCC com a adição de um circuito de pré-aquecimento formado por C_t e $L_{t,1}$ em conjunto com o interruptor S_3 . O tempo que os filamentos recebem energia do circuito de pré-aquecimento passa a ser determinado pelo tempo de condução de S_3 . Após a ignição da lâmpada, S_3 é bloqueado e

os filamentos deixam de receber energia, diminuindo seu desgaste e o enegrecimento nas paredes internas do tubo próximo aos terminais da lâmpada.

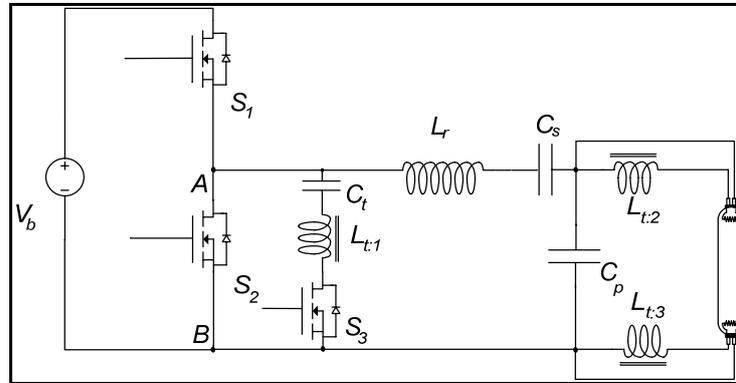


Fig. 2-2 – Circuito de um reator eletrônico com pré-aquecimento por tensão.

Durante o período de pré-aquecimento, S_3 é habilitado a conduzir, a frequência de comutação do inversor é elevada e o transformador $L_{t:1}$, através de enrolamentos auxiliares $L_{t:2}$ e $L_{t:3}$, induz uma tensão que aquece os filamentos da lâmpada. Nesta etapa, devido a elevada frequência de comutação, a tensão imposta à lâmpada pelo filtro LCC não é suficiente para a sua ignição. Após o período de pré-aquecimento, S_3 é bloqueado e a frequência de operação é reduzida para um valor próximo à frequência natural do filtro LCC, fazendo com que a tensão da lâmpada atinja o valor necessário para iniciar o processo de ignição.

O circuito de pré-aquecimento equivalente é apresentado na Fig. 2-3 (a). Para a análise e dimensionamento dos componentes, o circuito pode ser substituído pelo circuito da Fig. 2-3 (b), onde L_{tm} representa a indutância de magnetização do transformador, R'_f as resistências dos filamentos em paralelo, referidas ao lado primário e C_t o capacitor de bloqueio da componente CC.

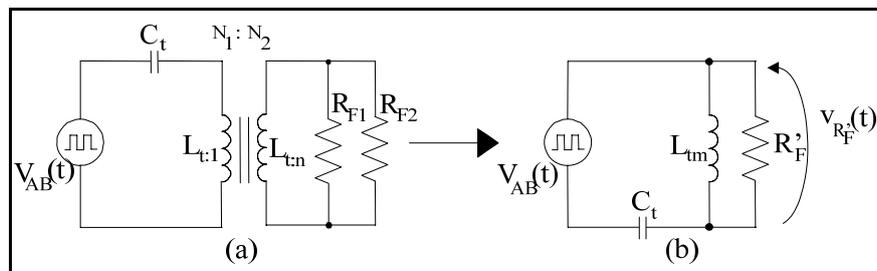


Fig. 2-3 – Circuitos equivalentes da etapa de pré-aquecimento.

A relação de transformação N_1/N_2 e o valor do capacitor C_t definem o nível e a ondulação de tensão aplicada aos filamentos da lâmpada. Essas variáveis podem ser determinadas através da frequência do inversor na etapa de pré-aquecimento e dos dados da lâmpada obtidos no catálogo do fabricante, onde estão definidos parâmetros como a resistência dos filamentos e a energia necessária para o pré-aquecimento.

2.3.2 Análise da Etapa de Ignição.

Antes do início do processo de ignição, a lâmpada fluorescente pode ser modelada como uma impedância de valor infinito e com resistência de filamento desprezível, fazendo com que os capacitores C_s e C_p possam ser associados e substituídos pela sua capacitância resultante C_{eq} . O circuito do inversor, adotando as simplificações citadas no início do capítulo, passa a ser representado pela Fig. 2-4 [33] e [35].

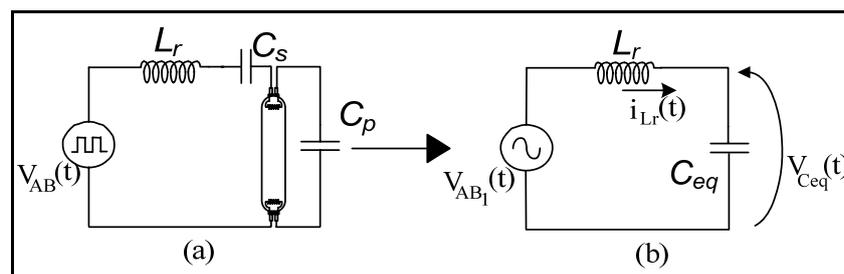


Fig. 2-4 – Circuito equivalente do inversor antes da ignição da lâmpada.

Da Fig. 2-4 (b) define-se a seguinte equação diferencial:

$$V_{AB_1}(t) = L_r C_{eq} \frac{d^2 v_{C_{eq}}(t)}{dt^2} + v_{C_{eq}}(t) \quad (2.1)$$

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

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

f_{AB} = frequência de comutação do inversor;

V_{AB_1pk} = valor de pico da componente fundamental da tensão aplicada entre os pontos A e B da Fig. 2-2.

A solução de (2.1) depende da relação entre a frequência ω_{AB} e a frequência de ressonância do par $L_r C_{eq}$, dada por (2.2).

$$\omega_{eq} = \frac{1}{\sqrt{L_r C_{eq}}} \quad (2.2)$$

Se as frequências ω_{AB} e ω_{eq} forem iguais, a corrente $i_{L_r}(t)$ e a tensão $V_{C_p}(t)$ decorrentes da solução de (2.1) são expressas como:

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_{ABpk}}{2} C_{eq} \omega_{AB}^2 t \text{sen}(\omega_{AB} t) \quad (2.3)$$

$$v_{C_p}(t) = \frac{V_{ABpk} C_{eq}}{2C_p} [\text{sen}(\omega_{AB} t) - \omega_{AB} t \cos(\omega_{AB} t)] \quad (2.4)$$

Resolvendo (2.1) para frequências ω_{AB} e ω_{eq} distintas, encontram-se as seguintes soluções para $i_{L_r}(t)$ e $V_{C_p}(t)$:

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_{ABpk} C_{eq}}{C_p} \left(\frac{\omega_{AB} C_{eq}^2}{\omega_{eq}^2 - \omega_{AB}^2} \right) [\cos(\omega_{AB} t) - \cos(\omega_{eq} t)] \quad (2.5)$$

$$v_{C_p}(t) = \frac{V_{ABpk} C_{eq}}{C_p} \left(\frac{\omega_{eq}^2}{\omega_{eq}^2 - \omega_{AB}^2} \right) [\text{sen}(\omega_{AB} t) - \frac{\omega_{AB}}{\omega_{eq}} \text{sen}(\omega_{eq} t)] \quad (2.6)$$

O comportamento da tensão sobre a lâmpada no período de ignição, para diferentes relações entre ω_{AB} e ω_{eq} , pode ser verificado através da evolução da tensão sobre C_p ($V_{C_p}(t)$), que está representada na Fig. 2-5.

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

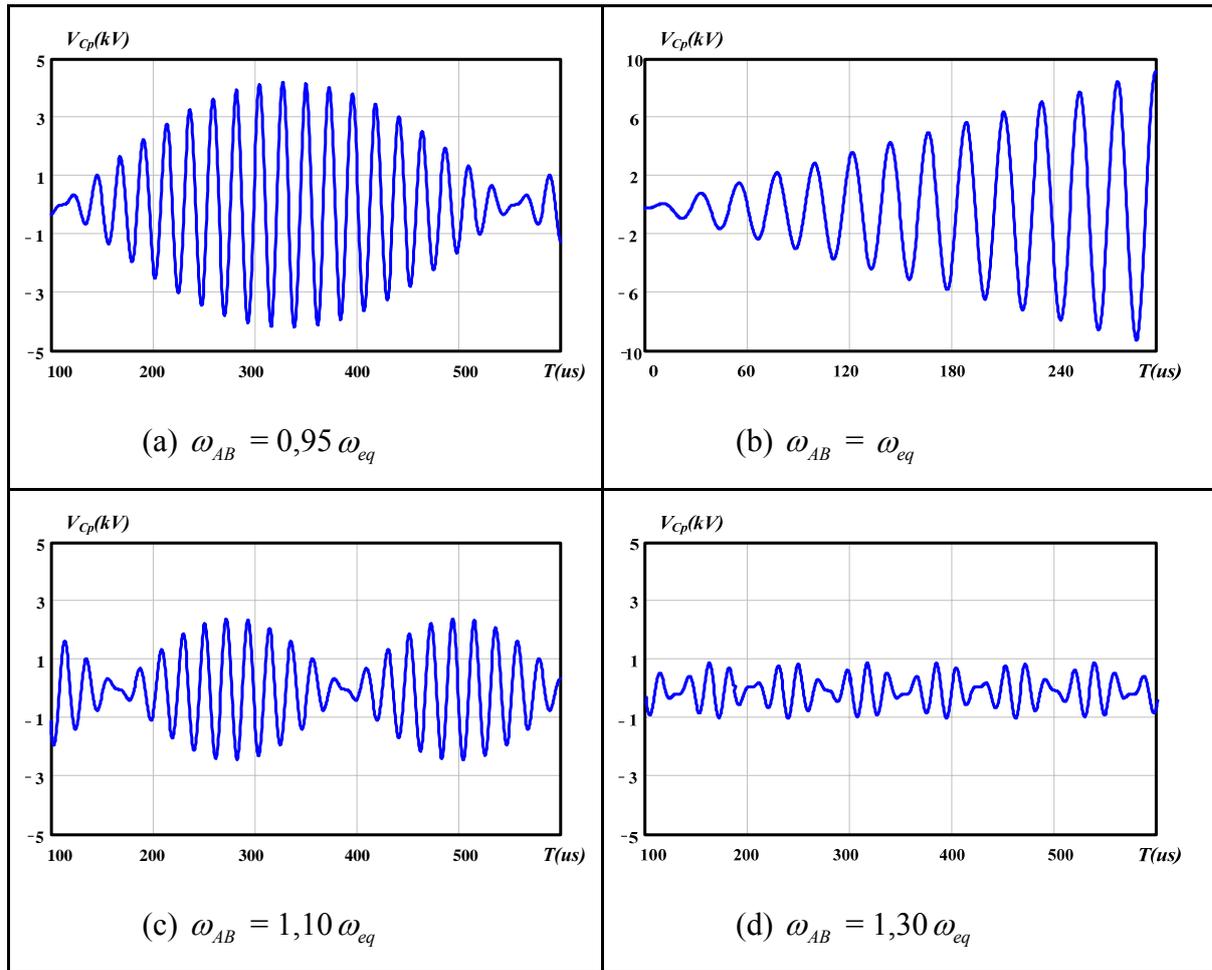


Fig. 2-5 – Tensão $V_{Cp}(t)$ para diferentes relações entre ω_{AB} e ω_{eq} .

Já no caso onde as frequências ω_{AB} e ω_{eq} são distintas, percebe-se uma limitação dos valores de pico da tensão, devido à ocorrência do fenômeno denominado de batimento. Também se verifica que, baseando-se na Fig. 2-5 (d), conforme a diferença entre ω_{AB} e ω_{eq} aumenta, os valores de tensão aplicados sobre a lâmpada diminuem. Desta forma, assegura-se um valor limite que evita possíveis danos aos componentes da estrutura.

O caso representado pela Fig. 2-5 (a) mostra a situação onde a carga apresenta característica capacitiva. Nessa situação, a corrente $i_{Lr}(t)$ está adiantada em relação à tensão $V_{AB}(t)$ e a comutação *ZVS* nos interruptores é perdida. Por essa razão, a relação entre frequências, onde $\omega_{AB} < \omega_{eq}$, não deve ser implementada.

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

2.4 Operação em Regime Permanente.

Durante a descrição das etapas de funcionamento do circuito inversor admite-se que todos os componentes são considerados ideais e que a operação dos interruptores S_1 e S_2 é realizada de forma complementar, com um pequeno tempo morto entre os sinais de comando. As quatro etapas de operação do inversor e as principais formas de onda obtidas para um período de comutação são apresentadas na Fig. 2-6.

Na seqüência serão descritas as etapas de operação do circuito inversor. Nessa análise, a comutação suave do tipo *ZVS* é obtida em consequência da característica indutiva da carga, decorrente da relação entre a frequência de comutação e a frequência de ressonância do filtro.

2.4.1 Primeira Etapa de Operação (t_0 a t_1):

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

2.4.2 Segunda Etapa de Operação (t_1 a t_2):

No instante t_1 , quando a corrente $i_{Lr}(t)$ inverte seu sentido, o interruptor S_1 entra em condução sob tensão nula. O interruptor S_1 conduz a corrente $i_{Lr}(t)$, que evolui de

forma ressonante, até $t = t_2$, quando é comandado a bloquear. Em t_2 , a etapa é finalizada com o comando para o interruptor S_2 entrar em condução.

2.4.3 Terceira Etapa de Operação (t_2 a t_3):

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

2.4.4 Quarta Etapa de Operação (t_3 a t_4):

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

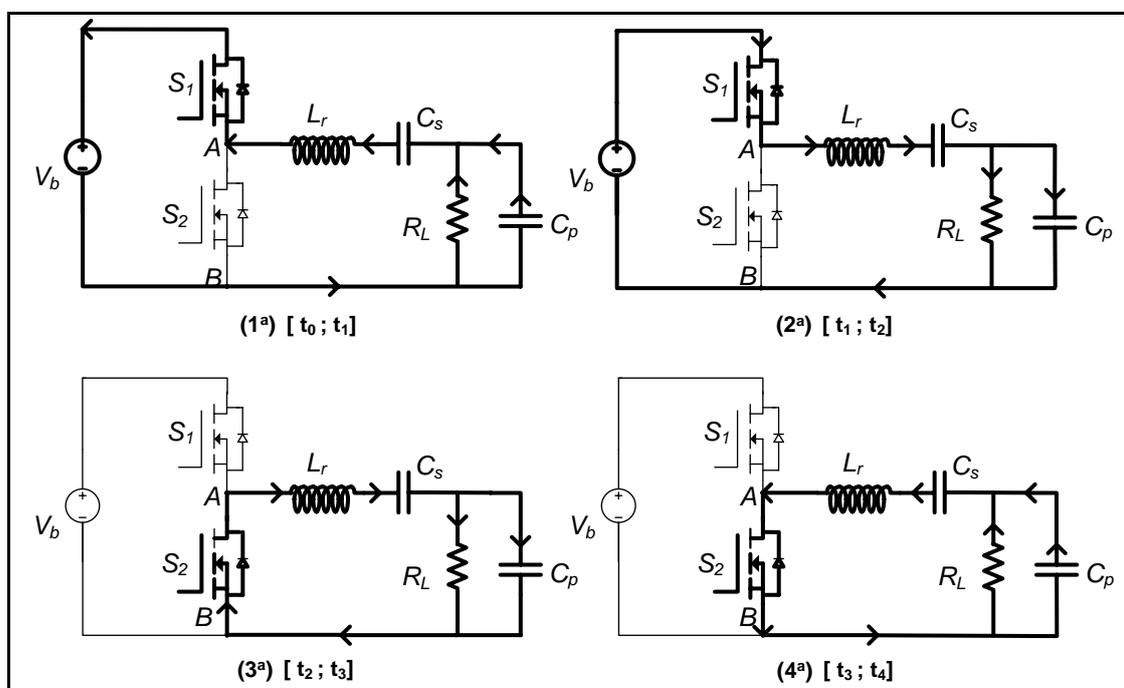


Fig. 2-6 – Etapas de operação para um período de comutação.

2.4.5 Formas de Onda.

Uma representação gráfica das etapas analisadas pode ser obtida, de forma a descrever o comportamento da corrente e da tensão nos principais elementos que compreendem o circuito do conjunto inversor e filtro ressonante. A Fig. 2-7 sintetiza estas etapas de operação em uma única figura, onde cada etapa de operação é representada por um intervalo de tempo descrito no eixo da abscissa. Dentre as formas de onda apresentadas, destaca-se a tensão e a corrente em cada um dos interruptores, comprovando a comutação do tipo *ZVS*. Como consequência, as perdas de comutação na entrada em condução dos interruptores são mínimas, caracterizando uma das vantagens dessa estrutura. Percebe-se ainda que a corrente $i_{L_r}(t)$ apresenta um atraso em relação à tensão V_{ab} , evidenciando o caráter indutivo do conjunto filtro ressonante e lâmpada fluorescente.

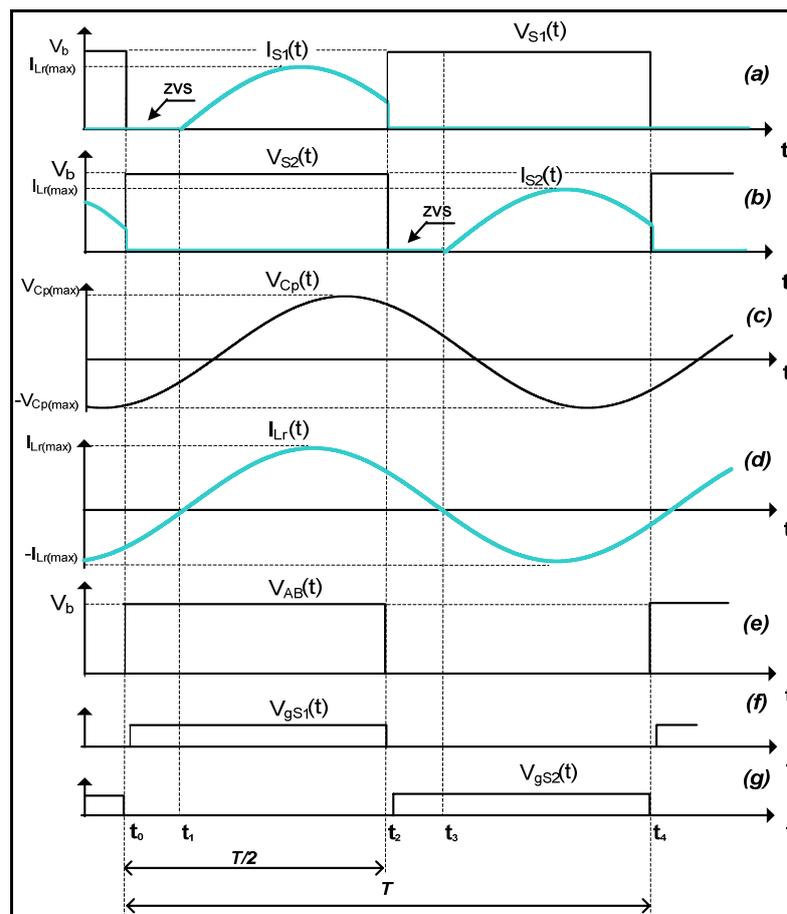


Fig. 2-7 – Principais formas de onda do inversor ressonante Meia-Ponte ZVS.

2.5 Modelo Adotado para a Lâmpada Fluorescente.

O modelo de lâmpada a ser estabelecido baseia-se na aproximação matemática de uma resistência equivalente variável, obtida com os dados experimentais das medidas de corrente e de tensão para cada nível de potência processado na lâmpada. Para a aquisição dos dados experimentais foi implementado o reator eletrônico apresentado na Fig. 2-8. Como o objetivo do protótipo restringe-se na aquisição de dados de corrente e de tensão da lâmpada e também devido a semelhança de operação com a topologia apresentada anteriormente, não serão apresentadas a análise das etapas de operação e principais forma de onda desse conversor.

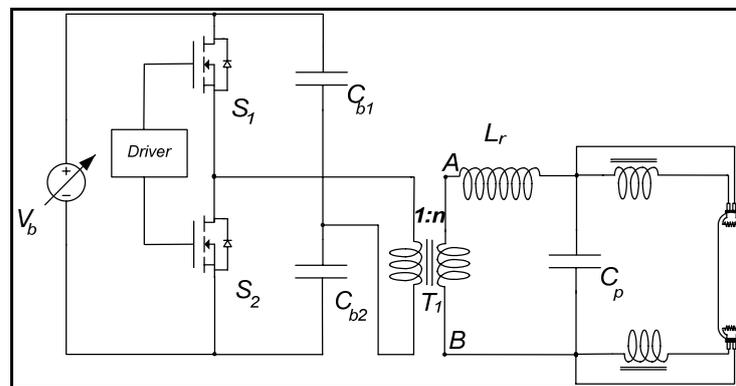


Fig. 2-8 – Reator eletrônico implementado.

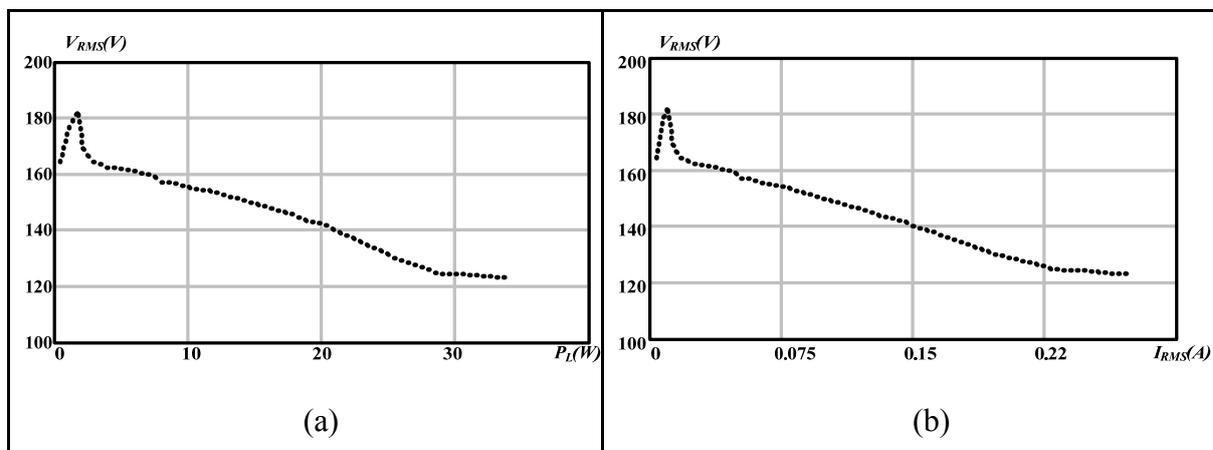
Como o inversor opera com frequência e razão cíclica fixas ($f_{AB} = 70\text{kHz}$, $D = 0.5$), o controle do nível de potência é realizado através da variação da tensão de barramento V_b , com os filamentos da lâmpada pré-aquecidos através de uma fonte de tensão.

Para o projeto do filtro ressonante e do transformador T_1 são definidos dois pontos de operação da estrutura. O primeiro ponto foi definido como sendo a operação com potência nominal da lâmpada para uma tensão V_b de 100V, sendo a resistência equivalente e a tensão de operação obtidas do catálogo do fabricante da lâmpada. Já para o segundo ponto, o nível de potência foi definido em 50% para uma tensão V_b de 50V, sendo a resistência equivalente e a tensão de operação obtidas em [19]. Os parâmetros do protótipo estão listados na Tabela 2-1.

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

Tabela 2-1 – Componentes do protótipo implementado.

A Fig. 2-9 mostra as curvas $V_L \times I_L$ e $V_L \times P_L$ obtidas nas medições da lâmpada modelo T8-32W/840 da Osram.


 Fig. 2-9 – (a) Medida $V_L \times P_L$, e (b) Medida $V_L \times I_L$ da lâmpada T8-32W.

Nota-se, pela Fig. 2-9 (a), que existe uma relação praticamente linear entre a tensão e a potência, próximo da potência nominal de operação da lâmpada. Baseada nessa observação, uma aproximação para a tensão da lâmpada é proposta na equação (2.7). O termo exponencial é adicionado à equação para contabilizar a característica de impedância positiva em baixas potências.

$$V_L(P_L) = a_0 + a_1 \cdot P_L + a_2 \cdot e^{a_3 \cdot P_L} \quad (2.7)$$

Assim, a resistência pode ser expressa por:

$$R_L(P_L) = \frac{V_L^2(P_L)}{P_L} \quad (2.8)$$

Onde V_L , P_L e R_L são a tensão eficaz, a potência e a resistência equivalente da lâmpada, respectivamente. Os parâmetros $a_0 - a_3$ podem ser determinados através dos dados experimentais, utilizando o método de regressão não-linear do programa *Mathcad*. A

Fig. 2-10 mostra que a curva da resistência equivalente obtida pelo método de regressão é semelhante à curva dos dados experimentais, validando o modelo adotado.

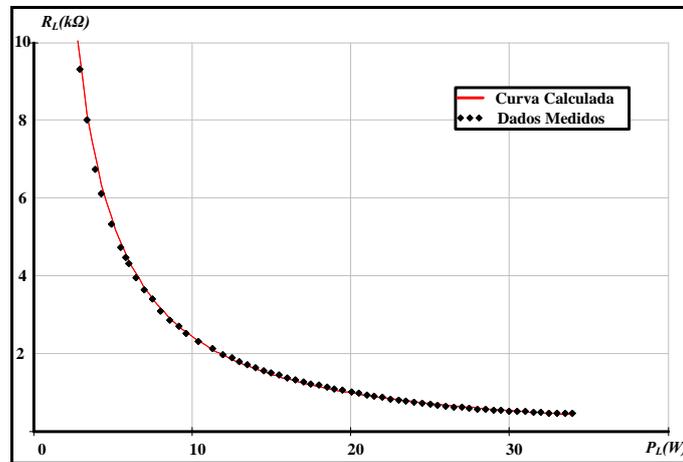


Fig. 2-10 – Resistência equivalente da lâmpada obtida através de (2.8).

A próxima etapa consiste em representar a aproximação obtida para a resistência equivalente em um modelo que possa ser utilizado em um programa de simulação. A maneira usual de representar esse modelo é através de fontes controláveis, como apresentado em [21]. As fontes dependentes são definidas em (2.9), (2.10) e (2.11).

$$E_L = V(7,9).V(5,6) - V(5,6) \quad (2.9)$$

$$E_R = \frac{(a_0 + a_1.V(8,9) + a_2.e^{a_3.V(8,9)})^2}{V(8,9)} \quad (2.10)$$

$$G_L = V(5,6).V(6) \quad (2.11)$$

O circuito completo para simulação do comportamento da lâmpada fluorescente é apresentado na Fig. 2-11. Nesse modelo, as resistências dos filamentos são representadas por r_{f1} e r_{f2} . O resistor shunt R_s funciona como um transdutor utilizado para medir a corrente da lâmpada ($V(5,6)$). A fonte controlável G_L representa a potência instantânea processada pela lâmpada e a tensão sobre C_p o seu valor médio ($V(8,9)$). O par R_p - C_p é escolhido de tal forma que a constante de tempo resultante contemple a constante de ionização do gás contido na lâmpada [34]. A fonte E_R é controlada pela equação (2.10). Desta forma a tensão sobre R_r ($V(7,9)$) representa a resistência equivalente da lâmpada. O comportamento da tensão da lâmpada, representada pela fonte E_L , está em função desta resistência, como mostra a equação (2.9).

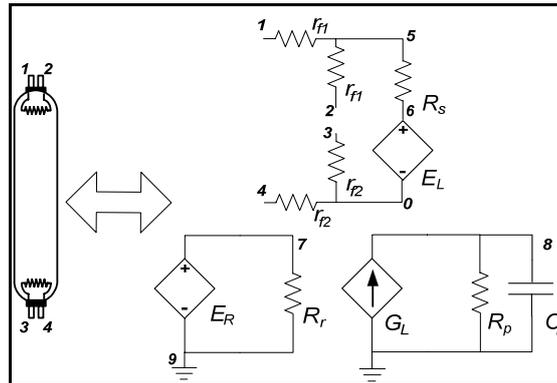


Fig. 2-11 – Circuito para simulação do modelo da lâmpada.

2.5.1 Comprovação do Modelo Adotado.

Para a validação do modelo de simulação desenvolvido, serão analisados os resultados analíticos, experimentais e de simulação do protótipo apresentado anteriormente. Para a obtenção dos resultados analíticos as simplificações citadas na introdução do capítulo serão aplicadas. Após o processo de ignição, a lâmpada fluorescente pode ser representada por uma resistência dependente da potência processada. Dessa forma o circuito equivalente do inversor, passa a ser representado pela Fig. 2-12.

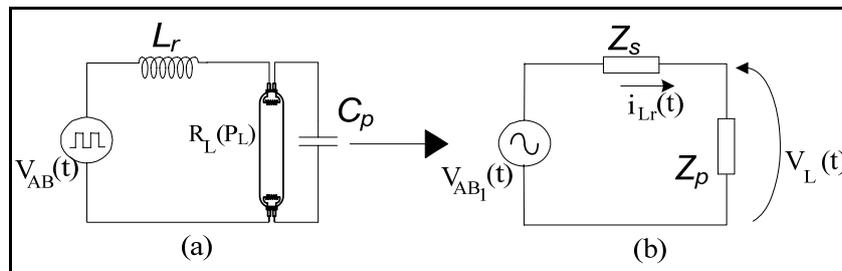


Fig. 2-12 – Circuito equivalente do inversor em regime permanente.

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

$$Z_T = Z_s + Z_p \quad (2.12)$$

$$\dot{V}_L = \frac{V_{AB1} \dot{Z}_p}{Z_T} = \dot{V}_{AB1} \frac{R_L(P_L)}{(1 - \omega_{AB}^2 L_r C_p R_L(P_L)) + j\omega_{AB} L_r} \quad (2.13)$$

onde: $R_L(P_L)$ é a resistência da lâmpada em função da potência processada definida na equação (2.8).

Considerando que o módulo do ganho de (2.13) pode ser interpretado como a relação entre os valores eficazes das tensões $V_{AB_1}(t)$ e $V_L(t)$, obtém-se (2.14).

$$\frac{V_L(P_L)}{V_{AB_1(ef)}} = \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega_{AB}^2 L_r C_p)^2 + \left(\frac{\omega_{AB} L_r}{R_L(P_L)}\right)^2}} \quad (2.14)$$

Reescrevendo a tensão $V_{AB_1(ef)}$ em função da tensão V_b , tem-se (2.15).

$$V_{AB_1(ef)} = \frac{\sqrt{2n}V_b}{\pi} \quad (2.15)$$

De posse de (2.14) e de (2.15) é possível obter uma nova expressão de segunda ordem, definida em (2.16), que apresenta como variável o parâmetro V_b .

$$\frac{2n^2V_b^2}{\pi^2} - V_L(P_L)^2 \left[(1 - \omega_{AB}^2 L_r C_p)^2 + \left(\frac{\omega_{AB} L_r}{R_L(P_L)}\right)^2 \right] = 0 \quad (2.16)$$

A solução de (2.16) indica qual é o valor de tensão V_b necessário para processar determinada potência na lâmpada. De acordo com essa equação, a variável V_b pode ser determinada em função dos parâmetros do modelo obtidos para a lâmpada, do filtro ressonante e da frequência do circuito do inversor. A Fig. 2-13 mostra a solução analítica do problema em conjunto com os resultados de simulação e experimentais do protótipo.

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

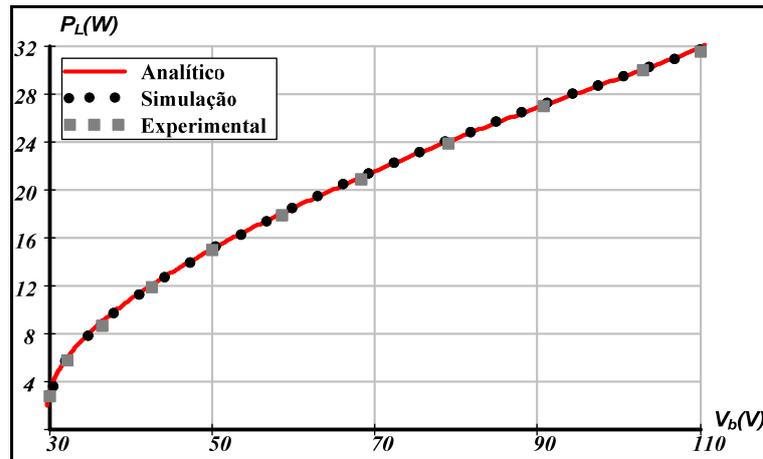


Fig. 2-13 – Relação entre potência processada e tensão V_b .

2.6 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 [12], considera que a lâmpada está operando no regime permanente, ou seja, os transitórios de ignição e de estabelecimento do arco foram ultrapassados. Utilizando o modelo para a lâmpada fluorescente obtido na seção 2.5 e as mesmas simplificações da análise anterior, o circuito equivalente do inversor pode ser representado pela Fig. 2-14.

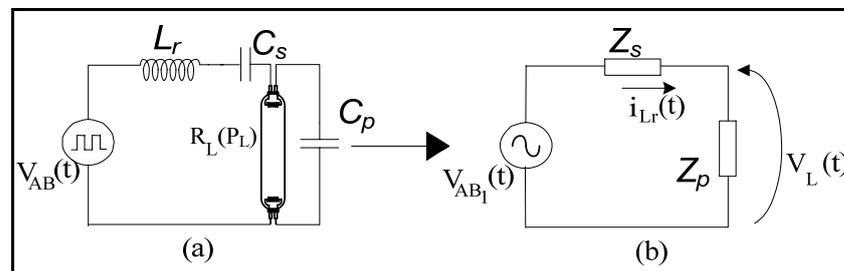


Fig. 2-14 – Circuito equivalente do inversor em regime permanente.

Com o objetivo de determinar a faixa de variação da frequência de comutação para a obtenção do controle de luminosidade desejado e posteriormente desenvolver uma

metodologia de projeto, inicialmente determina-se a tensão imposta pelo filtro à lâmpada através das seguintes equações:

$$Z_T = Z_s + Z_p \quad (2.17)$$

$$\dot{V}_L = \frac{V_{AB_1} \dot{Z}_p}{Z_t} = V_{AB_1} \dot{\frac{j\omega_{AB} C_s R_L(P_L)}{(1 - \omega_{AB}^2 L_r C_s) + j(\omega_{AB} R_L(P_L))(C_s + C_p - \omega_{AB}^2 L_r C_s C_p)}} \quad (2.18)$$

A frequência de ressonância em regime permanente pode ser aproximada pela expressão (2.19), já que a impedância da lâmpada é muito menor que a impedância do capacitor C_p .

$$\omega_{rp} = \frac{1}{\sqrt{L_r C_s}} \quad (2.19)$$

Define-se f_n como a frequência parametrizada, Z_0 como a impedância característica, representadas por (2.20) e (2.21), e n_c como a relação entre os capacitores C_s e C_p , representada pela equação (2.22).

$$f_n = \frac{\omega_{AB}}{\omega_{rp}} = \frac{f_{AB}}{f_{rp}} \quad (2.20)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_{eq}}} \quad (2.21)$$

$$n_c = \frac{C_s}{C_p} \quad (2.22)$$

Considerando que o módulo do ganho da equação (2.18) pode ser interpretado como a relação entre os valores eficazes das tensões $V_{AB_1}(t)$ e $V_L(t)$ e utilizando as equações (2.20), (2.21) e (2.22), obtém-se (2.23).

$$\frac{V_L(P_L)}{V_{AB_1}(ef)} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1+n_c-f_n^2}{n_c}\right)^2 + \left(\frac{f_n^2 Z_0 - Z_0}{f_n R_L(P_L) \sqrt{n_c+1}}\right)^2}} \quad (2.23)$$

De posse de (2.23) é possível obter uma nova equação de sexta ordem, expressa em (2.24), que apresenta como variável o parâmetro f_n .

$$\begin{aligned} & \frac{1}{n_c^2} f_n^6 + \left(\frac{Z_0^2}{(n_c + 1)R_L(P_L)^2} - \frac{2(n_c + 1)}{n_c^2} \right) f_n^4 + \\ & + \left(\frac{(n_c + 1)^2}{n_c^2} - \frac{2Z_0^2}{(n_c + 1)R_L(P_L)^2} - \frac{V_{AB1(ef)}^2}{V_L(P_L)^2} \right) f_n^2 + \frac{Z_0^2}{(n_c + 1)R_L(P_L)^2} = 0 \end{aligned} \quad (2.24)$$

A solução de (2.24) 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 (2.24) 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 Fig. 2-15 mostra a relação entre a frequência de comutação f_{AB} e a potência média processada, para diferentes soluções obtidas para os valores da impedância Z_0 . Para o projeto foram utilizadas duas lâmpadas fluorescente modelo T8-32W conectadas em série e adotou-se o valor de 400V como tensão de barramento (V_b). Os valores de Z_0 foram calculados para se obter uma potência de 60W na frequência de comutação de 55kHz. A metodologia de projeto para a obtenção das curvas será explorada na seção 4.4.2.1 do capítulo 4.

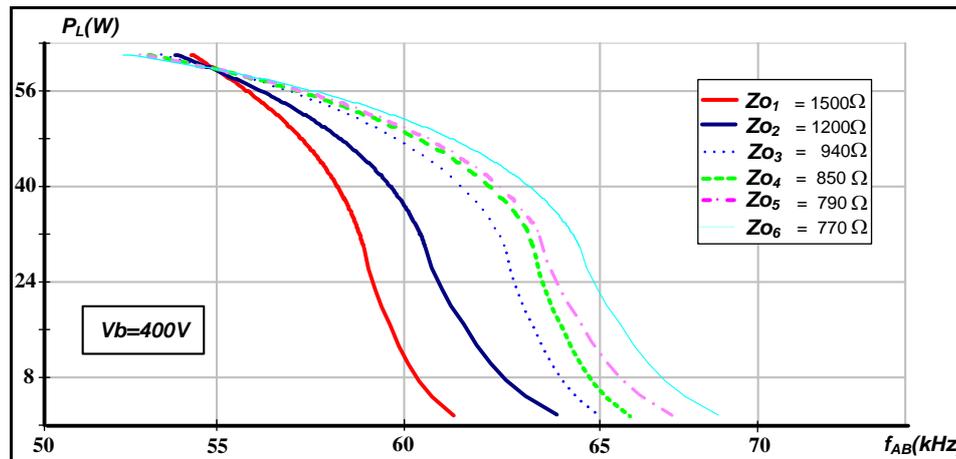


Fig. 2-15 – Frequência de comutação em função da potência processada.

As curvas da Fig. 2-15 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.

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 Fig. 2-15, 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.

O estudo do comportamento da corrente $i_{Lr}(t)$ no processo de dimerização torna-se importante nesse tipo de estrutura. Uma das razões está relacionada com o projeto físico do indutor L_r , que depende dos patamares dessa corrente. A defasagem de $i_{Lr}(t)$ em relação à $V_{AB1}(t)$ também é um fator de interesse, pois viabiliza uma melhor análise da entrada em condução dos interruptores do conversor. De forma semelhante à determinação da tensão imposta pelo filtro à lâmpada, tem-se a equação (2.25).

$$\dot{I}_{Lr} = \frac{\dot{V}_{AB1}}{Z_t} = \dot{V}_{AB1} \frac{-\omega_{AB}^2 R_L(P_L)C_p C_s + j\omega_{AB} C_s}{(1 - \omega_{AB}^2 L_r C_s) + j(\omega_{AB} R_L(P_L))(C_s + C_p - \omega_{AB}^2 L_r C_s C_p)} \quad (2.25)$$

Com o módulo de Z_t obtido pela multiplicação e divisão da equação (2.25) pelo conjugado de seu denominador, é possível obter o valor eficaz de $i_{Lr}(t)$ através de (2.26).

$$i_{Lr(ef)}(P_L) = V_{AB1(ef)} \sqrt{\left(\frac{I_{LrA} I_{LrD} - I_{LrB} I_{LrC}}{I_{LrC}^2 + I_{LrD}^2} \right)^2 + \left(\frac{I_{LrB} I_{LrD} + I_{LrA} I_{LrC}}{I_{LrC}^2 + I_{LrD}^2} \right)^2} \quad (2.26)$$

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 $V_{AB1}(t)$ (φ) pode ser determinada a partir de (2.27).

$$\varphi(P_L) = \frac{180^\circ}{\pi} \arctan\left(\frac{I_{LrB} I_{LrD} + I_{LrA} I_{LrC}}{I_{LrA} I_{LrD} - I_{LrB} I_{LrC}} \right) \quad (2.27)$$

A Fig. 2-16 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.

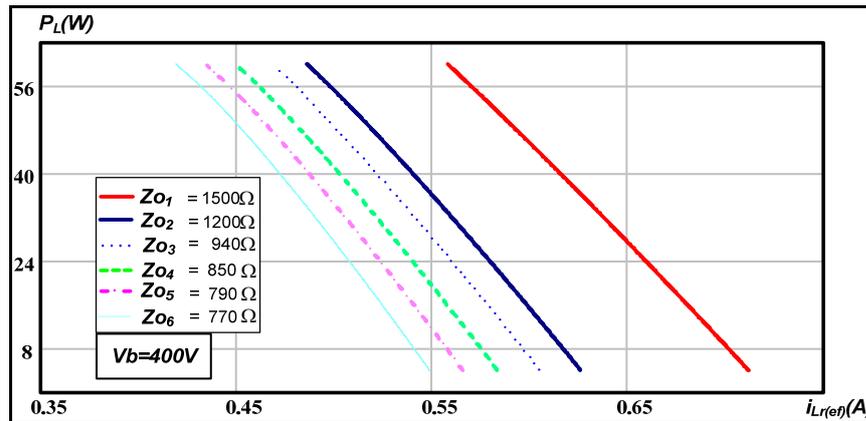


Fig. 2-16 – Variação da corrente eficaz do indutor ressonante.

Verifica-se através da Fig. 2-16 que independente do valor de Z_0 , o valor de $i_{Lr(ef)}$ não apresenta uma variação acentuada no processo de dimerização das lâmpadas. Essa característica deve-se ao fato de que a variação na frequência de comutação provoca uma alteração no valor da impedância do conjunto filtro e lâmpada, reduzindo a potência ativa fornecida à lâmpada, enquanto que a potência aparente fornecida ao conjunto permanece praticamente constante. Portanto, como o valor de $i_{Lr(ef)}$ é um indicio da potência reativa processada pelo filtro, devem ser usados como critério de escolha dos parâmetros do filtro os valores de Z_0 que proporcionam os menores valores para $i_{Lr(ef)}$.

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.

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 $V_{AB1}(t)$. A Fig. 2-17 mostra o comportamento dessa defasagem para diferentes valores de Z_0 .

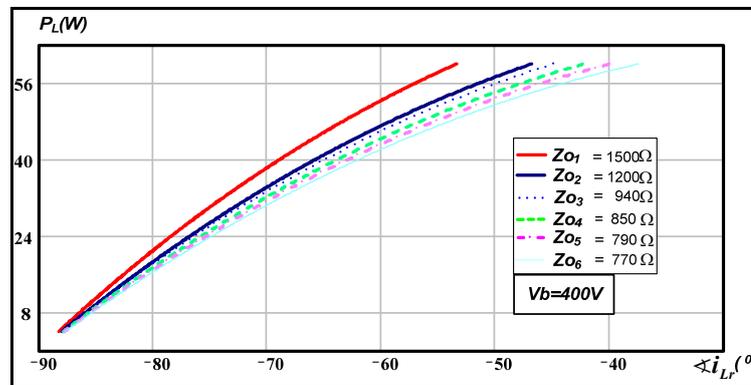


Fig. 2-17 – Variação da defasagem angular entre $i_{Lr}(t)$ e $V_{AB1}(t)$.

Através da Fig. 2-17 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.

2.7 Análise da Técnica de Dimerização Através da Variação da Razão Cíclica 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 [14]. 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 Fig. 2-14.

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. O valor da componente fundamental de $V_{AB_1}(t)$ é dado por (2.28).

$$V_{AB_1(ef)}(D(P_L)) = \frac{\sqrt{2}V_B \text{sen}(\pi D(P_L))}{\pi} \quad (2.28)$$

Substituindo (2.28) em (2.23) obtém-se a equação (2.29) que relaciona a tensão eficaz $V_{AB_1(ef)}$ e a tensão eficaz da lâmpada $V_L(P_L)$.

$$V_L(P_L) = \frac{\sqrt{2}V_B \text{sen}(\pi D(P_L))}{\pi} \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1+n_c-f_n^2}{n_c}\right)^2 + \left(\frac{f_n^2 Z_0 - Z_0}{f_n R_L(P_L)\sqrt{n_c+1}}\right)^2}} \quad (2.29)$$

O valor de D requerido para se obter determinada potência na lâmpada é obtido a partir de (2.29).

$$D(P_L) = \frac{\arcsen}{\pi} \left[\frac{\sqrt{2}\pi \sqrt{\left(\frac{1+n_c-f_n^2}{n_c}\right)^2 + \left(\frac{f_n^2 Z_0 - Z_0}{f_n R_L(P_L)\sqrt{n_c+1}}\right)^2} V_L(P_L)}{2V_B} \right] \quad (2.30)$$

Para determinar o valor eficaz da corrente no indutor ressonante $i_{Lr}(t)$ considera-se a expressão definida em (2.25). Com o módulo de Z_t obtido pela multiplicação e divisão da equação (2.25) pelo conjugado de seu denominador, é possível obter o valor eficaz de $i_{Lr}(t)$ através de (2.31).

$$i_{Lr(ef)}(P_L) = V_{AB_1(ef)}(D(P_L)) \sqrt{\left(\frac{I_{LrA}I_{LrD} - I_{LrB}I_{LrC}}{I_{LrC}^2 + I_{LrD}^2}\right)^2 + \left(\frac{I_{LrB}I_{LrD} + I_{LrA}I_{LrC}}{I_{LrC}^2 + I_{LrD}^2}\right)^2} \quad (2.31)$$

sendo: $I_{LrA} = \omega_{AB} C_s$;

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

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

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

A fase entre a corrente $i_{Lr}(t)$ e a tensão $V_{AB_1}(t)$ pode ser determinada a partir de (2.32).

$$\varphi(P_L) = \frac{180^\circ}{\pi} \arctan \left(\frac{I_{LrB} I_{LrD} + I_{LrA} I_{LrC}}{I_{LrA} I_{LrD} - I_{LrB} I_{LrC}} \right) \quad (2.32)$$

A relação entre a potência processada e a razão cíclica de S_2 pode ser obtida utilizando o modelo da lâmpada desenvolvido em (2.8) e a equação (2.30). A Fig. 2-18 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.

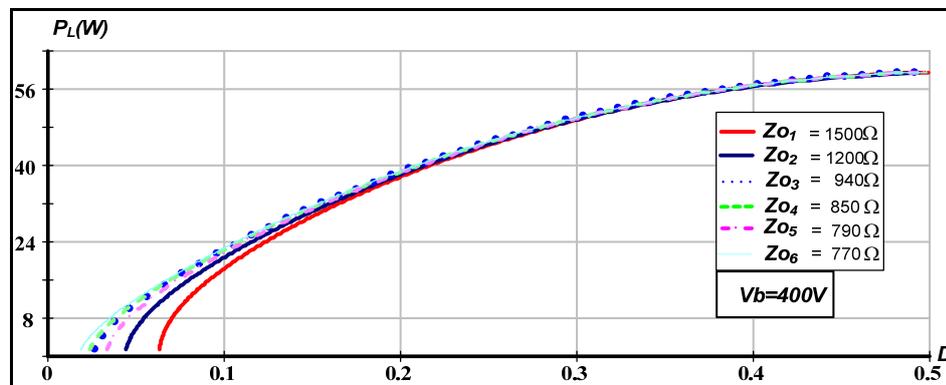


Fig. 2-18 – Relação entre a potência na lâmpada e o parâmetro de controle D .

Através da Fig. 2-18 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 Fig. 2-19 que representa as formas de onda da tensão V_{AB} , da tensão fundamental aplicada no filtro V_{AB1} e a da corrente do indutor ressonante i_{Lr} para dois valores diferentes de D .

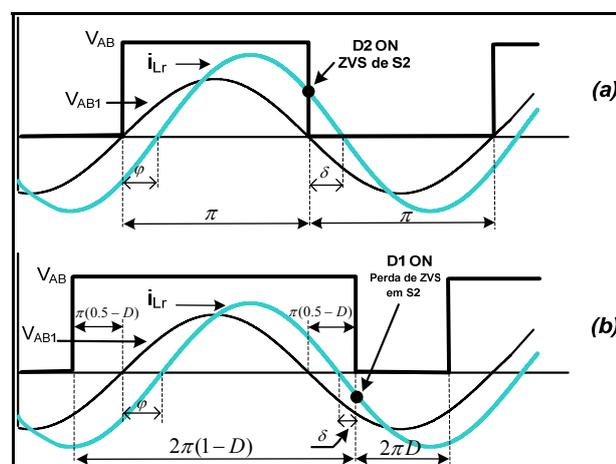


Fig. 2-19 – Formas de onda de V_{AB} , V_{AB1} e i_{Lr} para (a) $D=0,5$ e (b) $D < 0,5$.

A Fig. 2-19 (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 (Fig. 2-19 (b)), o tempo de condução de S_1 pode se tornar tão prolongado que a corrente i_{Lr} 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.

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 Fig. 2-19 (a), garantem comutação *ZVS* em S_2 , pois D_2 entra em

condução no bloqueio de S_1 . Para valores positivos de δ (Fig. 2-19 (b)), a comutação é dissipativa já que D_1 ainda está conduzindo na entrada em condução de S_2 .

O valor da defasagem δ pode ser determinado pela equação (2.33), sendo que o valor de $\varphi(P_L)$ é obtido da equação (2.32) e $D(P_L)$ através da equação (2.30).

$$\delta(P_L) = (1 - 2D(P_L))90^\circ - \varphi(P_L) \quad (2.33)$$

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 Fig. 2-20 mostra a relação entre a potência processada na lâmpada e o ângulo de defasagem δ para diferentes valores do parâmetro Z_0 .

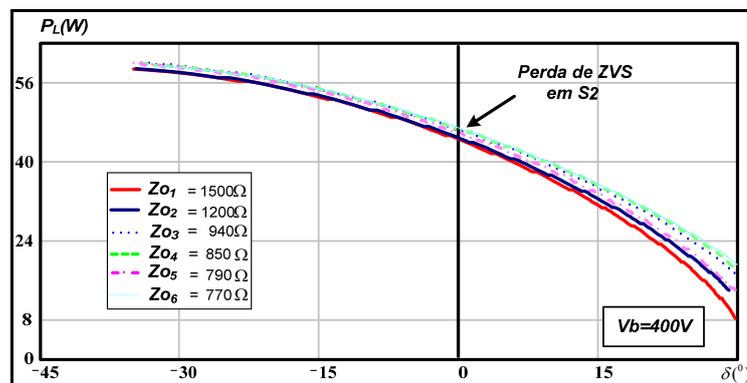


Fig. 2-20 – Relação entre a potência na lâmpada e o ângulo de defasagem δ .

A Fig. 2-20 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 se restringe 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 Fig. 2-20 é possível determinar o mínimo valor de potência, e conseqüentemente o valor de D mínimo correspondente, onde a comutação *ZVS* é preservada.

A Fig. 2-21 mostra os níveis da corrente eficaz de $i_{L_r}(t)$ em função da potência processada na lâmpada. Nessa topologia, o nível da corrente $i_{L_r(ef)}$ pode ser usado como referência para o nível de potência reativa processada pelo filtro e pelos interruptores.

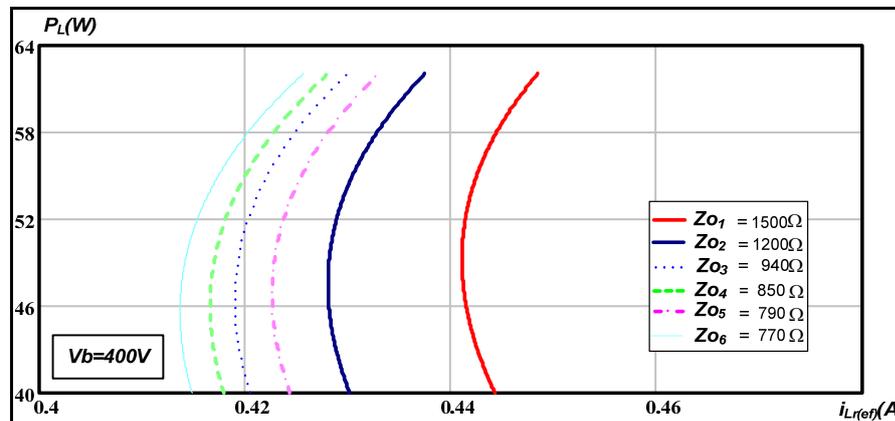


Fig. 2-21 – Corrente eficaz do indutor ressonante em função da potência na lâmpada.

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

2.7.1 Desenvolvimento da Técnica de Dimerização Através da Variação da Razão Cíclica com Operação ZVS de S_2 .

Para a obtenção da comutação *ZVS* no interruptor S_2 em toda a faixa de dimerização é necessário o emprego de alguma técnica de auxílio à comutação. Baseado em [34] e [44], o indutor L_0 é adicionado ao filtro ressonante com a finalidade de tornar a impedância do conjunto filtro e lâmpada mais indutiva nas condições de baixa luminosidade. A Fig. 2-22 apresenta a nova configuração do circuito ressonante e as formas de onda resultante.

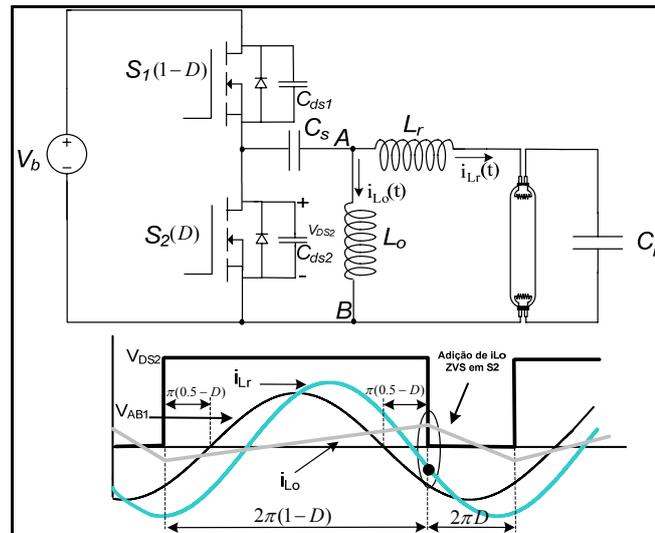


Fig. 2-22 – Modificação no circuito do filtro ressonante.

Através das formas de onda da Fig. 2-22 verifica-se que a comutação *ZVS* é obtida devido à adição de corrente $i_{L_0}(t)$ na corrente $i_{L_r}(t)$. Nota-se que a presença de L_0 não modifica as características do filtro original, entretanto a corrente $i_{L_0}(t)$ faz com que as perdas em condução nos interruptores sejam incrementadas.

Teoricamente, a operação *ZVS* de S_2 pode ser garantida adotando valores pequenos para a indutância L_0 . Devido ao fato de que o valor da indutância L_0 não influencia as características do filtro, esse valor poderia ser obtido através de simulação. Entretanto, uma indutância de valor menor que o necessário provoca uma corrente de circulação elevada que aumenta consideravelmente as perdas por condução, podendo causar problemas de superaquecimento nos interruptores. Dessa forma, a análise que segue procura determinar o máximo valor da indutância L_0 ($L_{0(crit)}$), que possibilite a comutação *ZVS* de S_2 em toda a faixa de dimerização.

Inicialmente, considera-se a existência da influência das capacitâncias de saída dos interruptores (C_{DS1} e C_{DS2}). Para a obtenção da comutação *ZVS*, S_1 ou S_2 devem entrar em condução enquanto seu correspondente diodo em anti-paralelo está conduzindo, isto é, C_{DS1} e C_{DS2} devem ser completamente descarregados pela corrente $i_{L_0} + i_{L_r}$ antes da aplicação do sinal de comando do respectivo interruptor. Também deve ser garantido que o sinal de comando seja aplicado antes de $i_{L_0} + i_{L_r}$ mudar de polaridade. A Fig. 2-23 mostra

os tempos envolvidos e as formas de ondas de interesse. Assume-se que T_d é o tempo necessário para a descarga das capacitâncias de saída dos interruptores e T_i o intervalo de tempo entre o comando para o bloqueio de S_1 e o instante em que a corrente $i_{L_o} + i_{L_r}$ muda de sentido. Assim, a condição de comutação *ZVS* é obtida quando:

$$T_d < t_m < T_i \quad (2.34)$$

onde t_m é o tempo morto entre os sinais de comandos dos gates de S_1 e S_2 . O objetivo da análise é determinar T_d e T_i em função da indutância L_0 . Quando $T_d = T_i$ o valor de $L_{0(crit)}$ pode ser determinado.

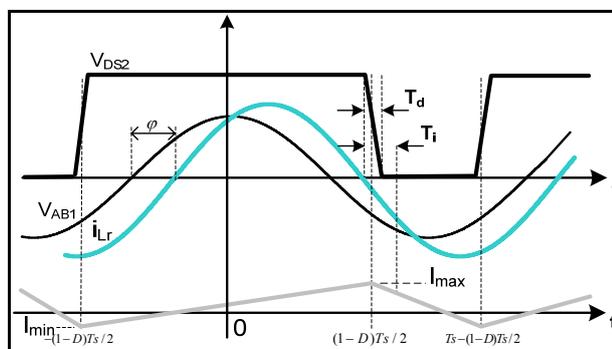


Fig. 2-23 – Definições dos instantes de tempo de interesse.

Considerando que o capacitor C_s destina-se apenas ao bloqueio da componente contínua de $V_{DS2}(t)$ e não tem influência na fase e nem no nível de tensão $V_{AB}(t)$, então uma tensão quadrada assimétrica com amplitude $-(1-D)V_b$ e $+DV_b$ em fase com $V_{DS2}(t)$ é aplicada nos pontos A e B do circuito ressonante da Fig. 2-22. Assume-se apenas a presença da componente fundamental de $V_{AB}(t)$ dada por (2.28). O circuito apresentado na Fig. 2-24 representa as simplificações adotadas.

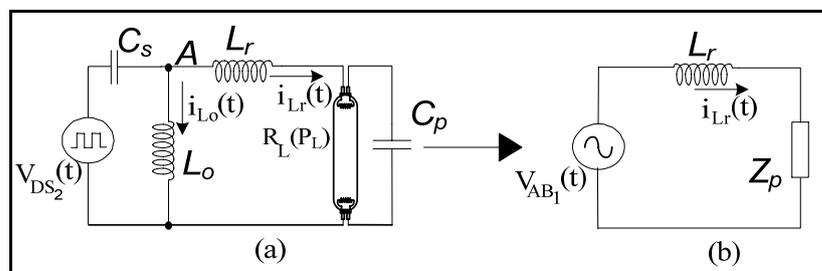


Fig. 2-24 – Simplificações adotadas no circuito ressonante.

O valor eficaz da corrente no indutor ressonante $i_{L_r}(t)$ pode ser expresso por:

$$\dot{I}_{L_r} = \frac{\dot{V}_{AB_1}}{Z_t} = \dot{V}_{AB_1} \frac{1 + j\omega_{AB} R_L(P_L) C_p}{(R_L(P_L) - \omega_{AB}^2 L_r C_p R_L(P_L)) + j(\omega_{AB} L_r)} \quad (2.35)$$

Com o módulo de Z_t obtido pela multiplicação e divisão da equação (2.35) pelo conjugado de seu denominador, é possível obter o valor eficaz de $i_{L_r}(t)$ através de (2.36).

$$i_{L_r(ef)}(P_L) = V_{AB_1(ef)}(D(P_L)) \sqrt{\left(\frac{R_L(P_L)}{1 + (\omega_{AB} R_L(P_L) C_p)^2} \right)^2 + \left(\frac{\omega_{AB} L_r - \omega_{AB} R_L(P_L)^2 C_p + \omega_{AB}^2 R_L(P_L) L_r C_p}{1 + (\omega_{AB} R_L(P_L) C_p)^2} \right)^2} \quad (2.36)$$

A fase entre a corrente $i_{L_r}(t)$ e a tensão $V_{AB_1}(t)$ pode ser determinada a partir de (2.37).

$$\varphi(P_L) = \frac{180^\circ}{\pi} \arctan \left(\frac{\omega_{AB} L_r - \omega_{AB} R_L(P_L)^2 C_p + \omega_{AB}^2 R_L(P_L) L_r C_p}{R_L(P_L)} \right) \quad (2.37)$$

Com as equações (2.36) e (2.37) pode-se determinar o comportamento no tempo da corrente no indutor ressonante ($i_{L_r}(t)$).

$$i_{L_r}(t) = \sqrt{2} i_{L_r(ef)}(P_L) \cos(\omega_{AB} t - \varphi(P_L)) \quad (2.38)$$

Para a determinação da corrente $i_{L_o}(t)$, considera-se que ela varia linearmente em dois intervalos de tempo, como mostra a Fig. 2-23. Durante o primeiro intervalo onde S_1 está em condução, o valor de $i_{L_o}(t)$ é dado por:

$$i_{L_o}(t) = I_{\min} + \frac{DV_b}{L_o} \left(t + \frac{1-D}{2} T_s \right) \quad (2.39)$$

onde I_{\min} é o mínimo valor de i_{L_o} . Durante o segundo intervalo, onde S_2 está em condução, o valor de $i_{L_o}(t)$ é dado por:

$$i_{L_o}(t) = I_{\max} - \frac{(1-D)V_b}{L_o} \left(t - \frac{1-D}{2} T_s \right) \quad (2.40)$$

onde I_{\max} é o máximo valor de i_{L_o} . O valor de I_{\max} , expresso em (2.41), é obtido da equação (2.39) no instante de tempo $t = \frac{1-D}{2} T_s$.

$$I_{\max} = I_{\min} + \frac{D(1-D)V_b T_s}{L_o} \quad (2.41)$$

A equação utilizada para a obtenção da corrente média do barramento CC ($i_{Vb(\text{med})}$) relaciona as correntes $i_{L_o}(t)$ e $i_{L_r}(t)$. Considerando o período de condução de S_I , a corrente $i_{Vb(\text{med})}$ pode ser determinada a partir da equação (2.42).

$$i_{Vb(\text{med})} = \frac{P_{in}}{V_b} = \frac{1}{T_s} \int_{-\frac{1-D}{2}T_s}^{\frac{1-D}{2}T_s} (i_{L_o}(t) + i_{L_r}(t)) dt$$

$$\frac{P_{in}}{V_b} = (1-D)i_{L_o(\text{med})} + \frac{\sqrt{2}i_{L_r(\text{ef})}}{\pi} \text{sen}(D\pi) \cos \varphi \quad (2.42)$$

O valor médio da corrente do indutor $i_{L_o(\text{med})}$, representada pela equação (2.43), é obtida através da manipulação de (2.42) e na relação entre as potências de saída e de entrada do conversor.

$$i_{L_o(\text{med})} = \frac{P_L}{(1-D)\eta_i V_b} - \frac{\sqrt{2}i_{L_r(\text{ef})}}{\pi(1-D)} \text{sen}(D\pi) \cos \varphi \quad (2.43)$$

onde η_i é o rendimento do estágio inversor. Considerando (2.41), (2.43) e verificando através de Fig. 2-23 que $I_{\max} + I_{\min} = 2i_{L_o(\text{med})}$, se obtém os valores para I_{\min} e I_{\max} representados nas equações (2.44) e (2.45), respectivamente.

$$I_{\min} = \frac{P_L}{(1-D)\eta_i V_b} - \frac{\sqrt{2}i_{L_r(\text{ef})}}{\pi(1-D)} \text{sen}(D\pi) \cos \varphi - \frac{(1-D)DV_b T_s}{2L_o} \quad (2.44)$$

$$I_{\max} = \frac{P_L}{(1-D)\eta_i V_b} - \frac{\sqrt{2}i_{L_r(\text{ef})}}{\pi(1-D)} \text{sen}(D\pi) \cos \varphi + \frac{(1-D)DV_b T_s}{2L_o} \quad (2.45)$$

Com o valor de I_{\max} definido, parte-se para a determinação dos intervalos de tempo T_d e T_i . Para isso, inicialmente determina-se o valor da carga armazenada nas capacitâncias de saída dos interruptores (Q_C), definida por (2.46) e a carga extraída pela corrente $i_{L_o} + i_{L_r}$ no intervalo T_d (Q_E), expressa por (2.47)

$$Q_c = (C_{DS1} + C_{DS2})V_b \quad (2.46)$$

$$Q_E = \int_{-\frac{1-D}{2}T_S - \frac{T_D}{2}}^{\frac{1-D}{2}T_S + \frac{T_D}{2}} (i_{L_o}(t) + i_{L_r}(t))dt \quad (2.47)$$

Para a resolução de (2.47) duas simplificações são adotadas, partindo do princípio de que $T_S \gg T_d$. A primeira estipula que, no período de integração considerado, $i_{L_o}(t)$ apresenta valor constante igual a I_{\max} . A segunda utiliza a aproximação $\sin\sigma = \sigma$ quando σ tende a zero. Assim, o valor de (Q_E) pode ser expresso por (2.48).

$$Q_E = [I_{\max} + \sqrt{2}i_{L_r(ef)} \cos((1-D)\pi - \varphi)]T_d \quad (2.48)$$

Para a determinação de T_d aplica-se $Q_E = Q_D$, obtendo-se:

$$T_D = \frac{(C_{DS1} + C_{DS2})V_b}{[I_{\max} + \sqrt{2}i_{L_r(ef)} \cos((1-D)\pi - \varphi)]} \quad (2.49)$$

O valor de T_i é determinado através da equação (2.50), obtida com o auxílio da Fig. 2-23, no instante de tempo onde $i_{L_o}(t) + i_{L_r}(t) = 0$.

$$I_{\max} - \frac{(1-D)V_b}{L_o}T_i + \sqrt{2}i_{L_r(ef)} \cos[\omega_{AB}(\frac{(1-D)}{2}T_S + T_i) - \varphi] = 0 \quad (2.50)$$

Considerando que $\cos(x) \approx \frac{\pi}{2} - x$ quando x tende a $\frac{\pi}{2}$, o valor de T_i pode ser definido por:

$$T_i \approx \frac{[I_{\max} + \sqrt{2}i_{L_r(ef)}(\varphi - (1-D)\pi)]}{\sqrt{2}i_{L_r(ef)}\omega_{AB} + (1-D)V_b / L_o} \quad (2.51)$$

Aplicando a relação $T_d = T_i$, o valor da indutância $L_{0(crit)}$, para cada valor do parâmetro Z_0 , é calculado adotando como potência na lâmpada o valor onde o ângulo de defasagem δ é máximo, obtido com o auxílio da Fig. 2-20. O valor da variável I_{\max} é definido em (2.45) e o valor das capacitâncias de saída dos MOSFETS (C_{DS1} e C_{DS2}) são obtidas do catálogo do fabricante.

O novo valor da defasagem δ pode ser determinado pela equação (2.33), sendo que o valor de $\varphi(P_L)$ é obtido de (2.37) e $D(P_L)$ através da equação (2.30). A Fig. 2-25 mostra a relação entre a potência processada na lâmpada e o ângulo δ resultante da adição de $L_{0(crit)}$ ao circuito do filtro ressonante.

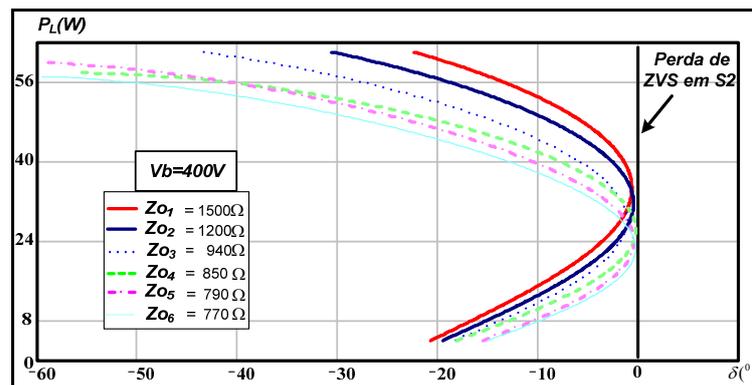


Fig. 2-25 – Novo valor do ângulo de defasagem δ .

Comparando os novos valores de δ com os resultados obtidos na Fig. 2-20 verifica-se que a adição de $L_{0(crit)}$ garantiu comutação *ZVS* de S_2 para todos os níveis de potência, independente dos valores do parâmetro Z_0 . Como previsto, os níveis de corrente eficaz na entrada do filtro, representados na Fig. 2-26, foram incrementados com a adição do indutor $L_{0(crit)}$.

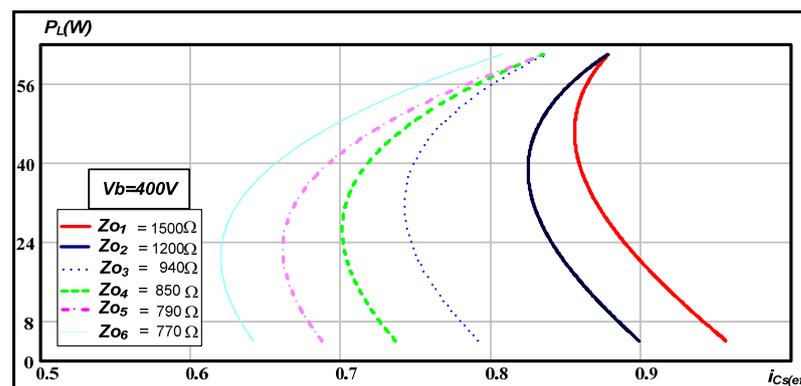


Fig. 2-26 – Corrente eficaz na entrada do filtro ressonante.

2.8 Conclusão.

O capítulo apresentado proporcionou a análise do conjunto formado pelo estágio inversor e pelo filtro ressonante. Inicialmente foram introduzidas simplificações da estrutura, que proporcionaram o estudo analítico das técnicas de dimerização. Com o auxílio dessas simplificações, também foi possível verificar o comportamento da estrutura nas etapas de pré-aquecimento dos filamentos, ignição e regime permanente.

Antes de partir para a análise das técnicas de dimerização foi proposto um modelo de simulação e estudo analítico para a lâmpada fluorescente baseado em medidas de corrente e de tensão para cada nível de potência processada. A validação desse modelo foi verificada através de resultados analíticos, experimentais e de simulação de um reator eletrônico dimerizável empregando a técnica de variação da tensão de barramento.

Em seguida, foi apresentada a análise dos métodos de dimerização através da variação da frequência e através 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. O problema com a comutação de S_2 apresentado pelo método de dimerização através da razão cíclica foi analisado e uma solução através da adição de um indutor ao filtro ressonante foi estudada e validada.

A influência da escolha do filtro ressonante para cada técnica também foi analisada. Com isso, tem-se uma ferramenta importante que permite compreender e desenvolver uma metodologia de projeto para o filtro ressonante empregando as técnicas de dimerização apresentadas.

3 – ESTÁGIO DE CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA, PROTOCOLO DE COMUNICAÇÃO E CIRCUITOS AUXILIARES.

3.1 Introdução.

Neste capítulo é realizado o estudo do estágio de correção de fator de potência para os reatores eletrônicos propostos. O conversor boost operando no modo de condução crítica será utilizado como pré-regulador. Inicialmente será apresentada a análise do estágio *PFC* contemplando as etapas de operação, as principais formas de onda, as equações básicas e o estudo do filtro de entrada.

As principais funções do circuito integrado *MC33262*, responsável pelo controle do conversor, também serão apresentadas. Na sequência, serão discutidas as principais características do protocolo de comunicação *DALI* que surge como uma alternativa para a gerência de equipamentos para iluminação.

Finalizando o capítulo, são apresentados os circuitos auxiliares, contemplando o circuito de comando dos interruptores do estágio inversor, o microcontrolador responsável pela supervisão e controle do reator eletrônico, a fonte de alimentação dos estágios do reator e o esquema de proteção implementado através de um sensor de corrente.

3.2 Pré-Regulador de Fator de Potência.

Os reatores eletrônicos utilizados em lâmpadas fluorescentes tubulares possuem normas e padrões específicos que regulamentam suas características de funcionamento e comercialização, semelhante ao que acontece com diversos equipamentos elétricos. Em relação ao conteúdo harmônico presente na corrente de entrada, a norma brasileira estabelece que reatores eletrônicos para iluminação fluorescente com potência acima de 56W devem estar em conformidade com os limites estipulados para equipamentos da

classe tipo C da norma IEC 61000-3-2 [3]. Desta forma, um método de correção de fator de potência deve ser adotado para que os limites da norma [42], listados na Tabela 3-1, não sejam ultrapassados.

Ordem do harmônico k	Amplitude máxima do harmônico de corrente permitida, expresso como percentual da componente fundamental %
2	2
3	$30.FP$
5	10
7	7
9	5
$11 \leq k \leq 39$ (harmônicos ímpares)	3
$FP =$ Fator de potência.	

Tabela 3-1 – Percentual harmônico máximo permitido para cada componente harmônica.

Várias topologias têm sido desenvolvidas com o intuito de enquadrar tais dispositivos nessas normas. Geralmente, são exploradas duas técnicas de correção do fator de potência: a ativa e a passiva. As soluções passivas se apresentam como uma alternativa de custo reduzido, simples e elevado grau de confiabilidade. Já as soluções ativas, possuem custo mais elevado, menor confiabilidade e podem apresentar valores elevados de corrente ou tensão nos interruptores. Mesmo considerando os reatores com soluções passivas como sendo uma das melhores soluções para a correção do fator de potência por serem de baixo custo, duas desvantagens podem ser citadas. A primeira é que estas técnicas somente são eficazes quando utilizadas juntamente com um filtro de entrada, geralmente de grande volume, necessário para eliminação dos harmônicos de alta frequência bem como para evitar as interferências eletromagnéticas. A segunda é que elas podem produzir um fator de crista na corrente da lâmpada que, em determinadas potências, extrapolam os limites especificados pelas normas do setor.

Já a correção ativa propicia uma tensão de barramento CC praticamente constante para toda a faixa de potência processada pela lâmpada. Este fato minimiza o problema de FC presente na técnica de correção passiva. Por essas razões, o conversor boost operando

no modo de condução crítica será adotado como estágio de correção de potência para os reatores eletrônicos propostos.

3.3 *Conversor Boost Operando em Modo de Condução Crítica.*

Em aplicações de baixa potência onde o custo do dispositivo é fator determinante, a escolha da topologia e do modo de operação torna-se importante. O conversor boost operando em condução crítica apresenta as seguintes vantagens:

- estratégia de controle simples requerendo poucos componentes externos;
- disponibilidade de circuitos integrados dedicados de vários fabricantes, otimizados e de baixo custo;
- menores perdas de comutação devido à entrada em condução do interruptor do tipo *ZCS*;

Entretanto, a operação em condução crítica traz as seguintes desvantagens:

- valores elevados de corrente de pico resultando em correntes eficazes elevadas e elevado di/dt nos semicondutores do estágio *PFC*;
- acentuada variação da frequência de operação do conversor, acarretando no projeto não-otimizado dos elementos magnéticos.

A Fig. 3-1 mostra o estágio de potência de um conversor boost operando como pré-regulador de fator de potência. O conjunto formado pelo inversor ressonante e lâmpada fluorescente está representado pela carga equivalente R_B . O modo de operação do conversor escolhido tem como principal característica a operação em condução crítica da corrente no indutor L_{boost} .

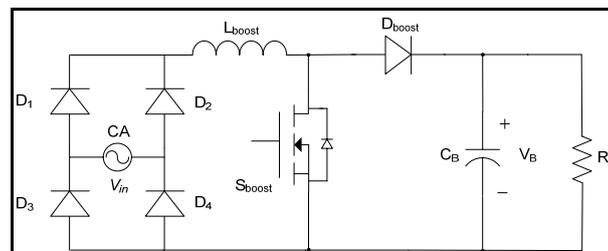


Fig. 3-1 – Conversor boost *PFC*.

Considerando apenas o semi-ciclo positivo de rede e que a frequência de comutação do interruptor S_{boost} é muito maior que a frequência da rede, o princípio de funcionamento pode ser sintetizado em duas etapas de operação, indicadas na Fig. 3-2. Para o semi-ciclo negativo da rede, os diodos D_2 e D_3 entram em condução, sendo que o restante dos componentes do conversor Boost não alteram seus estados de bloqueio e condução.

3.3.1 Primeira Etapa de Operação (t_0 a t_1):

A primeira etapa, representada na Fig. 3-2 (a) tem início no instante t_0 , quando o interruptor S_{boost} entra em condução. A tensão de entrada é aplicada em L_{boost} , fazendo com que a corrente no indutor cresça linearmente. Nessa etapa, o capacitor C_B fornece a energia necessária à carga. O tempo de duração desta etapa é fixo e definido em função dos elementos do circuito de potência. A etapa se encerra com o comando para o bloqueio de S_{boost} em t_1 .

3.3.2 Segunda Etapa de Operação (t_1 a t_2):

Essa etapa de operação, representada na Fig. 3-2 (b), tem início com o bloqueio de S_{boost} em $t = t_1$. Nesse instante, o diodo D_{boost} entra em condução e a energia armazenada em L_{boost} na etapa anterior é transferida para o conjunto carga e capacitor C_B . A etapa de operação é finalizada quando a corrente em L_{boost} se anular no instante t_2 .

O instante em que a corrente em L_{boost} se anular deve ser detectado pelo circuito de comando a fim de instantaneamente comandar S_{boost} a entrar em condução, e assim dar início a primeira etapa de operação.

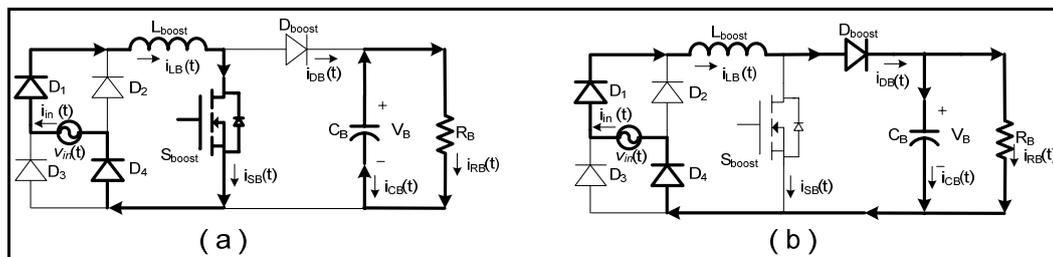


Fig. 3-2 – Etapas de operação do conversor.

3.3.3 Formas de Onda.

Conhecendo as etapas de operação do circuito, é possível traçar as curvas das principais formas de onda presentes no circuito, que serão também importantes para desenvolver o equacionamento da estrutura. A Fig. 3-3 apresenta a forma de onda da corrente no indutor L_{boost} ($i_{LB}(t)$) para meio período da tensão de entrada. De acordo com as etapas de operação do conversor, a forma de onda das correntes $i_{SB}(t)$ e $i_{DB}(t)$ podem ser derivadas da corrente $i_{LB}(t)$.

Nota-se que os pulsos de comando de S_{boost} possuem largura fixa, fazendo com que a primeira etapa de funcionamento tenha tempo de duração fixo (t_{on}), enquanto que a segunda etapa apresente duração variável (t_{off}). De acordo com a Fig. 3-2, verifica-se que $i_{LB}(t) = i_{in}(t)$ ocasionando a presença de conteúdo harmônico de alta frequência na corrente de entrada. Desta forma torna-se necessário incluir ao circuito do pré-regulador um filtro passa-baixas, a fim de impedir a propagação destas harmônicas de corrente para a rede. Com essa alteração, a corrente $i_{in}(t)$ passa a apresentar o comportamento mostrado na Fig. 3-3.

O circuito de controle monitora as tensões de entrada e de saída e utiliza essa informação para a construção da envoltória de forma senoidal. Com essa característica, é possível fazer com que a envoltória da corrente de pico do indutor L_{boost} siga naturalmente a tensão de entrada, não sendo necessária a adição de uma malha de controle de corrente para impor a forma e a posição da corrente de entrada.

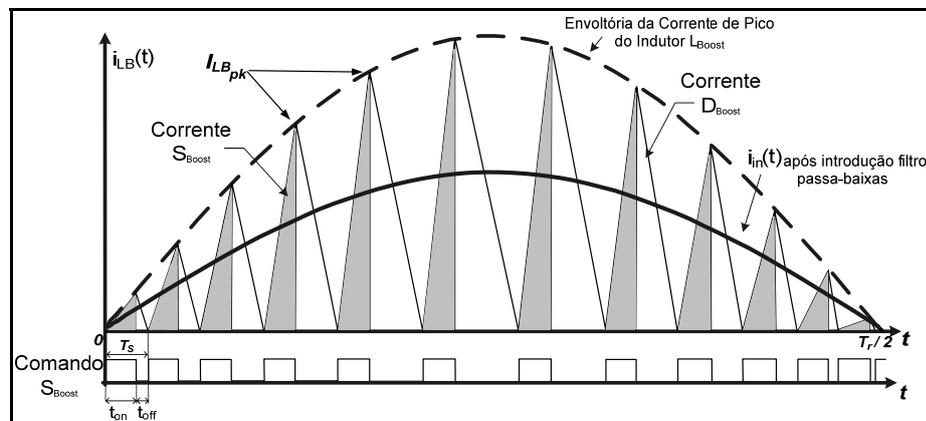


Fig. 3-3 – Principais formas de onda.

3.3.4 Análise Matemática.

Nessa seção serão apresentadas as principais expressões visando uma possível metodologia para definir os componentes para o conversor em estudo. As expressões demonstradas a seguir são baseadas em [46] e em [47].

Considera-se que o intervalo de tempo para a análise seja igual a meio período da tensão de entrada e que a corrente $i_{LB}(t)$ tem o comportamento apresentado na Fig. 3-3. A frequência de comutação do conversor é dada pela equação (3.1).

$$f_s = \frac{1}{t_{ON} + t_{OFF}} = \frac{1}{T_S} \quad (3.1)$$

Sem a presença do filtro passa-baixas, a corrente de entrada $i_{in}(t)$ apresenta os mesmos pulsos triangulares que a corrente $i_{LB}(t)$. Após a introdução do filtro, a corrente de entrada se torna senoidal com valor igual ao valor médio da corrente $i_{LB}(t)$ para um período de comutação do conversor ($\langle I_{LB(med)} \rangle_{T_S}$). De acordo com a Fig. 3-3, a corrente $\langle I_{LB(med)} \rangle_{T_S}$ pode ser representada em função da corrente de pico no período considerado (I_{LBpk}). Sendo a corrente de entrada representada pela equação (3.2), a relação entre $i_{in}(t)$ e I_{LBpk} pode ser expressa por (3.3).

$$i_{in}(t) = \sqrt{2} I_{in} \text{sen}(\omega_r t) \quad (3.2)$$

onde ω_r é a frequência angular da rede e I_{in} o valor eficaz da corrente de entrada.

$$i_{in}(t) = \langle I_{LB(med)} \rangle_{T_S} = \frac{I_{LBpk}}{2} \quad (3.3)$$

Como a corrente $i_{in}(t)$ apresenta um formato senoidal, seu valor pode ser expresso em termos da potência e da tensão de entrada, ou em termos da relação entre a potência de saída e de entrada e da tensão de entrada. O valor de I_{LBpk} pode ser determinado por (3.4).

$$I_{LBpk} = 2\sqrt{2} I_{in} \text{sen}(\omega_r t) = \frac{2\sqrt{2} P_o}{n_b V_{in}} \text{sen}(\omega_r t) \quad (3.4)$$

onde n_b é o rendimento do estágio pré-regulador e P_o a potência de saída fornecida a carga.

Para obtenção de um valor de FP próximo da unidade, a corrente I_{LBPK} deve estar em fase com a tensão de entrada retificada. Assim o seu valor pode ser expresso por:

$$I_{LBPK} = \frac{\sqrt{2}V_{in}t_{ON}}{L_{Boost}} \text{sen}(\omega_r t) \quad (3.5)$$

Utilizando as equações (3.4) e (3.5), o valor do tempo de condução de S_{boost} pode ser obtido pela equação (3.6).

$$t_{ON} = \frac{\sqrt{2}P_o L_{Boost}}{n_b V_{in}^2} \quad (3.6)$$

A partir da análise da segunda etapa de operação, o tempo em bloqueio de S_{boost} pode ser obtido pela expressão (3.7).

$$t_{OFF} = \frac{2\sqrt{2}L_{Boost}P_o \text{sen}(\omega_r t)}{V_{in}(V_B - \sqrt{2}V_{in} \text{sen}(\omega_r t))} \quad (3.7)$$

Utilizando as equações (3.1) e (3.7), o valor da frequência mínima de comutação (f_{smin}) pode ser obtido pela equação (3.8).

$$f_{smin} = \frac{n_b V_{in}^2 (V_B - \sqrt{2}V_{in})}{2L_{Boost}P_o V_B} \quad (3.8)$$

O valor da indutância L_{boost} é determinado considerando a menor frequência de comutação possível do conversor. Como f_{smin} é um parâmetro de projeto, o valor de L_{boost} pode ser obtido com a manipulação da equação (3.8).

$$L_{Boost} = \frac{n_b V_{in}^2 (V_B - \sqrt{2}V_{in})}{2f_{smin} P_o V_B} \quad (3.9)$$

Para o projeto físico do indutor L_{boost} é necessário definir o valor de pico máximo ($I_{LBPKmax}$) e o valor eficaz ($I_{LB(ef)}$) da corrente $i_{Lb}(t)$. A corrente $I_{LBPKmax}$ é obtida através de

(3.4), considerando que o conversor está operando com mínima tensão de entrada na potência máxima de saída.

$$I_{LBPK \max} = \frac{2\sqrt{2}P_{O \max}}{n_b V_{in \min}} \quad (3.10)$$

Das etapas de operação do conversor pode-se deduzir que a corrente de pico máxima do interruptor S_{boost} e do diodo D_{boost} são as mesmas que a corrente máxima do indutor ($I_{LBPK \max}$).

$$I_{SBPK \max} = I_{DBPK \max} = I_{LBPK \max} \quad (3.11)$$

Para a determinação da corrente $I_{LB(ef)}$ para um período da rede ($\langle I_{LB(ef)} \rangle_{T_r}$), primeiramente obtém-se o valor de $I_{LB(ef)}$ para um período de comutação do conversor ($\langle I_{LB(ef)} \rangle_{T_s}$) expresso em (3.12).

$$\langle I_{LB(ef)} \rangle_{T_s} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_{ON}} \left(\frac{I_{LBPK} - t}{t_{ON}} \right)^2 dt + \int_{t_{ON}}^{T_s} \left(\frac{I_{LBPK}}{T_s - t_{ON}} (T_s - t) \right)^2 dt \right]} \quad (3.12)$$

$$\langle I_{LB(ef)} \rangle_{T_s} = \frac{I_{LBPK}}{\sqrt{3}}$$

Substituindo o termo I_{LBPK} pela equação obtida em (3.4), obtém-se (3.13).

$$\langle I_{LB(ef)} \rangle_{T_s} = \frac{2\sqrt{2}P_O}{\sqrt{3}n_b V_{in}} \text{sen}(\omega_r t) \quad (3.13)$$

Com o resultado obtido em (3.13) é possível determinar o valor da corrente $I_{LB(ef)}$ para um período da rede ($\langle I_{LB(ef)} \rangle_{T_r}$).

$$\langle I_{LB(ef)} \rangle_{T_r} = \sqrt{\frac{2}{T_r} \int_0^{T_r/2} \left(\langle I_{LB(ef)} \rangle_{T_s} \right)^2 dt} \quad (3.14)$$

$$\langle I_{LB(ef)} \rangle_{T_r} = \frac{2P_O}{\sqrt{3}n_b V_{in}}$$

Para o dimensionamento do interruptor S_{boost} é necessária a definição do valor de sua corrente eficaz para um período da rede ($\langle I_{SB(ef)} \rangle_{T_r}$). Inicialmente, obtém-se o valor da corrente eficaz de S_{boost} para um período de comutação do conversor ($\langle I_{SB(ef)} \rangle_{T_s}$) através da equação (3.15).

$$\begin{aligned} \langle I_{SB(ef)} \rangle_{T_s} &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{t_{ON}} \left(\frac{I_{LBPK}}{t_{ON}} t \right)^2 dt} \\ \langle I_{SB(ef)} \rangle_{T_s} &= \frac{2\sqrt{2}P_o}{\sqrt{3}n_b V_{in}} \sqrt{\text{sen}^2(\omega_r t) - \frac{\sqrt{2}V_{in}}{V_B} \text{sen}^3(\omega_r t)} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Com o resultado obtido em (3.15) é possível determinar o valor da corrente $I_{SB(ef)}$ para um período da rede ($\langle I_{SB(ef)} \rangle_{T_r}$).

$$\begin{aligned} \langle I_{SB(ef)} \rangle_{T_r} &= \sqrt{\frac{2}{T_r} \int_0^{T_r/2} \left(\langle I_{SB(ef)} \rangle_{T_s} \right)^2 dt} \\ \langle I_{SB(ef)} \rangle_{T_r} &= \frac{2P_o}{\sqrt{3}n_b V_{in}} \sqrt{1 - \frac{8\sqrt{2}V_{in}}{3\pi V_B}} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Já a corrente média em S_{boost} para um período de comutação do conversor ($\langle I_{SB(med)} \rangle_{T_s}$) é definida por:

$$\begin{aligned} \langle I_{SB(med)} \rangle_{T_s} &= \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{ON}} \left(\frac{I_{LBPK}}{t_{ON}} t \right) dt \\ \langle I_{SB(med)} \rangle_{T_s} &= \frac{\sqrt{2}P_o}{n_b V_{in}} \left(\text{sen}(\omega_r t) - \frac{\sqrt{2}V_{in}}{V_B} \text{sen}^2(\omega_r t) \right) \end{aligned} \quad (3.17)$$

Dessa forma, a corrente média no interruptor para um período de rede ($\langle I_{SB(med)} \rangle_{T_r}$) fica definida pela equação (3.18).

$$\begin{aligned} \langle I_{SB(med)} \rangle_{T_r} &= \frac{2}{T_r} \int_0^{T_r/2} \langle I_{SB(med)} \rangle_{T_s} dt \\ \langle I_{SB(med)} \rangle_{T_r} &= \frac{2\sqrt{2}P_o}{n_b\pi V_{in}} - \frac{P_o}{n_b V_B} \end{aligned} \quad (3.18)$$

O mesmo procedimento para se obter o valor da corrente eficaz no interruptor pode ser utilizado para a determinação da corrente eficaz do diodo D_{boost} . Para um período de comutação do conversor, a corrente $\langle I_{DB(ef)} \rangle_{T_s}$ é dada por:

$$\begin{aligned} \langle I_{DB(ef)} \rangle_{T_s} &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{t_{ON}}^{T_s} \left(\frac{I_{LBPK}}{T_s - t_{ON}} (T_s - t) \right)^2 dt} \\ \langle I_{DB(ef)} \rangle_{T_s} &= I_{LBPK} \sqrt{\frac{t_{OFF}}{3T_s}} \end{aligned} \quad (3.19)$$

Manipulando a equação (3.19) e substituindo o termo I_{LBPK} pela equação obtida em (3.4), obtém-se (3.20).

$$\langle I_{DB(ef)} \rangle_{T_s} = \sqrt{\frac{8\sqrt{2}P_o^2 \text{sen}^3(\omega_r t)}{3n_b^2 V_{in} V_B}} \quad (3.20)$$

A corrente eficaz de D_{boost} para um período de rede ($\langle I_{DB(ef)} \rangle_{T_r}$) fica definida pela equação (3.21).

$$\begin{aligned} \langle I_{DB(ef)} \rangle_{T_r} &= \sqrt{\frac{2}{T_r} \int_0^{T_r/2} \left(\langle I_{DB(ef)} \rangle_{T_s} \right)^2 dt} \\ \langle I_{DB(ef)} \rangle_{T_r} &= \frac{4\sqrt{2}\sqrt{2}P_o}{n_b\pi\sqrt{3}V_B V_{in}} \end{aligned} \quad (3.21)$$

Para o cálculo da corrente média do diodo D_{boost} para um período de rede ($\langle I_{DB(med)} \rangle_{T_r}$), considera-se que seu valor é o resultado da soma da corrente média do capacitor C_B ($\langle I_{C_B(med)} \rangle_{T_r}$) com a corrente média da carga ($\langle I_{R_B(med)} \rangle_{T_r}$). Como a corrente

média de $C_B \langle I_{C_B(\text{med})} \rangle_{T_r}$ em regime permanente é nula, a corrente $\langle I_{DB(\text{med})} \rangle_{T_r}$, representada pela equação (3.22), é a mesma que a corrente média de carga.

$$\begin{aligned} \langle I_{DB(\text{med})} \rangle_{T_r} &= \langle I_{RB(\text{med})} \rangle_{T_r} + \langle I_{C_B(\text{med})} \rangle_{T_r} \\ \langle I_{DB(\text{med})} \rangle_{T_r} &= \frac{P_O}{V_B} \end{aligned} \quad (3.22)$$

Para o dimensionamento do capacitor C_B é necessário determinar o valor de sua corrente eficaz para um período de rede ($\langle I_{C_B(\text{ef})} \rangle_{T_r}$) e definir sua capacitância em função da máxima ondulação de tensão no barramento (ΔV_B). A corrente do capacitor C_B no tempo é definida pela equação (3.23).

$$i_{C_B}(t) = i_{D_B}(t) - i_{R_B}(t) \quad (3.23)$$

Desse modo, o valor de $\langle I_{C_B(\text{ef})} \rangle_{T_r}$, representado pela equação (3.24), é o valor eficaz da diferença entre a corrente do diodo D_{boost} e a corrente absorvida pela carga durante este período.

$$\begin{aligned} \langle I_{C_B(\text{ef})} \rangle_{T_r} &= \sqrt{\frac{2}{T_r} \int_0^{T_r/2} (i_{D_B}(t) - i_{R_B}(t))^2 dt} \\ \langle I_{C_B(\text{ef})} \rangle_{T_r} &= \sqrt{\langle I_{DB(\text{ef})} \rangle_{T_r}^2 + \langle I_{RB(\text{ef})} \rangle_{T_r}^2 - \frac{4}{T_r} \int_0^{T_r/2} (i_{D_B}(t) i_{R_B}(t))^2 dt} \end{aligned} \quad (3.24)$$

O primeiro termo da equação (3.24) é definido em (3.21). Entretanto, o segundo e o terceiro termos são dependentes da carga e não podem ser calculados sem conhecer as suas características. Se a carga é conhecida o segundo termo de (3.24) pode ser definido facilmente, mas o terceiro termo ainda apresenta dificuldades em seu cálculo. Verificando que esse termo tende a reduzir o valor de $\langle I_{C_B(\text{ef})} \rangle_{T_r}$ pode-se assumir como simplificação que:

$$\begin{aligned} \langle I_{C_{B(ef)}} \rangle_{T_r} &\leq \sqrt{\langle I_{DB(ef)} \rangle_{T_r}^2 + \langle I_{RB(ef)} \rangle_{T_r}^2} \\ \langle I_{C_{B(ef)}} \rangle_{T_r} &\leq \sqrt{\frac{32\sqrt{2}P_o^2}{3n_b^2\pi^2V_BV_{in}} + \langle I_{RB(ef)} \rangle_{T_r}^2} \end{aligned} \quad (3.25)$$

Sendo a carga resistiva, o terceiro termo pode ser calculado e a equação (3.25) passa a ser representada pela equação (3.26).

$$\langle I_{C_{B(ef)}} \rangle_{T_r} = \sqrt{\frac{32\sqrt{2}P_o^2}{3n^2\pi^2V_BV_{in}} - \left(\frac{V_B}{R_B}\right)^2} \quad (3.26)$$

Para determinar o valor da capacitância de C_B deve ser considerada a potência entregue a carga, a frequência da rede, a tensão de barramento V_B e a ondulação de tensão $V_B(\Delta V_B)$ definida como critério de projeto.

Desprezando os efeitos provocados pela RSE do capacitor, pode-se determinar o valor do capacitor C_B através da equação (3.27).

$$C_B = \frac{P_o}{4\pi f_r V_B^2 \Delta V_B} \quad (3.27)$$

3.3.5 Filtro de Entrada.

Para que o conversor apresente um valor de FP próximo da unidade é necessária a inclusão de um filtro passa-baixas na entrada do conversor. O objetivo do filtro consiste na atenuação do conteúdo harmônico, gerado pela comutação em alta frequência do conversor, da corrente de entrada. Entre as opções de configuração possíveis, optou-se por utilizar um filtro do tipo LC [48].

Considerando que o circuito opera com fator de potência unitário, pode-se admitir que o conjunto formado pelo conversor boost, pelo inversor ressonante e pela lâmpada se comporta como um resistor equivalente (R_{eq}), cujo valor pode ser determinado pela tensão eficaz de entrada e pela potência absorvida da rede elétrica. Tem-se na Fig. 3-4 o circuito que representa o filtro de entrada e a carga equivalente associada a ele.

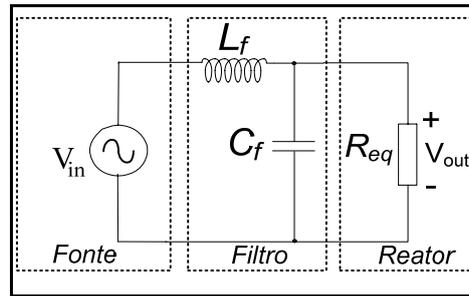


Fig. 3-4 – Filtro de entrada e resistência equivalente.

O valor da resistência equivalente pode ser obtido conforme a equação apresentada em (3.28), considerando o conversor e o inversor ressonante ideais.

$$R_{eq} = \frac{V_{in}^2}{P_o} \quad (3.28)$$

Para a determinação dos parâmetros do filtro, inicialmente define-se a função de transferência que representa o ganho de tensão entre a saída e a entrada do filtro.

$$G(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1}{s^2 L_f C_f + s \frac{L_f}{R_{eq}} + 1} \quad (3.29)$$

No domínio da frequência, a equação (3.29) passa a ser representada por (3.30).

$$G(j\omega) = \frac{1}{-\omega^2 L_f C_f + j\omega \frac{L_f}{R_{eq}} + 1} \quad (3.30)$$

Define-se a frequência de corte do filtro e o fator de amortecimento pelas equações (3.31) e (3.32) respectivamente. Os parâmetros do filtro serão obtidos a partir dessas equações.

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (3.31)$$

$$\zeta = \frac{1}{2 R_{eq}} \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} \quad (3.32)$$

onde ω_c é a frequência de corte e ζ é o fator de amortecimento do filtro.

A escolha dos valores de ω_C e ζ deve garantir que o filtro atenuie satisfatoriamente o conteúdo harmônico da corrente de entrada e que evite oscilações em alta frequência e o deslocamento de fase entre a tensão e a corrente de entrada em baixa frequência. Com esses critérios, é conveniente adotar valores para ζ maiores que 0,7 e para ω_C valores compreendidos entre 50 vezes o valor da frequência da rede e 10% do valor da frequência de comutação do conversor.

3.3.6 Emprego do Circuito Integrado MC33262 no Estágio PFC.

O circuito integrado *MC33262* fabricado pela *ON Semiconductor* será responsável pelo controle do estágio de correção de fator de potência dos reatores eletrônicos implementados. A Fig. 3-5 mostra o diagrama em blocos das principais funções do circuito integrado em conjunto com o estágio de potência do conversor boost. Outras funções que não estão representadas no diagrama de blocos são: proteção de sobretensão na saída, proteção de subtensão com histerese da tensão de alimentação, circuito de partida interno, regulador linear de tensão que estabiliza as tensões de referências com erro inferior a 2% e *buffer* de saída do tipo *totem pole* com capacidade de comandar diretamente o interruptor do conversor. Outras informações e detalhes do dimensionamento dos componentes externos podem ser encontrados em [49].

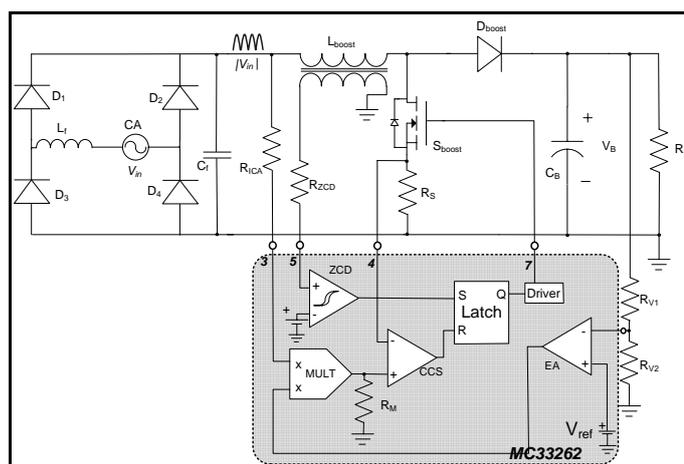


Fig. 3-5 – Estágio de potência e de controle do conversor boost.

O princípio de funcionamento é baseado na Fig. 3-5 onde o amplificador de erro (EA) compara uma parcela da tensão de saída com uma tensão de referência interna (V_{ref}), gerando um sinal de erro proporcional à diferença entre as duas tensões. O sinal de erro é então multiplicado por uma amostra da tensão de entrada retificada no bloco multiplicador. Como a constante de tempo do EA é elevada em relação ao período da tensão de rede, o resultado da multiplicação será um sinal senoidal retificado cujo valor de pico dependerá do valor de pico da tensão de entrada e do nível do sinal de erro.

O sinal de saída do multiplicador, conectado na entrada não-inversora do comparador de corrente (CCS), será usado como referência senoidal e definirá o valor da corrente de pico do indutor L_{boost} a cada período de comutação. O CCS compara o valor de tensão no resistor *shunt* (R_s) com o valor da saída do multiplicador e determina o instante em que o interruptor S_{boost} deve ser bloqueado. O *Latch* evita que ruídos acionem o interruptor de forma involuntária.

Após o bloqueio de S_{boost} , o indutor L_{boost} transfere sua energia para a carga até sua corrente se anular. Neste instante, o sinal proveniente do bloco detector de corrente nula (ZCD) faz com que o interruptor seja novamente comandado a entrar em condução. A forma de detectar se a corrente no indutor atingiu o valor zero é através de um sinal obtido de um enrolamento auxiliar de L_{boost} . Quando o conversor é energizado, o circuito de partida faz com que o interruptor seja acionado, visto que não há sinal do bloco ZCD .

O circuito integrado possui um *drive* de saída com capacidade de comandar diretamente um interruptor do tipo *MOSFET*. O *drive* é capaz de fornecer ou absorver picos de corrente de até 500mA. O circuito de proteção de subtensão pode desabilitar o estágio de saída quando o valor da tensão de alimentação for inadequado, garantindo que o interruptor não entre em condução indevidamente. A tensão de saída do estágio é grampeada em 16V, assim evita-se a ruptura do interruptor quando a tensão de alimentação exceder aos 20V.

3.4 Protocolo de Comunicação.

O protocolo *DALI* está sendo adotado como padrão pelas maiores empresas do setor de iluminação por possibilitar um sofisticado sistema de controle garantindo flexibilidade, simplicidade e reduzindo custos de instalação. Por essa razão, optou-se pela adoção dessa tecnologia nos reatores eletrônicos desenvolvidos nesse trabalho.

As pesquisas iniciais ligadas ao desenvolvimento do protocolo *DALI* datam do ano de 1995. Entretanto, somente no ano de 1998 ocorreu o lançamento de uma aplicação comercial pela *Helvar*, chamada de *DBI (Digital Ballast Interface)*. Após esse lançamento, outros fabricantes europeus de equipamentos para iluminação, como a *Osram*, *Philips* e *Tridonic* começaram a investir recursos em pesquisa e desenvolvimento para aprimorar o protocolo *DBI* [28]. Como resultado surge um novo protocolo e que por razões comerciais passou a ser conhecido como *DALI*. A norma [41] contém as especificações e procedimentos requeridos pelo protocolo.

Um sistema *DALI* típico consiste, basicamente, em um controlador mestre (*master*) e seus múltiplos escravos (*slaves*). O controlador mestre transmite instruções contendo um endereço e um comando para todos os escravos através do barramento de comunicação. As unidades escravas recebem a instrução e determinam, através de *software*, se pode ou não executá-la. Um controlador mestre pode conter até 64 unidades escravas conectadas, cada uma com um endereço individual (*Short Address*).

3.4.1 Especificações de Comunicação.

O formato da comunicação é baseado no código *Manchester*, onde os bits em vez de serem representados pelo nível dos pulsos são representados pelas fases de transições (bordas). No código *Manchester*, o bit 1 é representado por uma transição positiva (borda de subida) no meio do intervalo significativo do bit, enquanto o bit 0 corresponde a uma transição negativa (borda de descida).

O protocolo utiliza comunicação serial assíncrona, *half-duplex* e dois fios como meio físico de comunicação. A taxa de transmissão é de aproximadamente 1,2kHz, com período de $833,33\mu\text{s} \pm 10\%$ para cada bit.

A instrução do controlador mestre para as unidades (*forward frame*) é constituída de 19 bits codificados: 1 bit de *start*, 1 *byte* de endereço, 1 *byte* de dados. O pacote de instruções termina com 2 bits de *stop*. A resposta da unidade escrava para o controlador mestre (*backward frame*) é constituída de 11 bits: 1 bit de *start*, 1 *byte* de dados. O pacote de instruções também termina com 2 bits de *stop*. O *stop* bit não contém transição de fase. A Fig. 3-6 representa o formato da comunicação no protocolo *DALI*.

O tempo mínimo requerido entre duas instruções do controlador mestre para as unidades escravas é de 9,17ms. A unidade escrava tem um tempo entre 2,92 ms e 9,17 ms para responder a instrução ao mestre. Se a resposta não iniciar em até 9,17ms, o mestre interpretará a resposta como “*não*”. Se ocorrer um erro de codificação de mensagem, o pacote será ignorado e o sistema instantaneamente estará pronto para uma nova recepção de dados.

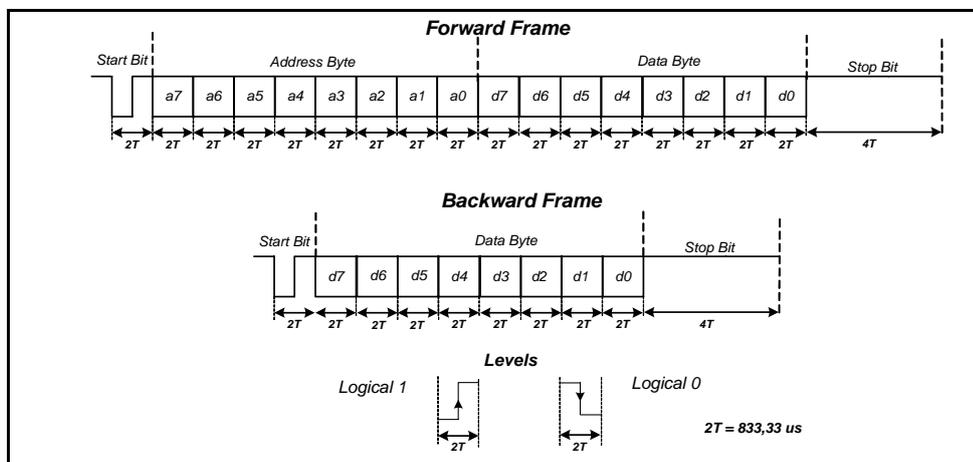


Fig. 3-6 – Formato de comunicação no protocolo DALI.

3.4.2 Especificações Elétricas.

O controlador mestre se comunica com as unidades escravas através de um sinal obtido pela sua atuação nos níveis de tensão do barramento de comunicação. Dessa mesma

maneira, a unidade escrava responde ao comando do controlador mestre. Tanto o sinal de controle como o sinal de resposta da unidade escrava é especificado pela norma do protocolo [41].

A diferença de potencial do barramento indica se o nível presente é baixo ou alto. Uma tensão entre 9,5V e 22V representa um nível lógico alto, já uma tensão entre -6,5V e 6,5V representa um nível lógico baixo. O nível alto é o nível padrão mantido pelo controlador. Desta forma, quando a unidade escrava necessita manter um nível alto, basta não atuar no nível do barramento. Já quando é necessário manter um nível baixo, este é obtido forçando um curto-circuito no barramento de comunicação pela unidade escrava. Esta condição é possível, pois a norma especifica um limite de 250mA para a corrente fornecida pelo barramento. A Fig. 3-7 representa os tempos envolvidos nas transições com suas respectivas tolerâncias e os níveis de tensão recomendados.

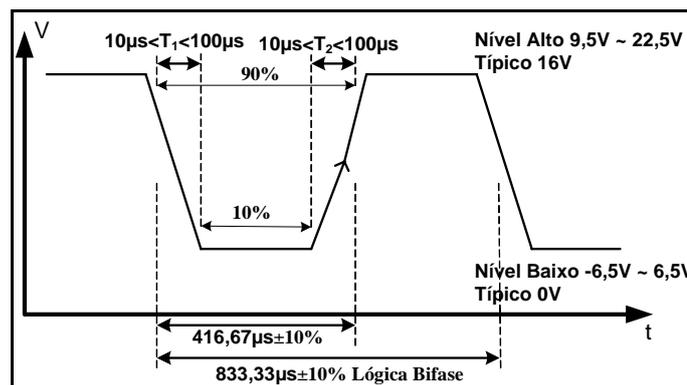


Fig. 3-7 – Níveis de tensão e tempos de transição do protocolo.

No Anexo I serão apresentadas as instruções do protocolo em conjunto com alguns aspectos básicos e termos técnicos relacionados ao protocolo *DALI*.

3.5 Circuitos Auxiliares.

Para iniciar a implementação do protótipo, faltam apresentar alguns circuitos importantes que não são necessários na etapa de simulações, mas são necessários na implemetação prática dos reatores. Entre eles pode-se citar: a fonte alimentação que garante os níveis de tensão adequados aos estágios, o *drive* para o acionamento dos

interruptores do estágio inversor, o microcontrolador responsável pelo controle e supervisão do reator eletrônico e o sensor de corrente responsável pela detecção da lâmpada, proteção de falha durante a ignição e retirada das lâmpadas em regime de operação.

3.5.1 Fonte de Alimentação.

Devido ao emprego de circuitos integrados para o controle do conversor boost e do estágio inversor ressonante, torna-se necessário uma fonte de alimentação que forneça as tensões adequadas para o perfeito funcionamento da estrutura.

A tensão de alimentação do circuito integrado *MC33262* deve ser superior a 14V, caso contrário os pulsos de comando do interruptor serão inibidos. Para o circuito de comando e controle do inversor ressonante são necessárias duas tensões distintas. Para a alimentação do microcontrolador é necessário uma tensão de 5V com boa imunidade ao ruído e com boa regulação de tensão. Já para a alimentação do circuito de comando dos interruptores, como será visto a seguir, necessita-se de uma tensão compreendida entre 16V e 20V.

A recomendação do fabricante do CI *MC33262* [49] é que se utilize um enrolamento auxiliar do indutor L_{boost} para gerar sua tensão de alimentação. Essa tensão também será utilizada para alimentar os circuitos que regulam as tensões para o circuito de comando do inversor e para o microcontrolador. Os circuitos reguladores das fontes de alimentação dos estágios do reator estão representados na Fig. 3-8.

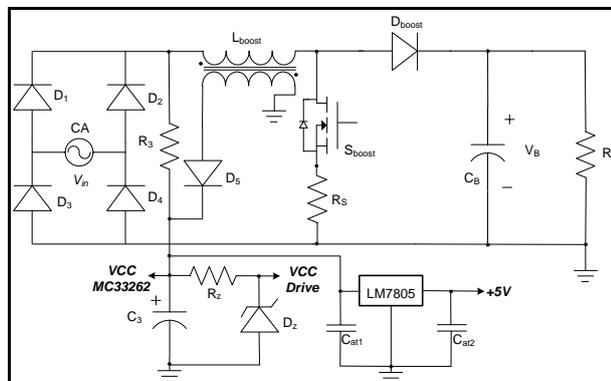


Fig. 3-8 – Diagrama esquemático da fonte de alimentação implementada.

Nota-se pela Fig. 3-8 a presença do par $R_3 - C_3$ que funciona como uma alimentação provisória durante a etapa de partida do conversor. Após o tempo de partida definido por $R_3 - C_3$, a tensão induzida no enrolamento auxiliar do indutor L_{boost} é aplicada a um retificador de meia-onda com filtro capacitivo que alimenta diretamente o CI *MC33262*. Para regular a tensão que alimenta o circuito de comando utiliza-se um diodo zener (D_Z) que faz com que a tensão se estabilize em torno de 18V. Devido à necessidade de uma tensão com melhor regulação, optou-se pela utilização do regulador linear de 5V (*LM7805*) para a fonte de alimentação do microcontrolador.

3.5.2 Circuito de Comando.

Como os interruptores do inversor meia-ponte apresentam referências distintas, faz-se necessário o emprego de um circuito que propicie um sinal de comando adequado para o interruptor superior. Em aplicações onde existe a necessidade em isolar o circuito de comando do circuito de potência, podem ser empregados transformadores de pulso ou optoacopladores para se obter o sinal de comando adequado. Porém, em aplicações de baixa potência não há muito interesse na isolação entre os estágios de potência e comando devido aos custos adicionais, dessa forma os circuitos *bootstraps* podem ser empregados para gerar os sinais de comando para os interruptores.

Nesse trabalho, devido ao emprego de um microcontrolador para a geração dos sinais de comando, optou-se pela utilização do CI *IR21094*, fabricado pela *International Rectifier*[50]. Esse CI foi desenvolvido para comandar MOSFET'S e IGBT'S na configuração meia-ponte, com tensão de barramento de até 600V. Com o emprego desse componente, não é necessário a adição de um circuito para adequar o sinal proveniente do microcontrolador, pois o sinal de entrada é compatível com os níveis lógicos de 3,3V, 5V e 15V. Além disso, o sinal complementar é gerado internamente com tempo morto programável entre 540ns e 5 μ s, através de um resistor externo (R_{DT}). Os sinais das saídas podem ser desabilitados através de um pino *shut down*, permitindo que seja projetada uma proteção externa. O circuito de comando implementado está representado na Fig. 3-9.

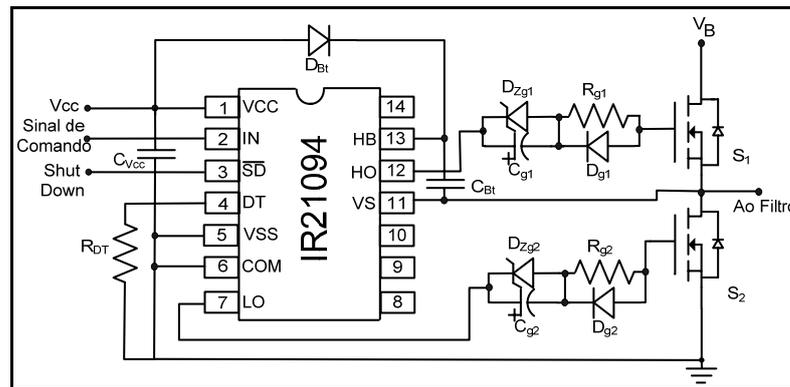


Fig. 3-9 – Circuito de comando dos interruptores.

Para reduzir o tempo de bloqueio dos interruptores, acrescentou-se ao circuito os componentes D_g , C_g , D_{z_g} e R_g . Este circuito subtrai uma pequena tensão do sinal aplicado no comando dos interruptores, proporcional ao valor de tensão do diodo D_{z_g} . Durante o bloqueio, o capacitor C_g mantém essa parcela de tensão, fazendo com que a tensão no gate do interruptor seja negativa. Essa característica faz com que a capacitância do *gate* seja descarregada rapidamente através de D_g , reduzindo o tempo de bloqueio dos interruptores. Além disso, mantendo a tensão negativa no *gate* durante o bloqueio aumenta a segurança de funcionamento, pois diminui a possibilidade de ocorrer uma entrada em condução intempestiva com ruídos no circuito de comando.

Como o diodo D_{z_g} utilizado provoca uma queda de tensão de 4,7V durante o pulso de comando, o circuito de comando deve ser alimentado como uma tensão em torno de 18V para garantir que uma tensão próxima a 15V seja aplicada ao *gate* do interruptor.

3.5.3 Sensor de Corrente da Lâmpada.

O inversor ressonante, por operar com a frequência de comutação próxima a frequência de ressonância do filtro *LCC*, apresentará problemas se for operado sem a presença da lâmpada. Nessa situação, devido aos níveis elevados de tensão e de corrente ocasionados pelo fenômeno da ressonância, o conversor poderá ser danificado, caso sejam ultrapassados os limites de tensão ou de corrente dos componentes.

Para evitar estes problemas, um circuito de proteção é implementado onde a corrente na lâmpada é monitorada pelo microcontrolador através de um sensor de corrente.

Na verdade, monitora-se a presença da lâmpada no circuito na etapa de pré-aquecimento dos filamentos, no processo de ignição e durante o regime de operação da lâmpada. Durante a etapa de pré-aquecimento, uma tensão é aplicada aos filamentos da lâmpada ocasionando a circulação de corrente através do sensor. Sem a presença da lâmpada ou no caso do filamento estar rompido não haverá corrente através do sensor e o microcontrolador não dará início ao processo de ignição da lâmpada. Na situação onde a etapa de pré-aquecimento for bem sucedida, mas ocorrer uma falha no processo de partida, o microcontrolador também detectará que não há corrente circulante na lâmpada e os sinais para o comando dos interruptores serão desabilitados. Esse mesmo princípio pode ser empregado em regime permanente de funcionamento da lâmpada nas situações onde a lâmpada é retirada ou danificada, preservando assim a integridade do conversor.

O circuito que faz a adequação do nível do sinal da corrente da lâmpada para o nível da entrada *A/D* do microcontrolador é apresentado na Fig. 3-10. Como a corrente na lâmpada possui valor médio nulo, o sensor pode ser implementado através de um transformador de corrente fazendo com que o custo seja reduzido em relação a um sensor de efeito *hall*.

Na saída do secundário do transformador (T_{SC_2}) é conectado um resistor (R_{S1}), gerando um valor de tensão proporcional a corrente na lâmpada. Essa tensão que tende a ser senoidal, devido ao formato da corrente da lâmpada, é aplicada a um retificador de meia onda com filtro capacitivo associado a um divisor resistivo (D_{S1} , C_{S1} , R_{S2} e R_{S3}), de onde se obtém um valor de tensão contínuo, proporcional ao valor eficaz da corrente na lâmpada. O diodo zener (D_{ZS1}) é acrescentado para proteger a entrada do microcontrolador, no caso de eventual falha de algum componente.

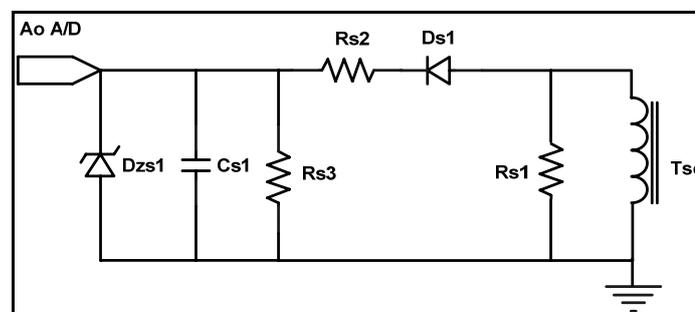


Fig. 3-10 – Sensor de corrente da lâmpada.

Para o projeto deste circuito, busca-se a situação de maior corrente na lâmpada, ou seja, quando a lâmpada está operando com potência nominal. O valor de pico da corrente nesta situação é:

$$i_{L_max} = \sqrt{2} \sqrt{\frac{P_L}{R_L(P_L)}} \quad (3.33)$$

O passo seguinte é especificar a tensão de pico e potência no resistor R_{S1} . Com esses dados será possível obter a relação de transformação do transformador e determinar o valor de sua resistência, conforme as equações (3.34) e (3.35).

$$R_{S1} = \frac{V_{R_{S1_max}}^2}{2P_{R_{S1}}} \quad (3.34)$$

$$n_{SC} = \frac{i_{L_max}}{i_{R_{S1_max}}} \quad (3.35)$$

onde $i_{R_{S1_max}}$ é a corrente de pico no resistor R_{S1} e n_{sc} a relação entre as espiras do transformador de corrente, respectivamente.

Conhecendo a tensão no secundário do transformador e a queda de tensão no diodo do retificador (V_{DS1}), tem-se o valor da tensão no divisor resistivo. Atribuindo um valor a um dos resistores, no caso R_{S3} , calcula-se o outro conforme (3.36).

$$R_{S2} = R_{S3} \left(\frac{V_{RS1} - V_{DS1} - V_{AD}}{V_{AD}} \right) \quad (3.36)$$

onde V_{AD} é o valor de tensão máximo admitido na entrada A/D do microcontrolador.

O capacitor C_{S1} é calculado com base em uma frequência de corte f_C (120Hz) estipulada para a saída do sensor, de forma que não influencie significativamente o desempenho do circuito.

$$C_{S1} = \frac{R_{S2} + R_{S3}}{2\pi f_C R_{S2} R_{S3}} \quad (3.37)$$

3.5.4 Microcontrolador.

O microcontrolador será responsável pelo controle e supervisão do reator eletrônico nas etapas de pré-aquecimento dos filamentos, ignição da lâmpada e operação em regime permanente. Em conjunto com o sensor de corrente será responsável pelos procedimentos a serem adotados no caso de ausência da lâmpada, falha na tentativa de ignição e retirada ou danificação da lâmpada em regime de operação. Além de gerar os sinais para o circuito de comando nas diferentes etapas de operação, o microcontrolador tem como funções: controlar o tempo de pré-aquecimento antes do processo de ignição, acionar o circuito de pré-aquecimento durante o processo de dimerização em determinados níveis de potência, supervisionar a tensão no barramento para dar início ao processo de pré-aquecimento e ignição da lâmpada e a comunicação com a unidade mestre através do protocolo *DALI*.

Devido a todas as características e funções previstas para este componente a opção se fez por um microcontrolador do fabricante *Atmel*. O modelo escolhido é o *ATTINY 45* [51], que possui saídas *PWM* programáveis, conversor *A/D* e memória do tipo *Flash*, que é facilmente regravada. Trata-se de um componente de 8 pinos, baixo custo e baixo consumo de energia que opera com oscilador interno programável de até 20MHz. Sua escolha deve-se a precisão na geração dos intervalos de comutação e nos passos para o ajuste da frequência.

3.6 Conclusão.

Este capítulo teve como objetivo inicial apresentar o estágio de correção de fator de potência para os reatores eletrônicos. Com a análise desenvolvida, foi possível obter as etapas de operação do conversor, as principais formas de onda e então, com base nestes dados, desenvolver o equacionamento do circuito, visando à obtenção de uma metodologia de projeto para os seus componentes.

Na seqüência, foram apresentadas as características e a descrição funcional da fonte de alimentação dos componentes do reator, do circuito de comando dos interruptores, do protocolo de comunicação empregado e da proteção através do monitoramento da corrente

na lâmpada. Em função dos requisitos para a supervisão e controle do reator, fez-se a escolha do microcontrolador a ser utilizado.

Com isso, tem-se o estudo dos estágios que compõem os reatores eletrônicos concluído e pode ser dado início a parte experimental, com o objetivo de comprovar e avaliar as informações até aqui apresentadas.

4 – PROJETO, RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS.

4.1 Introdução.

Neste capítulo inicialmente será tratado sobre o projeto dos elementos dos estágios que são comuns aos reatores eletrônicos dimerizáveis implementados. Será abordado o projeto e a simulação do estágio pré-regulador de fator de potência, incluindo o filtro de entrada e os componentes externos do CI *MC33262*. Em seguida serão definidos os elementos que compõem o circuito de pré-aquecimento, o circuito de comando e o circuito de sensoriamento da corrente da lâmpada.

Em uma segunda etapa serão analisados individualmente os resultados obtidos para cada técnica de dimerização abordada. A metodologia de projeto para os elementos do filtro ressonante será apresentada, assim como os resultados de simulação. Finalizando o estudo, os resultados experimentais obtidos serão comparados com os resultados analíticos e de simulação com a finalidade de comprovar as análises apresentadas.

4.2 Projeto e Simulação do Estágio Pré-Regulador de Fator de Potência.

Nessa seção será apresentado o dimensionamento dos componentes do estágio de potência e do circuito de controle do pré-regulador boost. Para o controle do conversor boost será utilizado o CI dedicado *MC33262*. A Fig. 4-1 mostra o diagrama esquemático completo do estágio de correção do fator de potência implementado.

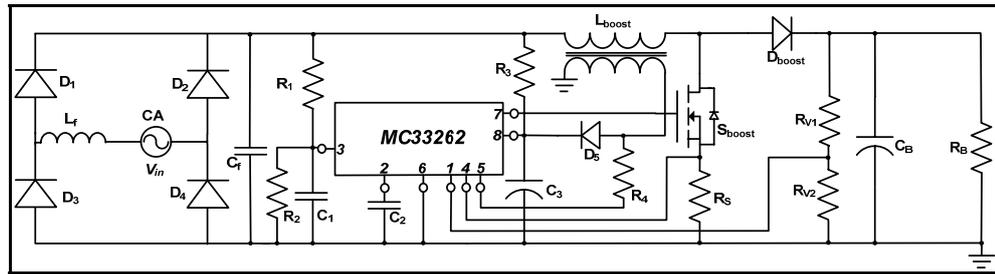


Fig. 4-1 – Circuito do estágio PFC completo.

As especificações do projeto são apresentadas na Tabela 4-1.

Descrição	Valor	Parâmetro
Faixa de tensão de entrada	90 a 240V _{ef}	V_{in}
Tensão de barramento	400V	V_B
Potência de saída do estágio	70W	P_o
Frequência mínima de operação	35kHz	f_{smin}
Ondulação de tensão de saída admitida	1%	ΔV_B
Rendimento estimado do estágio	0,95	n_b

Tabela 4-1 – Especificações do projeto do pré-regulador.

4.2.1 Projeto do Estágio de Potência.

O projeto do estágio de potência inicia-se com o dimensionamento do indutor L_{boost} através da equação (3.9).

$$L_{Boost} = \frac{n_b V_{in}^2 (V_B - \sqrt{2} V_{in})}{2 f_{smin} P_o V_B} \cong 2,1mH \quad (4.1)$$

Para o projeto físico do indutor é necessário definir o valor de sua corrente de pico máxima, usando a equação (3.10), e o valor eficaz da corrente com a da equação (3.14).

$$I_{LBPKmax} = \frac{2\sqrt{2}P_{Omax}}{n_b V_{inmin}} = 2,31A \quad (4.2)$$

$$\langle I_{LB(ef)} \rangle_{T_r} = \frac{2P_o}{\sqrt{3}nV_{in}} = 945mA \quad (4.3)$$

O dimensionamento do capacitor de saída do estágio é definido em função da tensão média de saída, da ondulação de tensão admitida e de sua corrente eficaz. Pela expressão (3.27) é definido o valor do capacitor.

$$C_B = \frac{P_o}{4\pi f_r V_B^2 \Delta V_B} = 58 \mu F \quad (4.4)$$

Considerando que carga de saída é resistiva, o valor eficaz da corrente no capacitor C_B pode ser calculado pela equação (3.26).

$$\langle I_{C_B(ef)} \rangle_{T_r} = \sqrt{\frac{32\sqrt{2}P_o^2}{3n_b^2 \pi^2 V_B V_{in}} - \left(\frac{V_B}{R_B}\right)^2} = 450 mA \quad (4.5)$$

O capacitor escolhido, devido a disponibilidade imediata, foi o de modelo B43821 de 100uF/450V da EPCOS.

O dimensionamento dos semicondutores do conversor (S_{boost} e D_{boost}) é feito com base nos cálculos das correntes e da tensão reversa máxima aplicada sobre os mesmos quando a tensão é mínima na entrada do conversor. No capítulo 3 foi apresentada a formulação que torna possível a definição desses valores. A Tabela 4-2 mostra os resultados encontrados.

Descrição	Parâmetro	Valor Calculado
Corrente eficaz em S_{boost} .	$\langle I_{SB(ef)} \rangle_{T_r}$	800mA
Corrente media em S_{boost} .	$\langle I_{SB(media)} \rangle_{T_r}$	550mA
Corrente de pico em S_{boost} .	$I_{SBPKmax}$	2,31A
Tensão direta máxima em S_{boost} .	V_{DSmax}	400V
Corrente eficaz em D_{boost} .	$\langle I_{DB(ef)} \rangle_{T_r}$	480mA
Corrente média em D_{boost} .	$\langle I_{DB(media)} \rangle_{T_r}$	175mA
Corrente de pico em D_{boost} .	$I_{DBPKmax}$	2,31A
Tensão direta máxima em D_{boost} .	V_{DBmax}	400V

Tabela 4-2 – Correntes e tensões dos semicondutores do estágio PFC.

Tendo obtido estas especificações, o diodo escolhido para esta aplicação é o modelo MUR160 da fabricante *ON Semiconductor*, cujas características são apresentadas na Tabela 4-3 em conjunto com as grandezas calculadas para cada parâmetro.

Parâmetro	Valor Calculado	MUR160
$\langle I_{DB_{(med)}} \rangle_{T_r}$	175mA	1A @ 120°C
$I_{DB_{PK\ max}}$	2,31A	35A
V_{Dmax}	400V	600V

Tabela 4-3 – Relação entre os parâmetros calculados e os admitidos pelo diodo boost.

Conhecendo os valores de tensão e de corrente que o interruptor está sujeito, cabe a escolha do componente a ser utilizado. Foi escolhido o MOSFET modelo IRF840 do fabricante *International Rectifier*, devido à disponibilidade do momento na implementação cujos parâmetros são indicados na Tabela 4-4.

Parâmetro	Valor Calculado	IRF840
$\langle I_{SB_{(ef)}} \rangle_{T_r}$	800mA	8A @ 25°C
$I_{SB_{PK\ max}}$	2,31A	32A
V_{DSmax}	400V	500V
$R_{DS(on)}$	-	850mΩ @ 25°C

Tabela 4-4 – Relação entre os parâmetros calculados e os admitidos pelo interruptor.

4.2.2 Projeto do Filtro de Entrada e Diodos Retificadores.

Devido à presença do filtro de entrada, a corrente que circula pelos diodos retificadores de entrada (D_1 a D_4) não possui componentes na frequência de comutação. Esse fato possibilita o uso de diodos retificadores lentos. A corrente que circula em cada diodo é a mesma que a fonte de entrada fornece ao conversor, durante meio ciclo de operação. Assim, conhecendo a corrente eficaz de entrada, os valores da corrente eficaz e da corrente média em cada diodo são facilmente obtidos.

A corrente eficaz de entrada pode ser obtida pela equação (4.6)

$$I_{inef} = \frac{P_0}{n_b V_{inef}} \quad (4.6)$$

Como a corrente de entrada é senoidal, chega-se a expressão (4.7) que aponta o valor da corrente eficaz em um dos diodos da ponte retificadora.

$$I_{Def} = \frac{I_{inef}}{\sqrt{2}} \quad (4.7)$$

A corrente média no diodo pode ser obtida a partir da corrente eficaz. A relação entre a corrente eficaz e a corrente média, para um retificador de meia onda senoidal é dada por (4.8).

$$I_{Dmed} = \frac{2 \cdot I_{Def}}{\pi} \quad (4.8)$$

Para a determinação do valor de pico da corrente no diodo será utilizado o resultado de simulação, onde se adota o valor de corrente obtido no instante de energização da estrutura exatamente no pico da senóide da tensão de entrada. A máxima tensão reversa a qual o diodo é submetido é a máxima tensão de pico de entrada.

De posse dos valores das especificações do componente, adota-se o diodo de modelo 1N4007 do fabricante *Fairchild*, cujas características são apresentadas na Tabela 4-5.

Parâmetro	Valor Calculado	1N4007
I_{Dmed}	180mA	1A @ 25°C
I_{Dpk}	22A (simulação)	30A
V_{Dmax}	340V	1000V

Tabela 4-5 – Relação entre os parâmetros calculados e os admitidos pelo diodo retificador.

O filtro de entrada deve ser adicionado à estrutura para que se consiga atenuar as componentes harmônicas na ordem da frequência de comutação, melhorando então o fator de potência do reator.

Para o cálculo deste elemento utilizou-se a metodologia proposta anteriormente, onde, através da formulação indicada, calcula-se o valor da resistência equivalente do

conversor, visto pelo filtro através da equação (3.28) e atribui-se um valor para a frequência de corte do mesmo. A escolha dessa frequência deve ser próxima a uma década abaixo da frequência de interesse, para garantir uma atenuação eficaz destas componentes harmônicas [48].

$$R_{eq} = \frac{nV_{inef}^2}{P_0} = 110\Omega \quad (4.9)$$

$$f_c = \frac{f_{smin}}{5} = 7kHz \quad (4.10)$$

Com a resistência equivalente determinada e adotando um coeficiente de amortecimento de 0,707, pode-se determinar o valor do capacitor do filtro.

$$C_f = \frac{1}{4\pi f_c R_{eq} \zeta} \cong 150nF \quad (4.11)$$

Substituindo o valor obtido para o capacitor na equação (4.12), obtém-se o valor do indutor do filtro de entrada.

$$L_f = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 C_f} = 3,45mH \quad (4.12)$$

4.2.3 Projeto dos Componentes Externos do CI MC33262.

Definidos os componentes do estágio de entrada e de potência, serão determinados a seguir os componentes do estágio de controle do conversor.

Na entrada inversora do amplificador de erro (pino 1) é conectado um divisor resistivo, formado por R_{V1} e R_{V2} , que por sua vez é conectada a saída regulada do conversor. A equação (4.13) é utilizada para determinação dos valores dos resistores [49].

$$V_B = 2,5 \left(\frac{R_{V1}}{R_{V2}} + 1 \right) - I_B R_{V1} \quad (4.13)$$

A corrente que circula pelo divisor resistivo deve ser maior que $50\mu\text{A}$ para minimizar o erro de regulação da tensão de saída. Sabendo que $I_B = 0,5\mu\text{A}$, utilizando a equação (4.13) e adotando o valor de $1\text{M}\Omega$ para R_{V1} chega-se ao valor de R_{V2} .

$$R_{V2} = 6,28\text{k}\Omega \quad (4.14)$$

Cabe salientar que os resistores devem apresentar uma precisão de 1% devido ao seu emprego na malha de regulação de tensão de saída.

Na saída do amplificador de erro (pino 2) é conectado o capacitor de compensação de tensão (C_2). Para determinação do valor de C_2 utiliza-se a equação (4.15) onde o valor da largura da banda de frequência (B_w) é definido entre 20 a 30Hz [49].

$$C_2 = \frac{1}{2\pi B_w (R_{V2} // R_{V1})} \cong 820\text{nF} \quad (4.15)$$

A entrada do multiplicador (pino 3) é conectado através de um divisor resistivo, formado por R_1 e R_2 , ao retificador da tensão de entrada. A operação linear do multiplicador é garantida quando é aplicada uma tensão de entrada (V_M) compreendida entre 0 e 3,2V. Adotando os valores de $1\text{M}\Omega$ para R_1 e 3V para V_M , o valor de R_2 pode ser calculado pela equação (4.16).

$$R_2 = \frac{V_M R_1}{\sqrt{2} V_{in\max} - V_M} \cong 8,2\text{k}\Omega \quad (4.16)$$

Para determinar o valor do resistor (R_S) conectado na entrada inversora do comparador do sensor de corrente (pino 4) utiliza-se a equação (4.17).

$$R_S = \frac{V_{CS}}{I_{Lpk}} \quad (4.17)$$

O valor de I_{Lpk} é obtido da equação (3.10) e o valor de V_{CS} é recomendado pelo fabricante do componente em função da variação da tensão de entrada do conversor. Como se optou pela utilização da entrada universal de tensão (90V a 240V), o valor de V_{CS} recomendado é de 1V. Calculando o resistor R_S através da equação (4.17) chega-se ao seguinte valor:

$$R_S = 0,43\Omega \quad (4.18)$$

Adotando os valores de $0,5\Omega$ para R_S , o valor da potência dissipada pode ser calculado pela equação (4.19), onde o valor de $\langle I_{SB(ef)} \rangle_{T_r}$ é obtido da equação (3.16).

$$P_{R_S} = R_S \langle I_{SB(ef)} \rangle_{T_r}^2 \cong 0,13W \quad (4.19)$$

Para conectar a entrada do detector de corrente zero (pino 5) ao enrolamento auxiliar do indutor L_{boost} é utilizado um resistor limitador (R_4). Devido ao baixo consumo de corrente pelo circuito detector, o valor recomendado pelo fabricante para R_4 é de $22k\Omega$.

Para finalizar o dimensionamento dos componentes externos do CI, falta a definição dos componentes da fonte de alimentação composta por D_5 , C_3 e R_3 . Como mencionado anteriormente, o par $C_3 - R_3$ determina o tempo de partida do conversor. Serão adotados os valores recomendados pelo fabricante ($C_3=100\mu F$ e $R_3=100k\Omega$). Já o diodo D_5 , como opera na frequência de comutação, necessita ser do tipo rápido (pequeno tempo de recuperação), por isso, optou-se pelo emprego do diodo MUR120.

4.2.4 Simulações do Estágio PFC.

Para a simulação do estágio pré-regulador de fator de potência foi utilizado o programa *PSIM* (versão 6.0) que se mostrou eficiente em relação ao tempo de simulação e aos resultados apresentados.

As primeiras simulações visam verificar o comportamento do conversor operando com a máxima e mínima tensão de entrada com a potência nominal de saída. A Fig. 4-2 (a) mostra a corrente do indutor L_{boost} para uma tensão de entrada de $90V_{ef}$. Na Fig. 4-2 (b) a escala de tempo é reduzida para mostrar em detalhe o comportamento da corrente em L_{boost} .

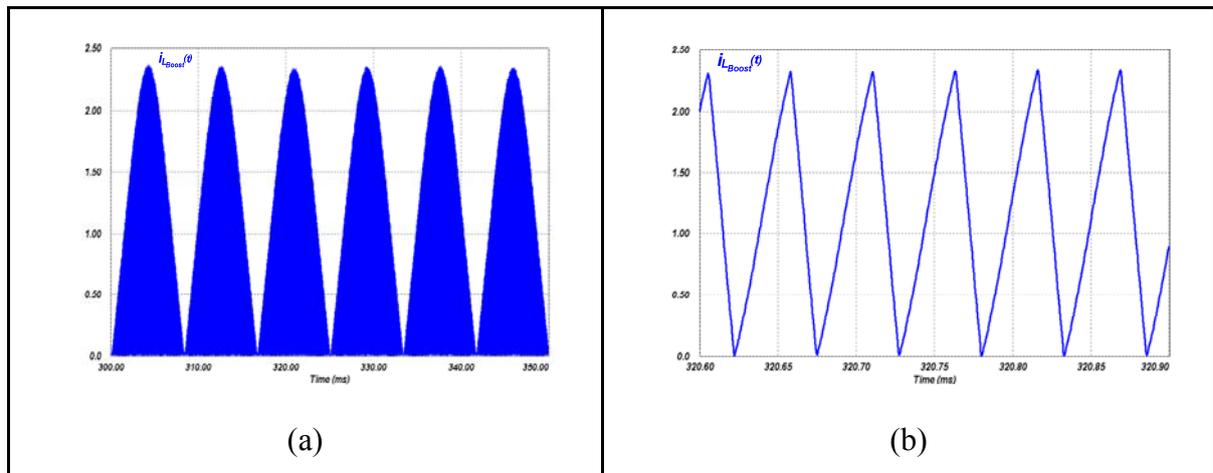


Fig. 4-2 – Corrente do indutor L_{boost} para $V_{in}=90V$.

Verifica-se através da Fig. 4-2 (a), que a corrente que circula pelo indutor boost é de alta frequência, modulada por uma senóide retificada. Outra característica importante refere-se à garantia de operação no modo de condução crítica com esse nível de tensão de entrada, como pode ser verificado pela Fig. 4-2 (b). A Fig. 4-3 apresenta a tensão de saída, a corrente e a tensão de entrada. A corrente de entrada está multiplicada por um fator para melhor visualização das formas de onda.

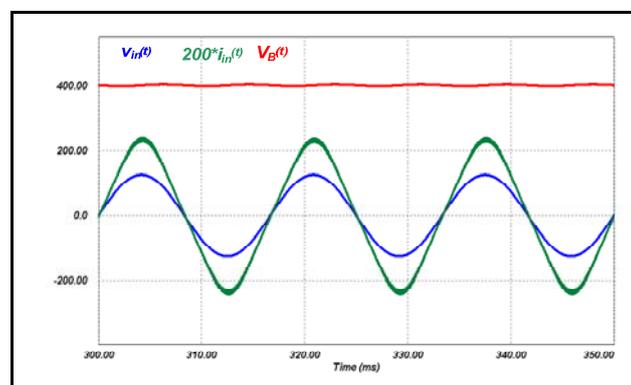


Fig. 4-3 – Tensão de saída, tensão e corrente de entrada para $V_{in}=90V$.

O resultado apresentado mostra que a tensão de saída ficou estabilizada em torno de 398V, com uma ondulação de aproximadamente 5V. Através da Fig. 4-3 é possível constatar a atuação do estágio *PFC*, devido ao fato de que a corrente de entrada apresenta um formato senoidal em fase com a tensão de entrada. Utilizando um aplicativo do próprio programa de simulação obtém-se um valor para a taxa de distorção harmônica da corrente de entrada (TDH_{Iin}) de 4,6% e um fator de potência de 0,998.

As mesmas simulações realizadas para uma tensão de entrada de $90V_{ef}$ serão verificadas para uma tensão de $240V_{ef}$. A Fig. 4-4 mostra a corrente do indutor L_{boost} e a Fig. 4-5 apresenta a tensão de saída, a corrente e a tensão de entrada.

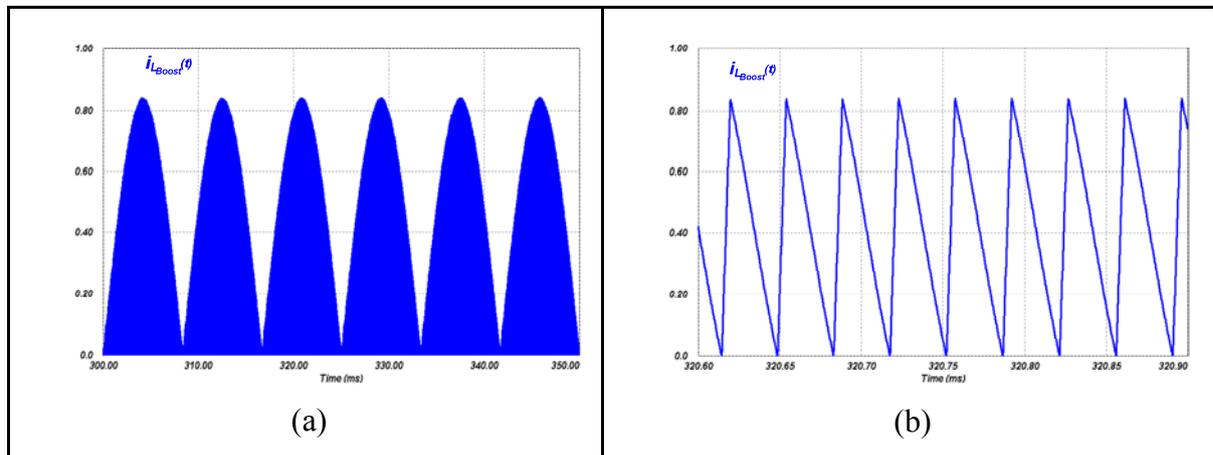


Fig. 4-4 – Corrente do indutor L_{boost} para $V_{in}=240V$.

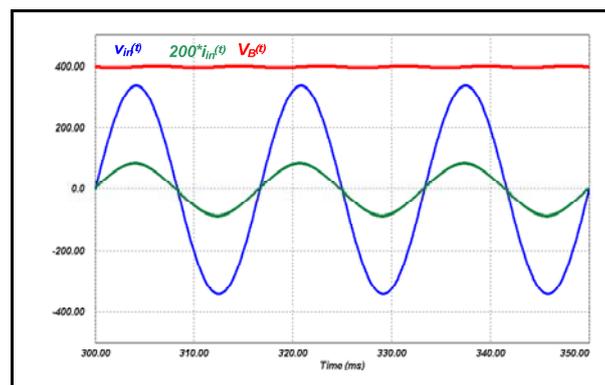


Fig. 4-5 – Tensão de saída, tensão e corrente de entrada para $V_{in}=240V$.

Verifica-se através da Fig. 4-4 que com esse nível de tensão de entrada, novamente a operação no modo de condução crítica é garantida e a corrente do indutor boost é de alta frequência, modulada por uma senóide retificada. O resultado apresentado na Fig. 4-5 mostra que a tensão de saída ficou estabilizada em torno de $400V$, com uma ondulação de aproximadamente $6V$. Nesse caso, o valor obtido para TDH_{lin} foi de $5,5\%$ e o valor do fator de potência foi de $0,996$.

Complementando a análise do estágio pré-regulador, apresenta-se na Tabela 4-6 um comparativo dos principais parâmetros do conversor entre os resultados analíticos e de simulação, quando se aplica uma tensão de entrada de $127V_{ef}$.

Descrição	Parâmetro	Valor Calculado	Valor Simulado
Corrente eficaz em S_{boost} .	$\langle I_{SB(ef)} \rangle_{T_r}$	500mA	499mA
Corrente média em S_{boost} .	$\langle I_{SB(med)} \rangle_{T_r}$	320mA	312mA
Corrente de pico em L_{boost} .	$I_{LBPK \max}$	1,56A	1,65A
Corrente eficaz em L_{boost} .	$\langle I_{LB(ef)} \rangle_{T_r}$	636mA	638mA
Corrente eficaz em D_{boost} .	$\langle I_{DB(ef)} \rangle_{T_r}$	390mA	397mA
Corrente média em D_{boost} .	$\langle I_{DB(med)} \rangle_{T_r}$	175mA	175mA
Corrente eficaz em C_B .	$\langle I_{C_B(ef)} \rangle_{T_r}$	349mA	357mA
Corrente eficaz em D_1 .	I_{Def}	389mA	389mA
Corrente média em D_1 .	I_{Dmed}	248mA	243mA

Tabela 4-6 – Comparação entre os resultados de simulação e analíticos para $V_{in}=127V$.

As semelhanças entre os resultados de simulação e analíticos apresentados validam as equações obtidas no capítulo anterior. Nessa simulação, o valor obtido para TDH_{lin} foi de 5% e o valor do fator de potência foi de 0,998. Para finalizar a análise do estágio *PFC*, resta determinar se as componentes harmônicas da corrente de entrada se enquadram na norma nacional que regulamenta esse tipo de equipamento.

Na Fig. 4-6 mostra-se as amplitudes das componentes harmônicas em relação a fundamental da corrente drenada da rede e os valores admitidos para equipamentos da classe tipo C da norma IEC 61000-3-2, adotada no Brasil. Como a amplitude das harmônicas, exceto a fundamental, são pequenas, apresentam-se somente as componentes harmônicas de ordem compreendidas entre 2 e 39.

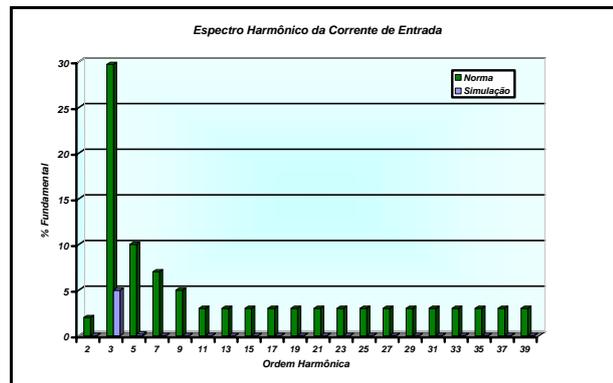


Fig. 4-6 – Espectro harmônico das correntes de entrada

Nota-se pelo gráfico da Fig. 4-6 que todas as componentes harmônicas estão abaixo dos limites estabelecidos pela norma *IEC*. Verifica-se que as amplitudes das componentes acima da quinta harmônica são desprezíveis. Pode-se concluir que o estágio *PFC* apresentou bons resultados em simulação, diminuindo consideravelmente a taxa de distorção harmônica, possibilitando assim o atendimento à norma nacional vigente.

4.3 Projeto dos Circuitos Auxiliares.

Para iniciar a implementação dos protótipos, ainda restam definir alguns circuitos que devem ser dimensionados, como o circuito de pré-aquecimento, o circuito que condiciona o sinal do sensor de corrente das lâmpadas para o microcontrolador e o circuito de comando e os interruptores do estágio inversor.

4.3.1 Circuito de Pré-aquecimento.

O circuito com pré-aquecimento controlado por tensão, representado na Fig. 4-7 será utilizado nos protótipos implementados. O circuito é composto pelo capacitor C_t e pelo transformador L_t associados com o interruptor S_3 , que nas implementações práticas será substituído por um relé. O emprego do relé é justificável pelo fato de não ser necessário um circuito de comando adicional para o seu acionamento. O tempo que os filamentos recebem energia do circuito de pré-aquecimento passa a ser determinado pelo tempo em condução do interruptor S_3 , definido na programação do microcontrolador. Após

a ignição da lâmpada, S_3 é bloqueado e os filamentos deixam de receber energia, garantindo sua integridade assim aumentando a vida útil das lâmpadas. Para manter o arco estável nas condições de baixa luminosidade, em torno de 50% da potência nominal das lâmpadas, o circuito de aquecimento dos filamentos deve ser acionado novamente.

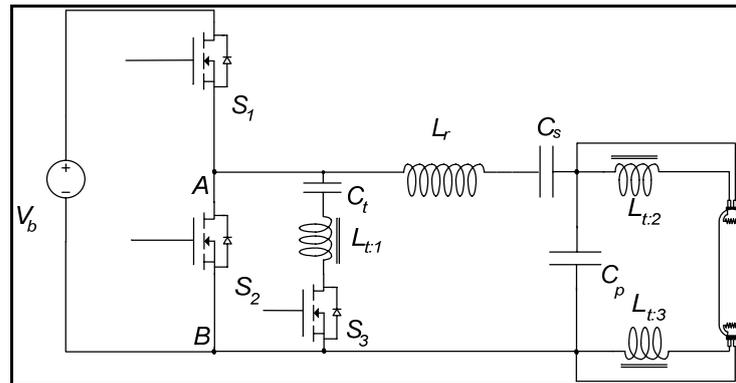


Fig. 4-7 – Circuito de um reator eletrônico com pré-aquecimento por tensão.

Para o dimensionamento dos componentes do circuito de pré-aquecimento, utiliza-se como referência o circuito da Fig. 2-3. Através dos dados do catálogo do fabricante das lâmpadas é possível definir alguns parâmetros como a resistência e a energia necessária para o pré-aquecimento dos filamentos. Dessa forma, definem-se o tempo e a tensão (V_{RFef}) necessária para promover um pré-aquecimento adequado. O valor do capacitor C_t é determinado de forma que a ondulação de tensão induzida seja reduzida e o fenômeno de ressonância não seja verificado. Para essa aplicação adotou-se o valor de 100nF para C_t . De posse do valor da componente fundamental de tensão aplicada entre os pontos A e B do circuito da Fig. 4-7, a relação de transformação fica definida pela equação (4.20).

$$n_{L_t} = \frac{V_{AB_{1ef}}}{V_{RF_{ef}}} \quad (4.20)$$

Nas aplicações onde as lâmpadas estão conectadas em série e conseqüentemente surge uma conexão série entre filamentos, o enrolamento que alimenta essa conexão deve possuir o dobro da relação calculada com o auxílio da equação (4.20).

4.3.2 Circuito do Sensor de Corrente na Lâmpada.

A aquisição da corrente na lâmpada é feita por meio de um transformador de corrente que é associado a um circuito, o qual condiciona o sinal para a entrada do microcontrolador. O circuito projetado para esta função é apresentado na Fig. 3-10. A metodologia para o projeto deste circuito já foi apresentada na seção 3.5.3, e sua aplicação resulta na obtenção dos componentes físicos a serem utilizados.

A Tabela 4-7 apresenta o valor dos componentes calculados, bem como a relação entre as espiras do transformador de corrente, cujo núcleo é toroidal modelo NT-7.

Componente	Valor	Descrição
R_{s1}	120 Ω	Resistência <i>shunt</i> .
R_{s2}	33k Ω	Resistência do divisor de tensão.
R_{s3}	12k Ω	Resistência do divisor de tensão.
D_{s1}	1N4148	Diodo retificador.
C_{s1}	470nF	Capacitor de filtragem.
D_{zs1}	5,1V	Diodo zener de proteção.
T_{sc}	5/35	Relação entre espiras do transformador.

Tabela 4-7 – Componentes do sensor de corrente da lâmpada.

4.3.3 Circuito de Comando e Interruptores do Estágio Inversor.

O circuito utilizado para condicionar o sinal de controle do microcontrolador para o comando dos interruptores foi um circuito do tipo *bootstrap*. O circuito de comando completo utilizado é mostrado na Fig. 3-9 e seu funcionamento baseia-se no circuito integrado *IR21094* da *International Rectifier*. Para projetar os componentes externos ao circuito integrado, utilizou-se a metodologia baseada nas proposições do catálogo do fabricante do componente [50].

O diodo D_{Bt} deve ser especificado de acordo com o tempo de recuperação reversa máxima admitida e pela máxima tensão do barramento. Com isso, optou-se por um diodo com tempo de recuperação reversa muito baixo. O modelo adotado é o MUR160 do fabricante *MOTOROLA*, cujos parâmetros são apresentados na Tabela 4-8.

Parâmetro	Valor	Descrição
V_{RRM}	600 V	Tensão reversa máxima admitida.
t_{rr}	75 ns	Tempo de recuperação reversa.
V_F	1V	Queda de tensão direta no diodo em condução.

Tabela 4-8 – Parâmetros do diodo MUR160.

O capacitor do *bootstrap* C_{Bt} é determinado pela equação (4.21).

$$C_{Bt} \geq \frac{2 \cdot \left(2 \cdot Q_g + \frac{I_{qbs(max)}}{f_{AB}} + Q_{ls} \right)}{V_{CC} - V_F - V_{DSS2} - V_{min}} \quad (4.21)$$

onde:

Q_g	Carga do <i>gate</i> do interruptor IRF840 (42nC);
$I_{qbs(max)}$	Corrente quiescente (75μA);
Q_{ls}	Carga requerida para mudança de nível lógico (5nC);
f_{AB}	Frequência de comutação do circuito (55kHz);
V_{CC}	Tensão de alimentação (19V);
V_F	Queda de tensão direta no diodo em condução (1V);
V_{DSS2}	Queda de tensão direta sobre $S_2(R_{DS(on)} \cdot i_{Mef})$;
V_{min}	Mínima tensão sobre o capacitor C_{Bt} (12V).

Aplicando todos os valores na equação (4.21), o capacitor C_{Bt} fica determinado como $C_{Bt} \geq 15nF$. Para garantir o correto funcionamento do circuito, optou-se por um capacitor de 1μF.

Optou-se em utilizar um valor de 1μs para o tempo morto, configurado através de um resistor externo de 33kΩ (R_{DT}). Estes componentes, assim como os demais utilizados no circuito de comando são apresentados na Tabela 4-9

Componente	Valor	Descrição
R_{DT}	33kΩ	Resistor de ajuste do tempo morto
R_{g1} / R_{g2}	10Ω	Resistor de <i>gate</i> .

D_{g1} / D_{g2}	1N4148	Diodo do <i>gate</i> .
C_{VCC}	47 μ F	Capacitor de filtragem.
C_{Bt}	1 μ F	Capacitor <i>bootstrap</i> .
C_{g1} / C_{g2}	2,2 μ F	Capacitor de tensão negativa.
D_{Bt}	MUR160	Diodo do <i>bootstrap</i> .
D_{zg1} / D_{zg2}	4,7V	Diodo zener de tensão negativa.

Tabela 4-9 – Componentes do circuito de comando.

Para o dimensionamento dos interruptores do estágio inversor deve-se determinar a corrente máxima durante o transitório de partida ($I_{S_{PK\max}}$) e a corrente eficaz máxima na operação em regime permanente ($I_{S_{(ef)\max}}$). A tensão que cada interruptor terá que suportar será a tensão de saída do conversor boost (400V). O valor de $I_{S_{(ef)\max}}$ é determinado na condição de operação onde a corrente do indutor ressonante é máxima, considerando apenas a contribuição da componente fundamental. Assumindo que a corrente eficaz do indutor é dividida simetricamente entre os interruptores, obtém-se:

$$I_{S_{(ef)\max}} = \frac{i_{Lr_{ef\max}}}{\sqrt{2}} = 390mA \quad (4.22)$$

Sabendo que o valor de $I_{Lr_{\max}}$ é o valor máximo obtido resolvendo a equação (2.5), o valor de $I_{S_{PK\max}}$ é dado por:

$$I_{S_{PK\max}} = I_{Lr_{\max}} = 1,5A \quad (4.23)$$

Conhecendo os valores de tensão e de corrente aos quais os interruptores estão sujeitos determinam-se os componentes a serem utilizados. Foi escolhido o MOSFET modelo IRF840 do fabricante *International Rectifier*, devido à disponibilidade do momento na implementação cujos parâmetros são indicados na Tabela 4-10.

Parâmetro	Valor Calculado	IRF840
$I_{S(ef)}$	390mA	8A @ 25°C
$I_{SPK\max}$	1,5A	32A
$V_{DS\max}$	400V	500V
$R_{DS(on)}$	-	850mΩ @ 25°C

Tabela 4-10 – Parâmetros calculados e os admitidos pelos interruptores do estágio inversor.

4.4 Projeto, Simulação e Resultados Experimentais dos Reatores Eletrônicos Implementados.

Para cada reator eletrônico com controle de luminosidade implementado será apresentada a metodologia de projeto adotada para a determinação dos elementos do filtro ressonante e um comparativo entre os resultados analíticos, de simulação e experimentais obtidos. O pré-regulador boost dimensionado anteriormente foi utilizado como estágio *PFC* nos quatro reatores eletrônicos implementados. Salienta-se que todas as estruturas utilizaram como estágio de saída o inversor ressonante meia-ponte e que o processo de pré-aquecimento e ignição adotado foi o mesmo em todos os protótipos. O diagrama esquemático dos protótipos é apresentado no Anexo I.

O controle de luminosidade da lâmpada no primeiro reator eletrônico implementado foi efetuado através da variação de frequência de comutação do estágio inversor. Já no segundo protótipo, a dimerização da lâmpada foi realizada através da técnica de variação de razão cíclica do inversor. A terceira estrutura explorou ambas as técnicas de dimerização onde o método aplicado era definido em função do nível de intensidade luminosa da lâmpada. No quarto reator eletrônico, o estágio do inversor ressonante foi modificado para que através do método de dimerização por variação da razão cíclica todos os níveis de potência na lâmpada fossem alcançados com comutação suave nos interruptores.

As formas de onda foram obtidas através de um osciloscópio *TEKTRONIX TDS5034B* e visualizadas através do programa *Wavestar*. Foram usadas também sondas diferenciais e isoladas de tensão modelo *P5205* e sondas de corrente de efeito *hall* modelo *TCP202*, ambas da *TEKTRONIX*. As lâmpadas fluorescentes foram conectadas em série e o modelo utilizado nos ensaios foi a *T8-32W/840* fabricada pela *Osram*. Como a eficiência luminosa é maior para lâmpadas operando com frequência acima de 20kHz [2], a potência que será aplicada a cada lâmpada será reduzida para 30W.

4.4.1 Processo de Pré-aquecimento e de Ignição.

Antes da análise dos resultados analíticos e experimentais serão apresentadas as características do processo de pré-aquecimento, da etapa de ignição e da energização dos reatores eletrônicos implementados.

A Fig. 4-8 mostra o procedimento adotado para o processo de ignição das lâmpadas. Durante a etapa de pré-aquecimento, o circuito de pré-aquecimento é habilitado e a frequência de comutação é elevada (100kHz) fazendo com que a tensão aplicada nas lâmpadas não seja suficiente para sua ignição (em torno de $100V_{ef}$). Nessa etapa, a corrente dos filamentos é monitorada e caso alguma lâmpada não esteja presente ou apresente um dos filamentos danificados, o microcontrolador não inicia o processo de ignição. Caso contrário, após o tempo de pré-aquecimento programado (nesse caso em torno de 1s), o circuito de pré-aquecimento é desligado e a frequência de comutação é reduzida gradativamente até que a tensão de ignição (V_{ig}) seja atingida. Nota-se que o patamar de tensão aplicado sobre as lâmpadas pode ser limitado através da determinação de uma frequência de ignição limite (f_{igmax}), característica que preserva a integridade do protótipo no caso de uma eventual falha de ignição. No caso de falha da ignição, o microcontrolador reinicia novamente o processo de pré-aquecimento e tenta novamente dar início ao processo de partida das lâmpadas.

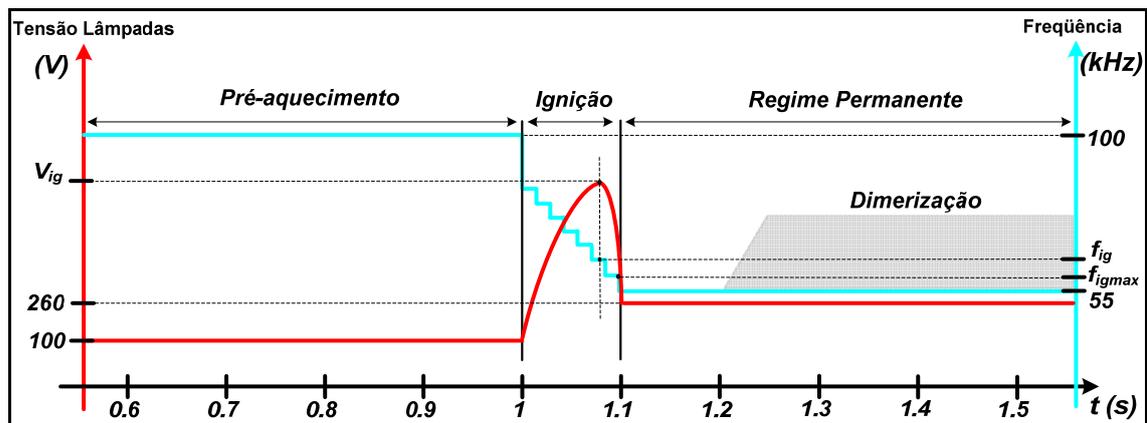


Fig. 4-8 – Comportamento da frequência de comutação do inversor e da tensão nas lâmpadas.

Na implementação prática, após o estabelecimento do arco, o microcontrolador monitora a corrente fornecida para as lâmpadas e altera a frequência de comutação do inversor para que se obtenha o valor nominal de corrente do modelo das lâmpadas e assim o reator eletrônico passa a operar com potência nominal. O processo de dimerização pode ser inicializado após a estabilização da operação no ponto de potência nominal.

A Fig. 4-9 mostra a tensão aplicada aos filamentos durante a etapa de pré-aquecimento. O projeto do circuito de pré-aquecimento deve assegurar que o tempo e o nível de tensão aplicada garantam a energia necessária para o aquecimento do gás, sem comprometer a integridade dos filamentos. Nas condições de baixa luminosidade o circuito de pré-aquecimento é novamente habilitado nesse mesmo nível de tensão, procedimento que contribui para que o arco não seja extinto.



Fig. 4-9 – Tensão aplicada aos filamentos.

A Fig. 4-10 mostra o comportamento da tensão aplicada nas lâmpadas em dois processos de pré-aquecimento e ignição com tempos de pré-aquecimento (t_{pa}) distintos. No primeiro caso, o tempo de pré-aquecimento foi adequado, reduzindo consideravelmente a tensão necessária para a ignição das lâmpadas. No caso (b), a energia fornecida aos filamentos não foi suficiente para o aquecimento do gás e a tensão necessária para a ignição foi bem superior ao caso anterior.

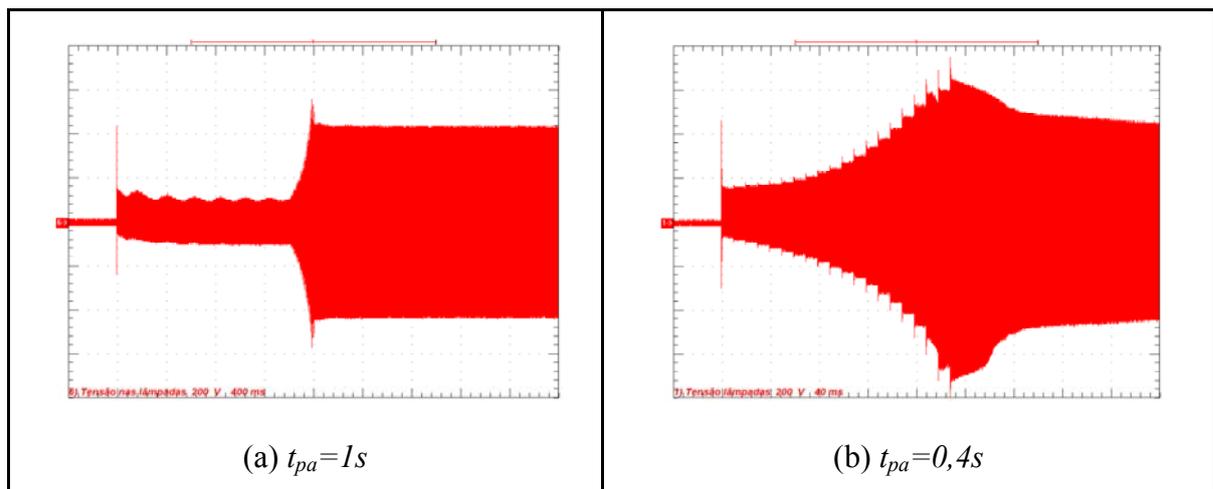


Fig. 4-10 – Processo de pré-aquecimento e ignição.

A Fig. 4-11 mostra o comportamento da tensão aplicada nas lâmpadas, da tensão de barramento e da corrente de entrada no processo de energização do reator. Quando a tensão de barramento estabiliza-se em torno de 400V, o microcontrolador inicia o processo de pré-aquecimento e ignição. Verifica-se que a tensão de barramento apresenta oscilações durante essa etapa devido às mudanças nas condições de carga. Em relação a corrente de entrada, pode-se verificar que os maiores patamares são atingidos no momento em que o sistema de controle começa a atuar no sentido de estabilizar a tensão do barramento.

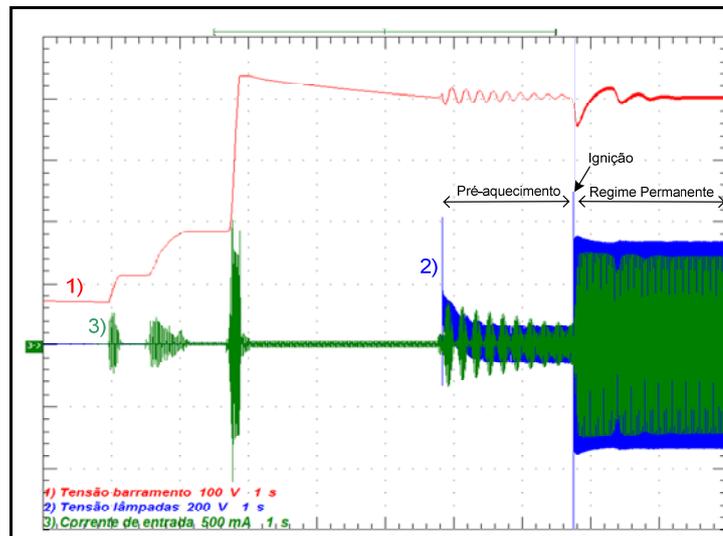


Fig. 4-11 – Corrente de entrada, tensão de barramento e tensão nas lâmpadas durante a energização do reator.

4.4.2 Reator Eletrônico Dimerizável Através de Variação da Frequência de Comutação do Inversor.

Como apresentado e analisado na seção 2.6, essa técnica de dimerização 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 nas lâmpadas.

4.4.2.1 Metodologia e Exemplo de Projeto.

Nessa seção será apresentado um exemplo de projeto e a metodologia proposta para definir os elementos do filtro ressonante. A metodologia de projeto tem como objetivo também aprimorar a avaliação de algumas variáveis de operação do reator eletrônico dimerizável antes de sua implementação, como por exemplo, o comportamento da corrente $i_{Lr}(t)$ e do ângulo de defasagem da corrente $i_{Lr}(t)$ em relação à tensão $V_{AB1}(t)$ no processo de dimerização. A faixa de variação de frequência de comutação necessária para obter os níveis de potência desejados nas lâmpadas também é uma informação de interesse.

A idéia da metodologia proposta é gerar um número determinado de soluções para os valores dos elementos do filtro ressonante, analisar algumas variáveis de operação do reator eletrônico e determinar a melhor solução para o problema. O procedimento adotado

para a definição da melhor solução já foi apresentado na seção 2.6. O objetivo dessa etapa do trabalho é mostrar a metodologia empregada para obter uma solução para o problema e verificar se o resultado é válido.

Para gerar uma solução para o problema, inicialmente definem-se as especificações de projeto. Para isso é necessário determinar dois pontos desejados para a operação do reator eletrônico. A mudança de um dos pontos de operação da estrutura é a maneira utilizada para obter outra solução para o problema, ou seja, obter diferentes valores para os elementos do filtro *LCC*.

Independente da solução em análise, o primeiro ponto de operação sempre é definido como sendo a operação na potência nominal nas lâmpadas (60W) para uma determinada frequência de comutação do inversor que nesse exemplo de projeto será estipulada em 55kHz. Para a solução desse exemplo de projeto, o segundo ponto adotado será na operação na potência de 10W nas lâmpadas com uma frequência de comutação do inversor de 65kHz. As especificações do projeto definidas são apresentadas na Tabela 4-11.

Descrição	Valor	Parâmetro
Potência nominal das lâmpadas	60W	P_{Lnom}
Tensão de barramento	400V	V_B
Tensão nominal das lâmpadas	260V	$V_L(60)$
Frequência de operação na potência nominal	55kHz	$f_{AB}(60)$
Frequência de ressonância do filtro	50kHz	f_r
Frequência de operação na potência de 10W	65kHz	$f_{AB}(10)$

Tabela 4-11 – Especificações para definição do estágio inversor.

A tensão nominal das lâmpadas é obtida do catálogo do fabricante e a frequência de ressonância do filtro é definida de tal forma que a diferença entre a frequência de ignição e a frequência de operação com potência nominal não seja acentuada. A frequência de ignição limite será adotada como sendo $f_{igmax}=57\text{kHz}$.

Para determinar os valores dos elementos que compõem o filtro ressonante é necessário obter e resolver um sistema com três equações não-lineares onde as únicas variáveis a serem determinadas são os valores dos componentes do filtro *LCC*. A solução

do sistema fica sujeita à restrição de que a frequência natural do filtro em regime, expressa em (4.24), seja menor que a frequência de comutação do conversor ($f_{AB}(P_L)$) para que a comutação suave seja garantida.

$$f_{rpp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_s}} \quad (4.24)$$

A primeira equação desse sistema ((4.25)) é obtida considerando que a ignição das lâmpadas ocorre em função da imposição de uma tensão elevada nos seus terminais. Como verificado na seção 2.3.2, o filtro ressonante excitado próximo de sua frequência de ressonância garante os níveis de tensão adequados para a partida das lâmpadas.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \frac{C_s C_p}{C_s + C_p}}} \quad (4.25)$$

A segunda e a terceira equações do sistema são definidas em função dos pontos de operação especificados para o projeto. Partindo da equação (2.18) que descreve o ganho de tensão imposta pelo filtro à lâmpada, em determinado ponto de operação, obtém-se (4.26). Os parâmetros V_L e R_L são expressos em função da potência processada através da lâmpada (P_L) no ponto de operação de interesse, de acordo com o modelo desenvolvido na seção 2.5 do capítulo 2.

$$V_L(P_L) = \frac{V_{AB_1(ef)}}{\sqrt{\left(1 + \frac{C_p}{C_s} - (2\pi f_{AB}(P_L))^2 L_r C_p\right)^2 + \left(2\pi f_{AB}(P_L) \frac{L_r}{R_L(P_L)} - \frac{1}{2\pi f_{AB}(P_L) R_L(P_L) C_s}\right)^2}} \quad (4.26)$$

Calculando o valor para $V_{AB_1(ef)} = 180V$ e sabendo que para o primeiro ponto de operação $V_L(60) = 260V$, $f_{AB}(60) = 55kHz$ e $R_L(60) = 1,09k\Omega$ e que para o segundo ponto de operação $V_L(10) = 324V$, $f_{AB}(10) = 65kHz$ e $R_L(10) = 10,05k\Omega$, definem-se as equações do sistema a ser resolvido. Utilizando um aplicativo de sistemas não-lineares do Mathcad chega-se ao seguinte resultado:

$$\begin{aligned}L_r &= 2,31mH \\C_s &= 54,57nF \\C_p &= 4,01nF\end{aligned}\tag{4.27}$$

Adotando os valores comerciais para $C_s = 56nF$ e para $C_p = 4,1nF$ verifica-se a restrição imposta ao projeto do filtro. Utilizando a equação (4.24), o valor obtido para a frequência de ressonância em regime foi de $f_{rrp} \cong 14kHz$ que não viola a restrição, validando o resultado obtido para o projeto. Caso a condição $f_{rrp} \geq f_{AB}(P_L)$ seja válida, um novo projeto para o filtro ressonante deve ser proposto, considerando outros pontos de operação ou uma nova frequência f_r .

O próximo passo consiste em verificar se o filtro ressonante projetado é capaz de garantir a tensão necessária para a ignição das lâmpadas, considerando que a tensão máxima é obtida quando se aplica a frequência de ignição limite ao filtro. De posse dos parâmetros determinados e sabendo que a tensão sobre o capacitor C_p é a mesma que a tensão nos terminais da lâmpada, pode-se aplicar a equação (2.6) para obter o valor da tensão máxima no processo de ignição.

$$V_{C_p(\max)} = 900V\tag{4.28}$$

Como a tensão obtida é superior ao valor necessário para a ignição ($V_{C_p(\min)} \cong 400V$ valor obtido no catálogo do fabricante) parte-se para a análise de algumas características de operação em função da potência processada pelas lâmpadas. Caso a tensão não ultrapasse o valor mínimo necessário, a frequência de ignição limite deve ser alterada e se, mesmo assim, a condição de tensão não for adequada, um novo projeto para o filtro ressonante deve ser proposto.

Utilizando as equações (2.7) e (2.8) e aplicando os valores obtidos para os elementos do filtro na equação (2.24), se obtém a variação da frequência de comutação necessária para a variação da potência das lâmpadas, representada pela Fig. 4-12.

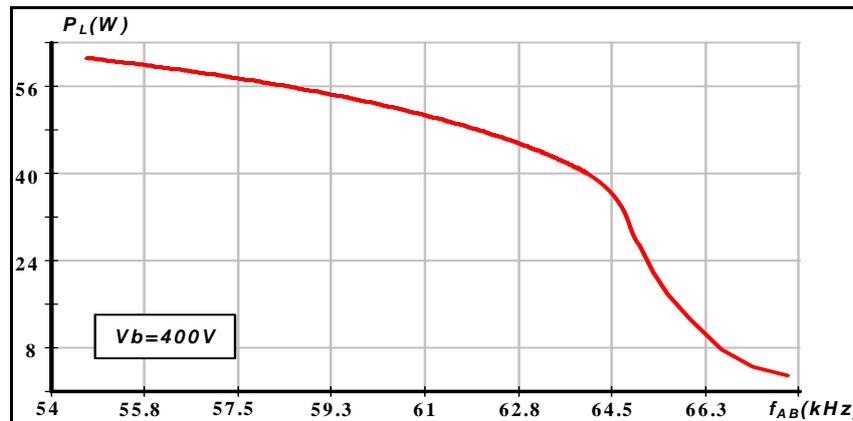


Fig. 4-12 – Frequência de comutação em função da potência processada.

Verifica-se através da Fig. 4-12 que o reator eletrônico opera nos pontos de funcionamento definidos nas especificações de projeto. Nota-se também que nas condições de baixa luminosidade, com uma pequena variação de frequência de comutação consegue-se uma maior variação de potência, em comparação com a faixa de operação próxima a potência nominal.

A Fig. 4-13 mostra o gráfico da corrente eficaz do indutor L_r em função da potência nas lâmpadas, obtido através da resolução da equação (2.26).

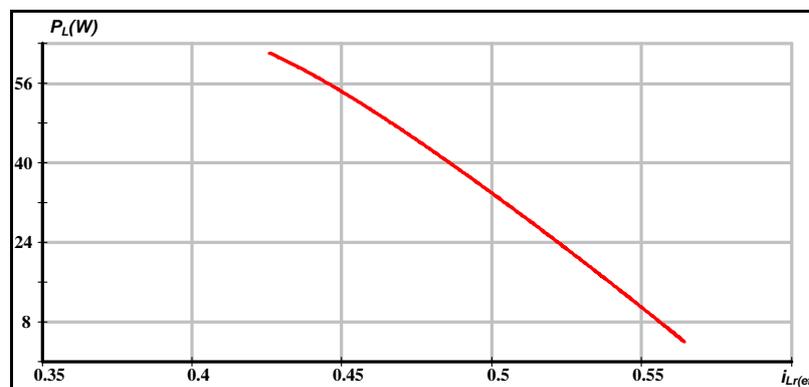


Fig. 4-13 – Variação da corrente eficaz do indutor ressonante.

Constata-se pela Fig. 4-13 que o valor da corrente eficaz do indutor L_r não decresce com a redução da potência das lâmpadas, devido ao fato de que o controle de luminosidade é baseado na defasagem imposta entre essa corrente e a tensão V_{AB} aplicada ao filtro ressonante. Dessa forma, conforme a luminosidade é diminuída, o rendimento da estrutura pode ser afetado devido ao aumento das perdas de condução dos interruptores.

Realizando o cálculo da defasagem angular entre $i_{Lr}(t)$ e $V_{AB_1}(t)$ para toda a faixa de controle de luminosidade, utilizando a equação (2.27), obtém-se o gráfico da Fig. 4-14.

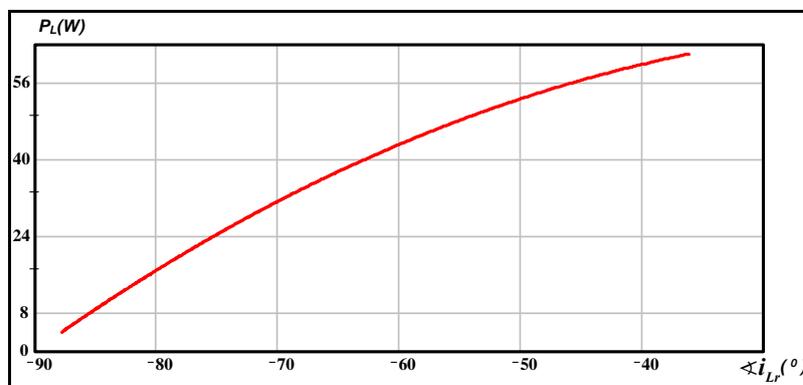


Fig. 4-14 – Variação da defasagem angular entre $i_{Lr}(t)$ e $V_{AB_1}(t)$.

A análise da Fig. 4-14 mostra que quanto maior for a defasagem angular entre as grandezas $i_{Lr}(t)$ e $V_{AB_1}(t)$, mais indutivo se torna o circuito e menor é a potência ativa processada pelo conjunto filtro e lâmpadas. Também é possível concluir que os valores obtidos para a defasagem garantem a condição de comutação *ZVS* em toda a faixa de dimerização.

O mesmo procedimento aplicado a essa solução particular deve ser verificado nas outras soluções obtidas para o problema. Após a análise do conjunto de soluções, apresentada na seção 2.6, serão adotados os valores dos parâmetros do filtro ressonante obtidos nesse exemplo de projeto para a implementação prática do reator eletrônico.

4.4.2.2 Resultados de Simulação.

Definidos os parâmetros do filtro ressonante, a próxima etapa consiste na validação dos resultados analíticos através da comparação com os resultados de simulação. Inicialmente, pretende-se comparar as curvas obtidas na metodologia de projeto com as obtidas através de simulação numérica. Em seguida, serão apresentadas as principais formas de onda para o reator eletrônico operando em dois pontos de operação específicos.

A Fig. 4-15, a Fig. 4-16 e a Fig. 4-17 mostram, respectivamente, os dados de simulação, em conjunto com os resultados analíticos, obtidos para a variação de frequência de comutação, do valor eficaz da corrente do indutor L_r e da defasagem angular.

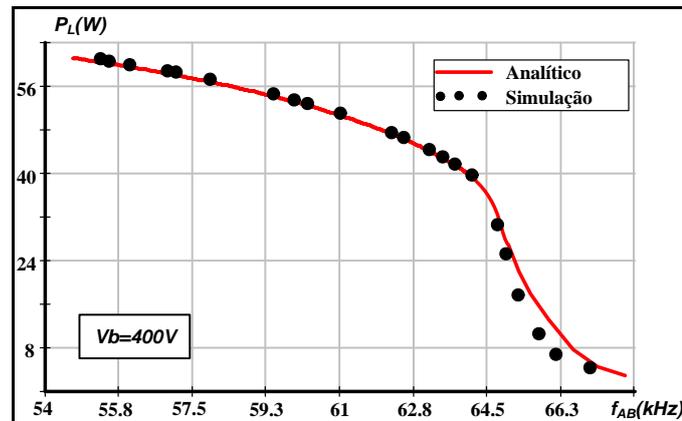


Fig. 4-15 – Resultado obtido para a frequência de comutação em função da potência processada.

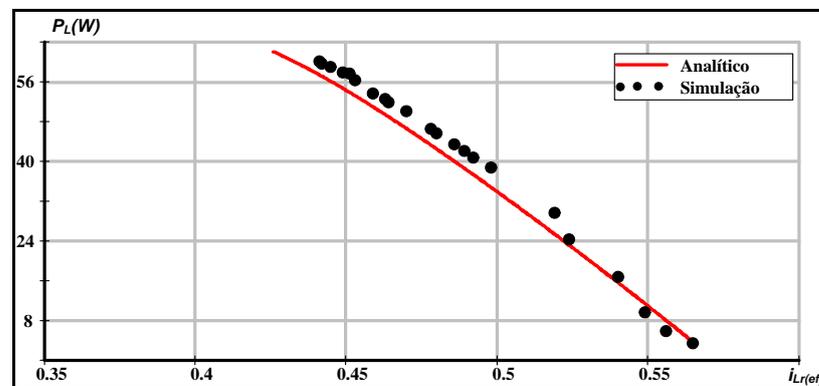


Fig. 4-16 – Resultado obtido para a variação da corrente eficaz do indutor ressonante.

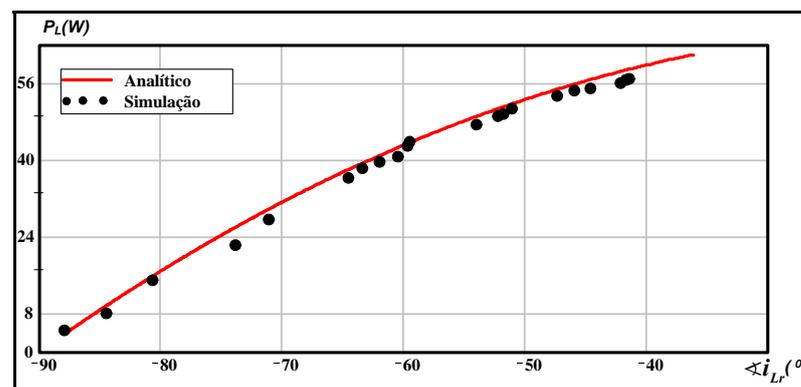


Fig. 4-17 – Resultado obtido para a variação da defasagem angular entre $i_{Lr}(t)$ e $V_{AB_1}(t)$.

Analisando os resultados obtidos, é possível verificar que os valores fornecidos pelas equações são bastante próximos aos valores obtidos por simulação, significando que a metodologia desenvolvida para o projeto de reatores eletrônicos é satisfatória.

Na seqüência, em cada figura serão apresentados dois resultados de simulação, onde os resultados indicados pela letra (a) correspondem a operação com potência nominal e os resultados indicados pela letra (b) correspondem a operação com potência de 15W nas lâmpadas.

Na Fig. 4-18 é mostrada a tensão e a corrente das lâmpadas na operação em regime permanente. Pode-se verificar que em ambos os casos a operação do reator eletrônico é adequada, pois o nível de potência nas lâmpadas está de acordo com o valor esperado e a corrente que circula pelas lâmpadas apresenta um formato senoidal, garantindo um baixo valor para o fator de crista.

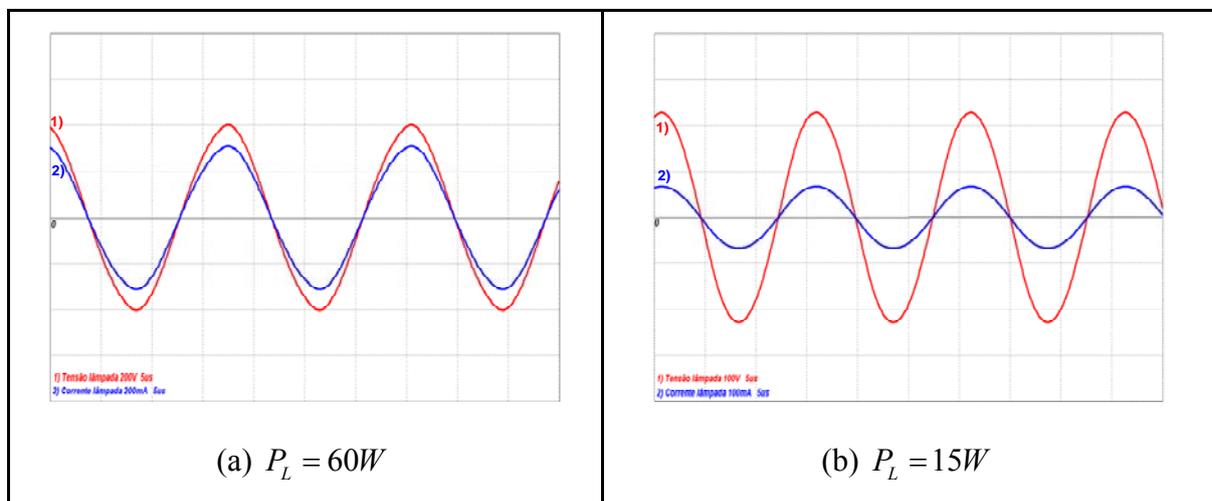


Fig. 4-18 – Corrente e tensão nas lâmpadas.

A tensão aplicada na entrada do filtro ressonante e a corrente do indutor L_r são apresentadas na Fig. 4-19. Como foi verificado na análise teórica, valores de defasagem semelhantes aos apresentados nas simulações ($\varphi(60) \cong -38^\circ$ e $\varphi(15) \cong -85^\circ$) garantem a comutação *ZVS* nos interruptores. Verifica-se também que nas condições de baixa luminosidade, Fig. 4-19 (b), os níveis da corrente que circula no filtro ressonante são maiores, acarretando em maiores perdas em condução nos interruptores e perdas joule no enrolamento do elemento magnético.

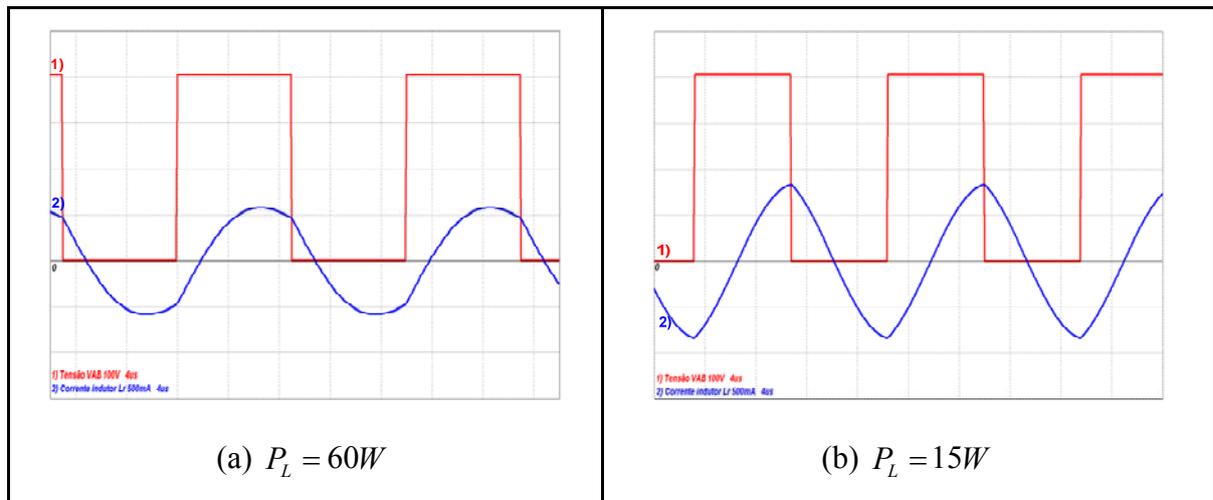


Fig. 4-19 – Tensão de entrada do filtro e corrente no indutor L_r .

As curvas de tensão e de corrente no interruptor S_1 podem ser visualizadas na Fig. 4-20, que mostra a entrada em condução com comutação do tipo *ZVS* para os dois pontos de operação em análise.

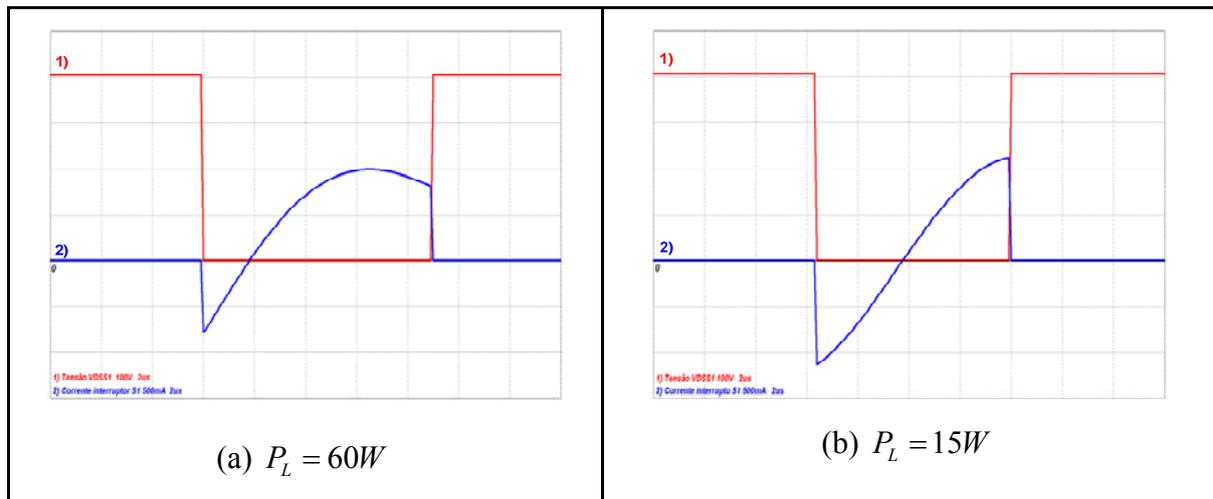


Fig. 4-20 – Detalhe da comutação do interruptor S_1 .

Na Fig. 4-21 a tensão de barramento, a tensão e a corrente de entrada são visualizadas. O resultado mostra que a tensão de barramento ficou estabilizada em torno de 400V, para uma tensão de entrada de 127V_{ef} nos dois pontos de operação. Para a simulação com potência nominal, o valor obtido para TDH_{lin} foi de 4% e o valor do fator de potência foi de 0,998. Já para a potência de 15W, o valor obtido para TDH_{lin} foi de 12% e o valor do fator de potência foi de 0,988.

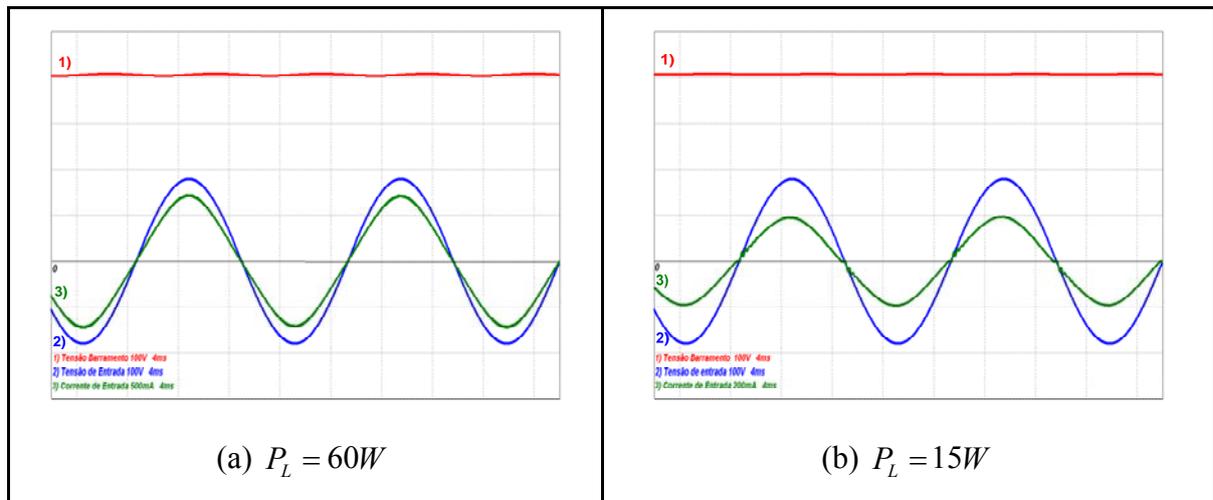


Fig. 4-21 – Tensão de barramento, corrente e tensão de entrada.

4.4.2.3 Resultados Experimentais.

Nessa seção serão apresentados os resultados experimentais obtidos com o protótipo implementado. Inicialmente, pretende-se comparar as curvas obtidas na metodologia de projeto e nas simulações com os dados das medições práticas. Semelhante a etapa de simulações, serão apresentadas as principais formas de onda para o reator eletrônico operando em dois pontos de operação específicos.

A Fig. 4-22 e a Fig. 4-23 mostram, respectivamente, os resultados experimentais, em conjunto com os resultados analíticos e de simulação, obtidos para a variação de frequência de comutação e para o valor eficaz da corrente do indutor L_r .

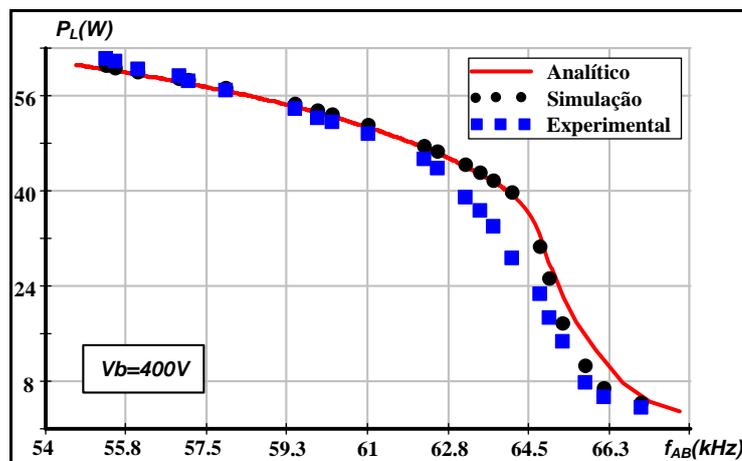


Fig. 4-22 – Comparação entre os resultados obtidos para a frequência de comutação em função da potência processada.

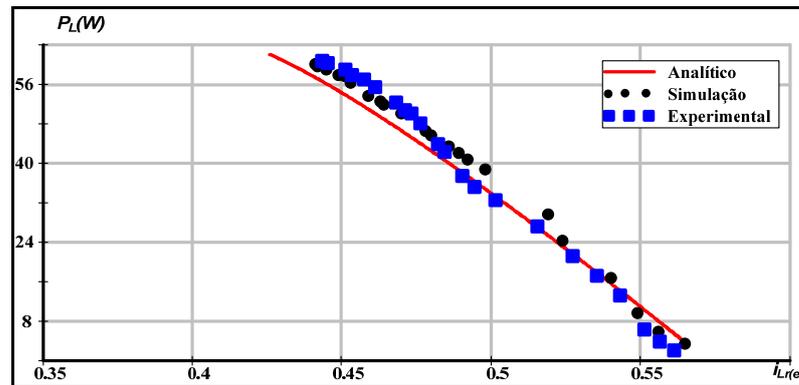


Fig. 4-23 – Comparação entre os resultados obtidos para a variação de corrente eficaz do indutor ressonante.

Os resultados apresentados mostram que os dados obtidos experimentalmente estão de acordo com os resultados da análise teórica e de simulação. Esse fato evidencia que o modelo empregado para a lâmpada fluorescente e a metodologia desenvolvida para o projeto de reatores eletrônicos através dessa técnica de dimerização são adequados.

O comportamento da tensão e da corrente nas lâmpadas é apresentado na Fig. 4-24, onde se constata que o modelo de simulação adotado para a lâmpada fluorescente conseguiu reproduzir as características essenciais de funcionamento da lâmpada real. Em relação à qualidade da corrente fornecida as lâmpadas, foram efetuadas aquisições da corrente das lâmpadas em baixa frequência para o cálculo do fator de crista. Este valor ficou em 1,37 na caso da potência nominal e 1,52 para a potência de 15W, valores que estão abaixo dos requisitos máximos permitidos pela norma brasileira.

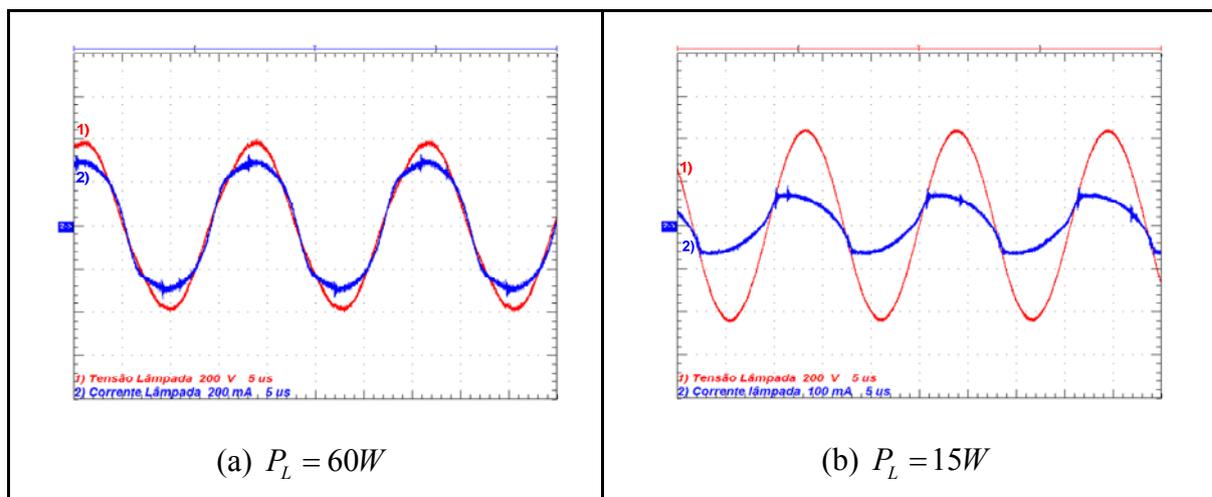


Fig. 4-24 – Aquisições da corrente e da tensão nas lâmpadas.

A aquisição da Fig. 4-25 mostra a tensão aplicada na entrada do filtro ressonante e a corrente do indutor L_r . Os valores de defasagem obtidos entre as grandezas garantem a comutação *ZVS* nos interruptores.

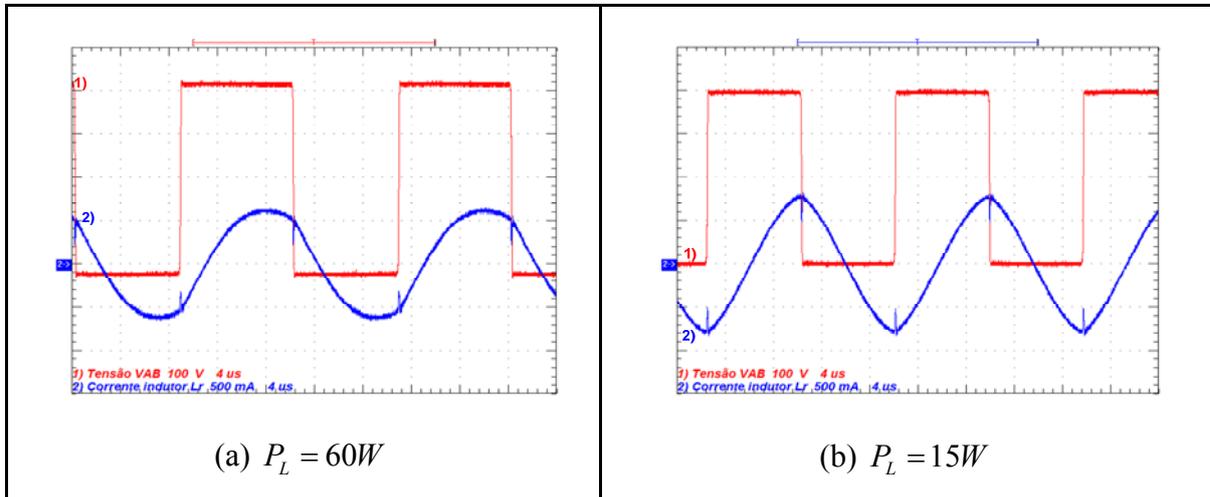


Fig. 4-25 – Aquisições da tensão de entrada do filtro e da corrente no indutor L_r .

Em relação à comutação dos interruptores, a Fig. 4-26 apresenta detalhes do processo associado ao interruptor S_1 . É possível concluir que a comutação suave em S_1 é preservada para pontos de operação situados entre os dois pontos de operação em análise. A comutação do interruptor S_2 se processa de maneira semelhante à forma de onda apresentada, por isso o resultado foi omitido.

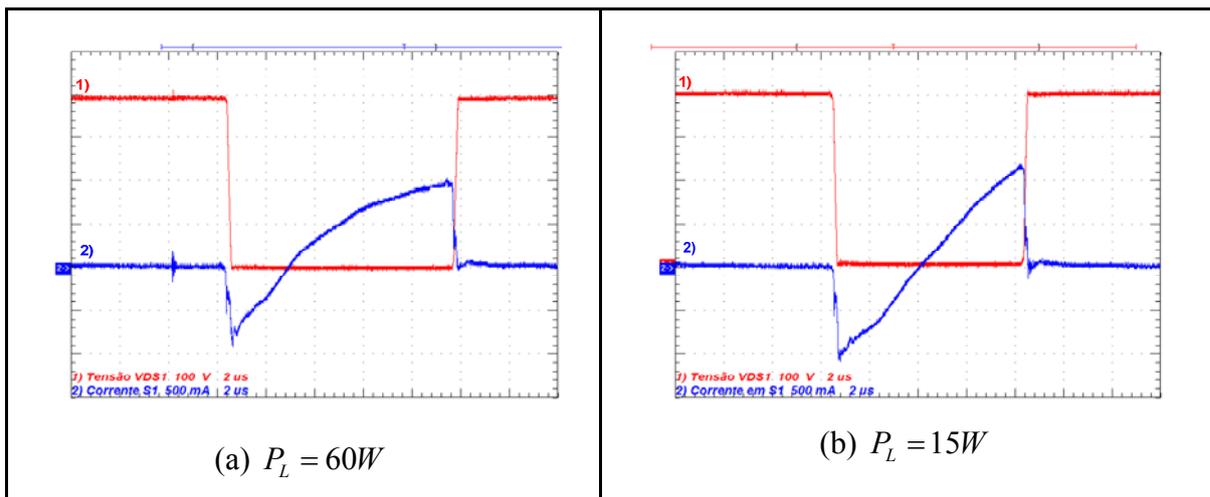


Fig. 4-26 – Detalhe da comutação do interruptor S_1 .

Resultados experimentais da tensão de barramento, da tensão e da corrente de entrada são visualizados na Fig. 4-27. Mesmo com variação na potência de saída, os

resultados mostram que a tensão de saída ficou estabilizada em torno de 400V. Em relação ao fator de potência, aquisições efetuadas em vários pontos de operação mostraram que o valor do fator de potência oscilou entre 0,987 a 0,998. A potência ativa de entrada para o caso (a) foi de 68W e para o caso (b) foi de 27W.

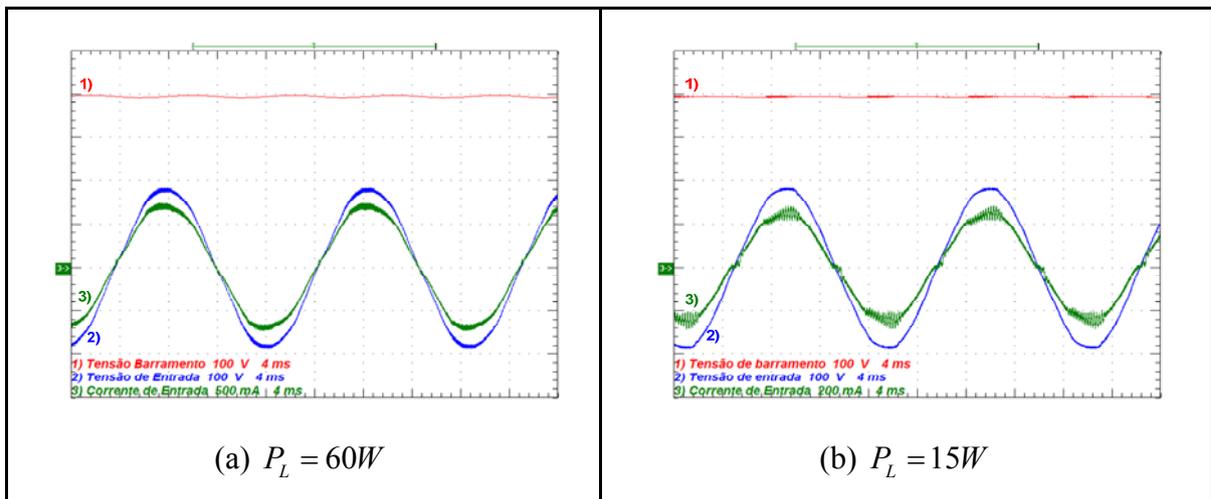


Fig. 4-27 – Aquisições da tensão de barramento, da corrente e da tensão de entrada.

Analisando as formas de onda da corrente de entrada da Fig. 4-27, pode-se estabelecer uma comparação com os limites impostos pela norma IEC 61000-3-2 para equipamentos classe C. A Fig. 4-28 mostra as amplitudes das componentes harmônicas em relação a fundamental da corrente drenada da rede para os dois pontos de operação.

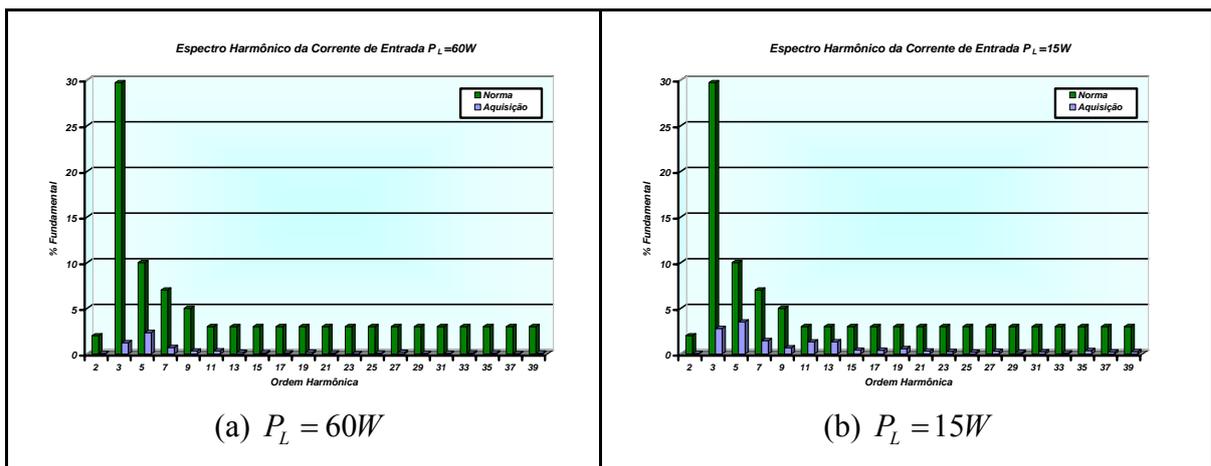


Fig. 4-28 – Espectro harmônico das correntes de entrada para os dois pontos de operação.

Verifica-se que nenhum harmônico individual está fora das especificações da IEC 61000-3-2. Para a aquisição com potência nominal, o valor obtido para TDH_{in} foi de 2,83% e o valor do fator de potência foi de 0,995. Já para a potência de 15W, o valor

obtido para TDH_{fin} foi de 5,68% e o valor do fator de potência foi de 0,992. Em ambos os casos a TDH_{vin} foi de 1,8%.

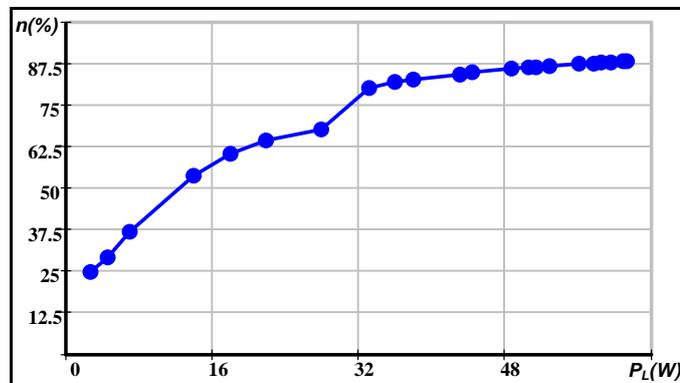


Fig. 4-29 – Rendimento do reator eletrônico implementado.

A curva do rendimento da estrutura em função da potência da saída é apresentada na Fig. 4-29. Verifica-se que a curva de rendimento obtida é similar ao resultado apresentado em [12]. O rendimento da estrutura é degradado em parte pela presença dos circuitos auxiliares e nos níveis de potência abaixo dos 30W pela necessidade de manter os filamentos das lâmpadas aquecidos. Nessa situação, independente do nível de potência nas lâmpadas, a potência dissipada em cada filamento está em torno de 1,2W.

4.4.3 Reator Eletrônico Dimerizável Através da Técnica de Variação da Razão Cíclica.

Como apresentado e analisado na seção 2.7, essa técnica de dimerização consiste em variar a razão cíclica do estágio inversor, com a tensão de barramento e frequência de comutação fixas, com a finalidade de obter o controle da intensidade luminosa das lâmpadas.

4.4.3.1 Metodologia e Exemplo de Projeto.

A metodologia de projeto tem como objetivo definir os elementos do filtro ressonante e avaliar algumas características de operação do reator eletrônico dimerizável antes de sua implementação, como por exemplo, o comportamento da corrente $i_{Lr}(t)$, a

comutação no interruptor S_2 e a faixa de variação de razão cíclica necessária para obter os níveis de potência desejados nas lâmpadas.

Semelhante a metodologia apresentada na técnica de variação de frequência, a idéia da metodologia proposta é gerar um número de soluções para os valores dos elementos do filtro ressonante e analisar algumas variáveis de operação do reator eletrônico para a definição da melhor solução para o problema. O procedimento adotado para a definição da melhor solução já foi apresentado na seção 2.7.

A solução do exemplo de projeto dessa seção é similar ao método apresentado na técnica anterior. Inicialmente definem-se as especificações do projeto e dessa forma é obtido o sistema de equações a ser resolvido. Os pontos de operação são definidos em função da razão cíclica do interruptor S_2 (D).

A frequência de comutação do inversor nessa técnica de dimerização é fixa e estipulada em 55kHz. Independente da solução em análise, o primeiro ponto de operação sempre é definido como sendo a operação na potência nominal nas lâmpadas para $D=0,5$. Para a solução desse exemplo de projeto, o segundo ponto adotado será na operação na potência de 10W nas lâmpadas para $D=0,05$. A tensão nominal das lâmpadas é de 256V e a frequência de ignição limite será adotada como sendo $f_{igmax}=57kHz$. As especificações do projeto definidas são apresentadas na Tabela 4-12.

Descrição	Valor	Parâmetro
Potência nominal das lâmpadas	60W	P_{Lnom}
Tensão de barramento	400V	V_B
Tensão nominal das lâmpadas	260V	$V_L(60)$
Frequência de operação	55kHz	f_{AB}
Frequência de ressonância do filtro	50kHz	f_r
Razão cíclica na potência nominal	0,5	$D(60)$
Razão cíclica na potência de 10W	0,05	$D(10)$

Tabela 4-12 – Especificações do exemplo de projeto.

A primeira equação do sistema é obtida da mesma forma que na técnica anterior. Para a obtenção da segunda e da terceira equações do sistema parte-se da equação (2.18) e obtém-se (4.29) que relaciona o parâmetro D com a potência processada pelas lâmpadas.

$$V_L(P_L) = \frac{V_{AB_1(ef)}(D(P_L))}{\sqrt{\left(1 + \frac{C_p}{C_s} - (2\pi f_{AB})^2 L_r C_p\right)^2 + \left(2\pi f_{AB} \frac{L_r}{R_L(P_L)} - \frac{1}{2\pi f_{AB} R_L(P_L) C_s}\right)^2}} \quad (4.29)$$

Sabendo que para o primeiro ponto de operação $V_L(60) = 260V$, $V_{AB_1(ef)}(D(60)) = 180V$ e $R_L(60) = 1,09k\Omega$ e que para o segundo ponto de operação $V_L(10) = 324V$, $V_{AB_1(ef)}(D(10)) = 28V$ e $R_L(10) = 10,05k\Omega$, definem-se as equações do sistema a ser resolvido. Os valores dos parâmetros obtidos através do *Mathcad* são:

$$\begin{aligned} L_r &= 2,42mH \\ C_p &= 3,85nF \\ C_s &= 49,32nF \end{aligned} \quad (4.30)$$

Adotando os valores comerciais para $C_s = 56nF$ e para $C_p = 4,1nF$ e assumindo o valor de $2,31mH$ para L_r , chega-se aos mesmos valores do projeto da técnica anterior. Com esses valores para o filtro ressonante, a restrição do valor da frequência de ressonância não é violada e a tensão necessária para a ignição das lâmpadas é garantida.

A variação de razão cíclica do interruptor S_2 (D) necessária para a variação da potência das lâmpadas, representada pela Fig. 4-30, pode ser obtida utilizando as equações (2.7) e (2.8) em conjunto com os valores obtidos para os elementos do filtro na resolução da equação (2.30).

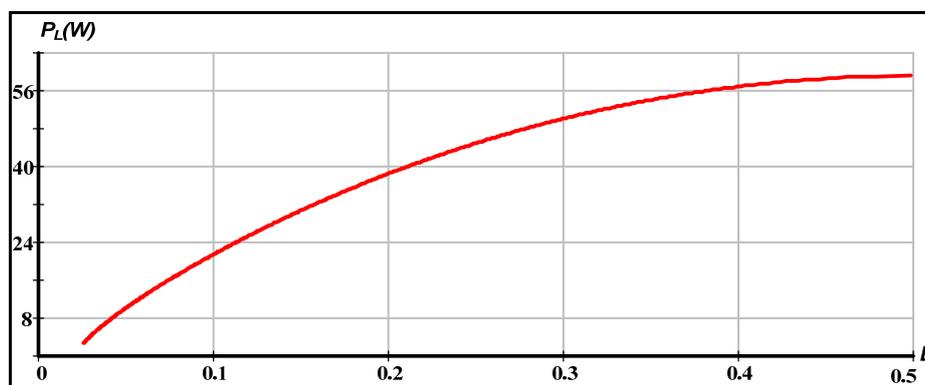


Fig. 4-30 – Razão cíclica em função da potência processada.

Verifica-se através da Fig. 4-30 que o reator eletrônico opera nos pontos de funcionamento definidos nas especificações de projeto. Nota-se também que nas condições

de baixa luminosidade, com uma pequena variação de D consegue-se uma maior variação de potência, em comparação com a faixa de operação próxima da potência nominal.

Como analisado na seção 2.7, com o emprego dessa técnica não é possível obter todos os níveis de dimerização, pois o valor de D fica limitado a um valor que garante a condição de comutação suave em S_2 . Com os parâmetros do filtro ressonante determinados é possível, aplicando a equação (2.33), verificar o comportamento da defasagem angular δ e assim definir em qual nível de potência a comutação ZVS é perdida. O gráfico apresentado na Fig. 4-31 mostra essa característica.

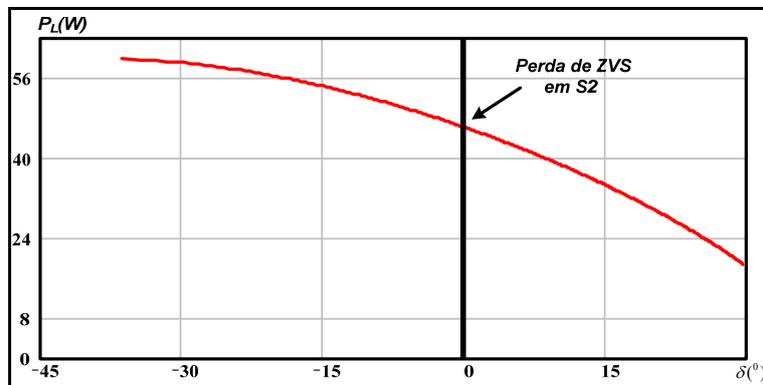


Fig. 4-31 – Variação da defasagem angular δ no processo de dimerização.

A Fig. 4-31 mostra que a comutação em S_2 passa a ser dissipativa abaixo da potência de 48W nas lâmpadas, que corresponde a um valor de 0,27 para o parâmetro D . De posse dessa informação é possível, através da resolução da equação (2.31), obter o gráfico da corrente eficaz do indutor L_r em função da faixa de potência em que o reator pode ser operado com comutação ZVS , representado pela Fig. 4-32.

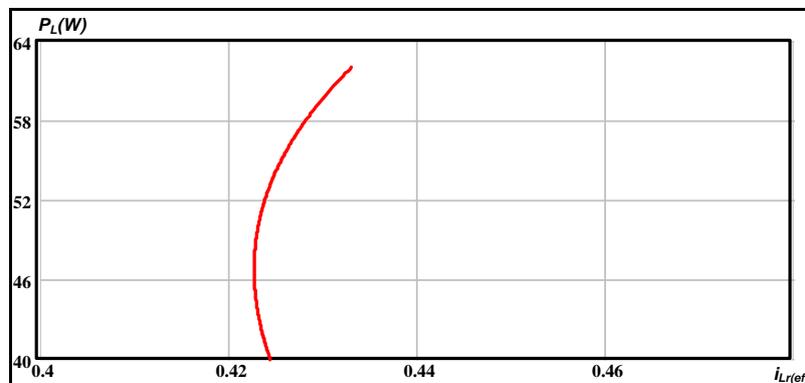


Fig. 4-32 – Variação da corrente eficaz do indutor ressonante.

Constata-se que o valor da corrente eficaz do indutor L_r permanece praticamente constante com a redução da potência das lâmpadas. Dessa forma, conforme a luminosidade é diminuída, o rendimento da estrutura pode ser afetado devido ao fato das perdas de condução dos interruptores serem constantes em toda a faixa de dimerização.

Após a análise do conjunto de soluções, apresentada na seção 2.7, serão adotados os valores dos parâmetros do filtro ressonante obtidos nesse exemplo de projeto para a implementação prática do reator eletrônico. Dessa forma pode ser utilizado o mesmo protótipo utilizado na técnica anterior, apenas com a alteração do programa do microcontrolador.

4.4.3.2 Resultados de Simulação.

Inicialmente, pretende-se comparar as curvas obtidas na metodologia de projeto com as curvas obtidas através de simulação numérica. Em seguida, serão apresentadas as principais formas de onda para o reator eletrônico operando em dois pontos de operação específicos ($D = 0,4$ e $D = 0,26$). As simulações foram efetuadas em pontos de operação onde a condição de comutação suave em S_2 é garantida ($D \geq 0,26$).

A Fig. 4-33, a Fig. 4-34 e a Fig. 4-35 mostram, respectivamente, os dados de simulação, em conjunto com os resultados analíticos, obtidos para a variação de razão cíclica, do valor eficaz da corrente do indutor L_r e da defasagem angular δ em função da potência das lâmpadas.

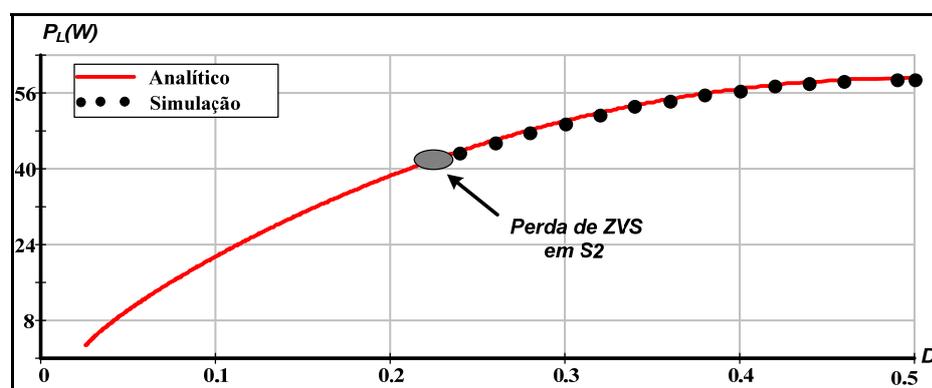


Fig. 4-33 – Resultado obtido para a razão cíclica em função da potência processada.

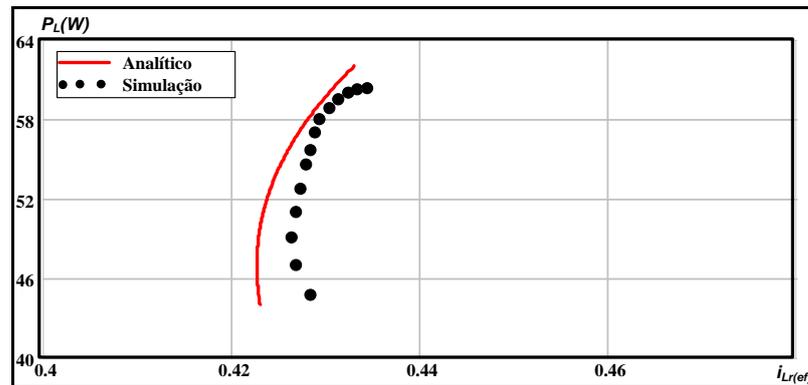


Fig. 4-34 – Variação da corrente eficaz do indutor ressonante para os dois casos.

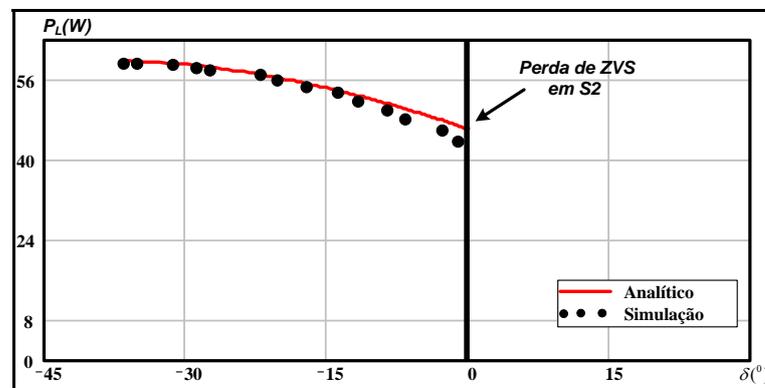


Fig. 4-35 – Variação da defasagem angular δ .

Os resultados apresentados indicam que a metodologia de projeto desenvolvida é adequada, visto que os valores analíticos e de simulação obtidos não apresentam diferenças significativas.

A Fig. 4-36 apresenta a tensão e a corrente das lâmpadas na operação em regime permanente. O nível de potência nas lâmpadas está de acordo com o valor esperado e o valor para o fator de crista está abaixo do limite de 1,7 estipulados em norma.

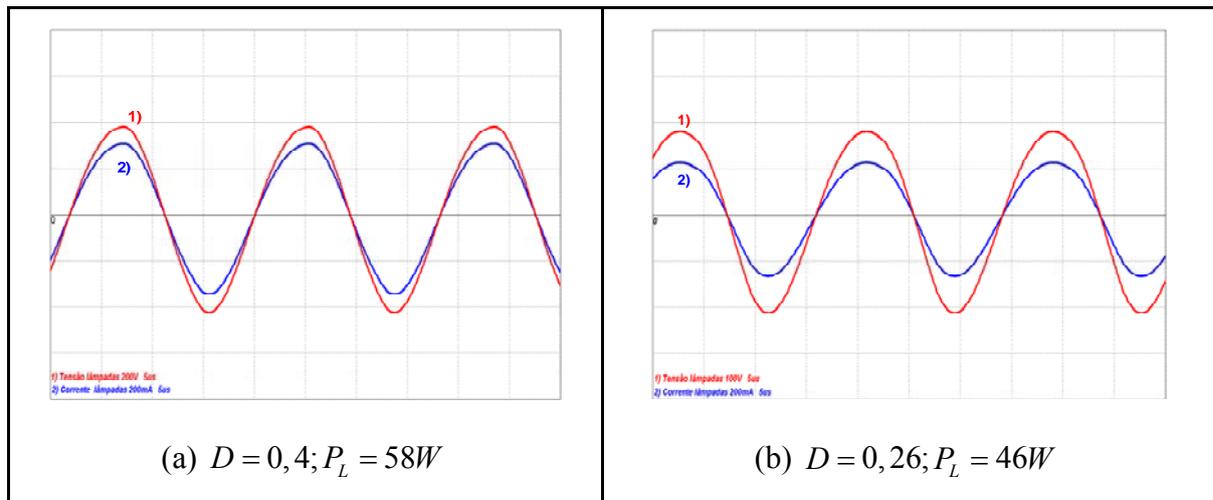


Fig. 4-36 – Resultado de simulação para a corrente e para a tensão nas lâmpadas.

A tensão aplicada na entrada do filtro ressonante e a corrente do indutor L_r são apresentadas na Fig. 4-37. Os valores de defasagem obtidos nas simulações ($\varphi(58) \cong -50^\circ$, $\delta(58) \cong -27^\circ$ e $\varphi(46) \cong -67^\circ$, $\delta(46) \cong -3^\circ$) garantem a comutação *ZVS* nos interruptores. Verifica-se também que os níveis de corrente circulante no filtro ressonante são praticamente os mesmos nos dois níveis de luminosidade simulados.

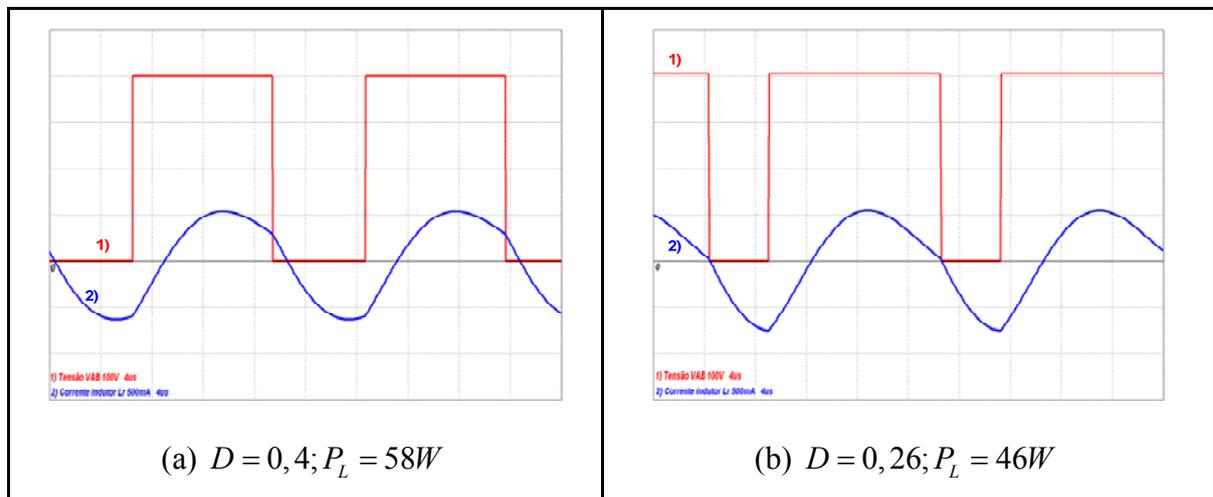


Fig. 4-37 – Tensão de entrada do filtro ressonante e corrente no indutor L_r .

As curvas de tensão e de corrente no interruptor S_2 podem ser visualizadas na Fig. 4-38, que mostra o detalhe da entrada em condução para os dois pontos de operação em análise. Verifica-se pela Fig. 4-38 (b) que a condição de comutação *ZVS* está comprometida caso o conversor passe a operar com D menor que 0,26.

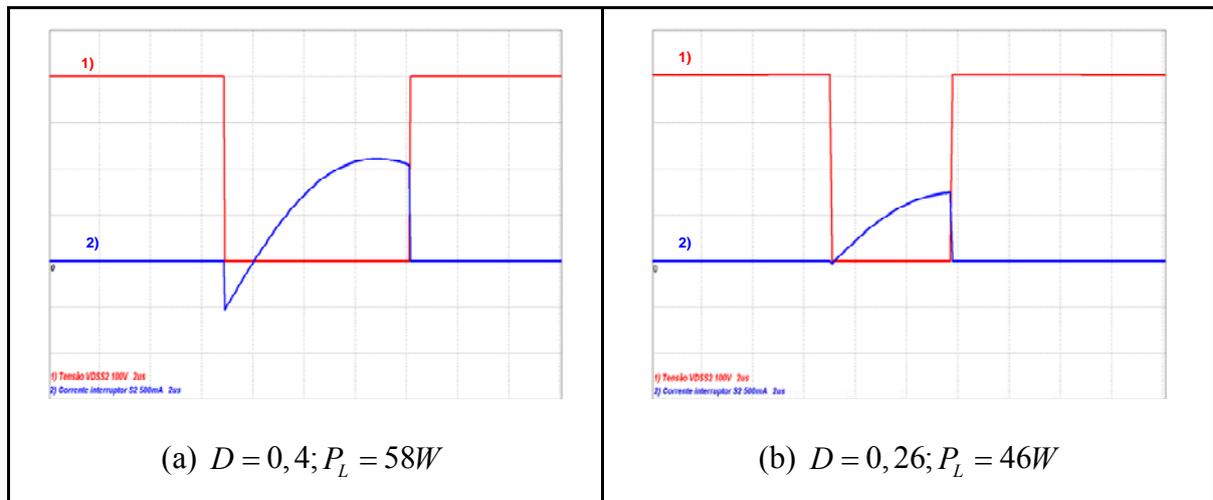


Fig. 4-38 – Detalhe da comutação do interruptor S_2 .

A Fig. 4-39 mostra a tensão de barramento, a tensão e a corrente de entrada para uma tensão de entrada de $127V_{ef}$ nos dois pontos de operação. Verifica-se que a tensão de barramento ficou estabilizada em torno de $400V$ e que para a simulação com potência de $58W$, o valor obtido para TDH_{in} foi de $4,96\%$ e o valor do fator de potência foi de $0,998$. Já para a potência de $46W$, o valor obtido para TDH_{in} foi de $4,4\%$ e o valor do fator de potência foi de $0,998$.

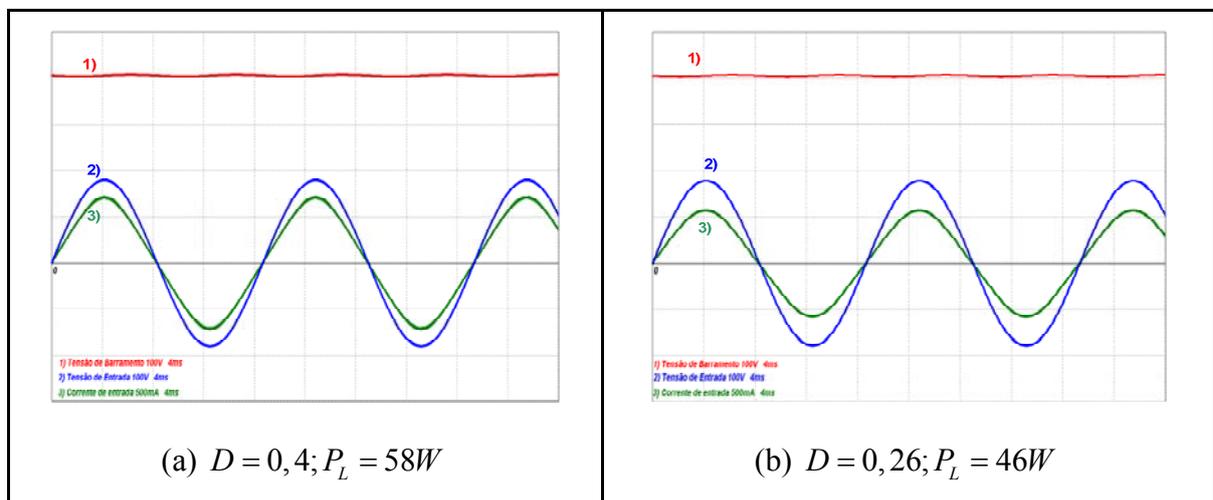


Fig. 4-39 – Resultado de simulação para tensão de barramento, corrente e tensão de entrada.

4.4.3.3 Resultados Experimentais.

Nessa seção serão apresentados os resultados experimentais que visam comprovar os resultados obtidos analiticamente e por simulação. Sendo assim, as curvas obtidas na metodologia de projeto e nas simulações serão comparadas com os dados das medições

práticas. Na seqüência dessa análise, as principais formas de onda para o reator eletrônico operando em dois pontos de operação específicos serão apresentadas.

A Fig. 4-40 e a Fig. 4-41 mostram, respectivamente, os resultados obtidos para a variação de razão cíclica e para o valor eficaz da corrente do indutor L_r .

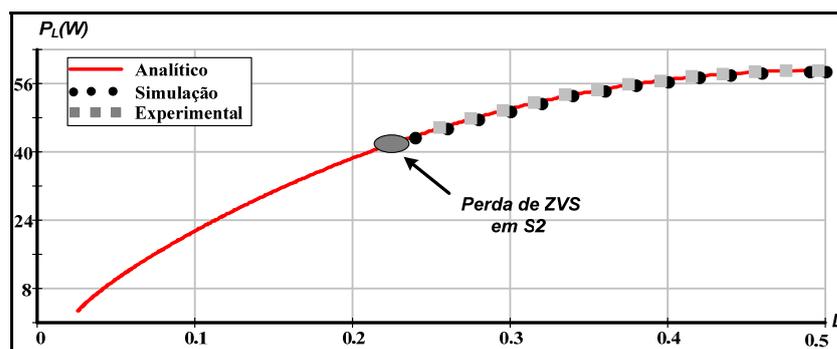


Fig. 4-40 – Comparação entre os resultados obtidos para a razão cíclica em função da potência processada.

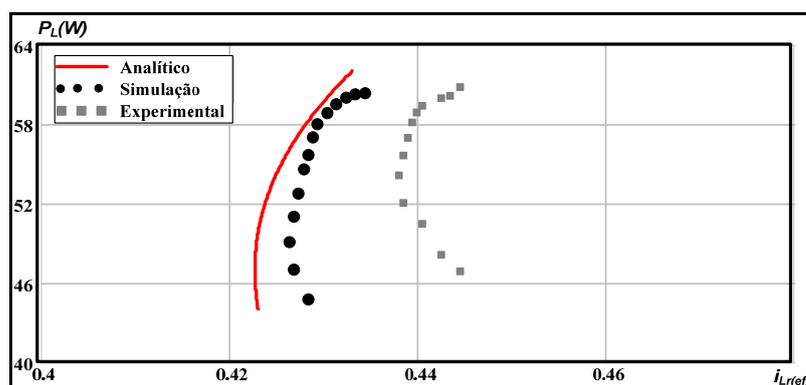


Fig. 4-41 – Comparação entre os resultados obtidos para a variação de corrente eficaz do indutor ressonante.

Pode-se concluir através da Fig. 4-40 e da Fig. 4-41 que os resultados da análise teórica apresentada são satisfatórios, pois esses resultados são semelhantes aos dados obtidos experimentalmente e através de simulações.

A Fig. 4-42 apresenta a tensão e a corrente nas lâmpadas em alta freqüência. Pode-se observar que o formato da corrente não é uma senóide perfeita em ambos os casos, acarretando em fator de crista de 1,33 no caso da potência de 58W e 1,35 para a potência de 46W, valores que estão abaixo dos requisitos máximos permitidos pela norma brasileira.

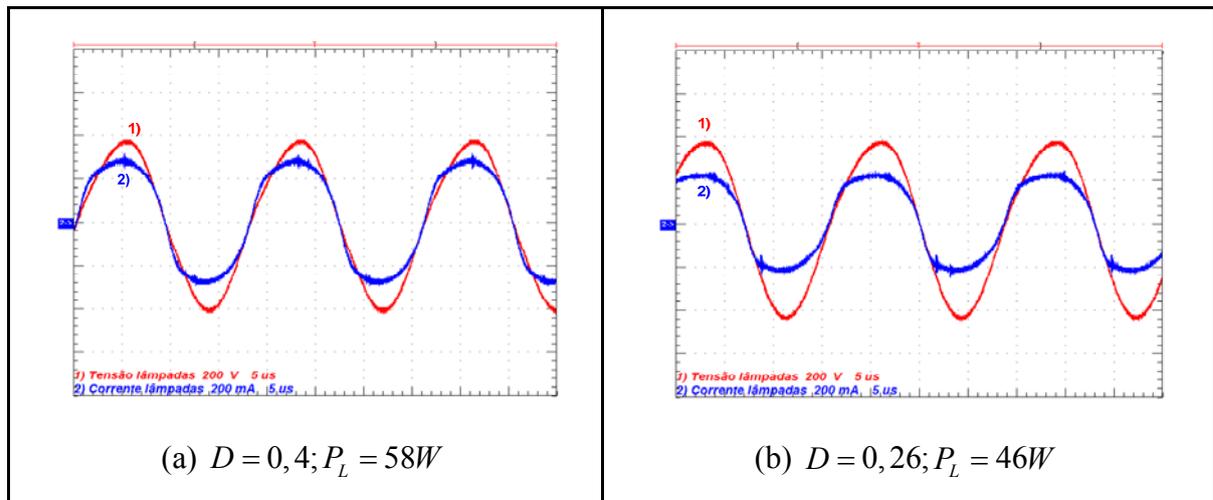


Fig. 4-42 – Aquisições da corrente e da tensão nas lâmpadas.

A Fig. 4-43 mostra a tensão aplicada na entrada do filtro ressonante e a corrente do indutor L_r . Os valores de defasagem obtidos entre as grandezas são similares aos resultados de simulação e garantem a condição de comutação *ZVS* nos interruptores.

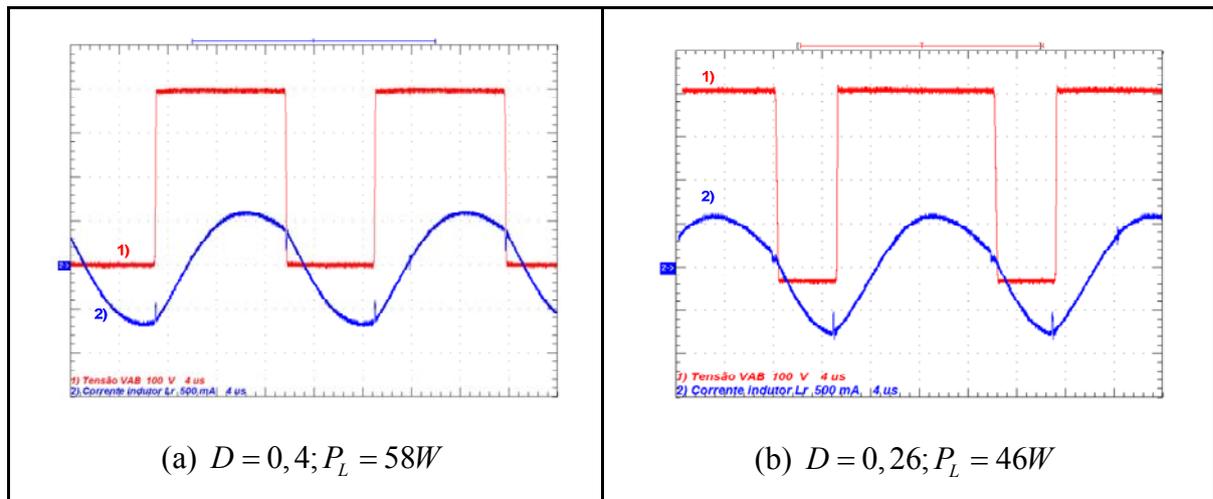


Fig. 4-43 – Aquisições da tensão de entrada do filtro e da corrente no indutor L_r .

Em relação à comutação dos interruptores, a Fig. 4-44 apresenta detalhes do processo associado ao interruptor S_2 , por se tratar da comutação mais crítica. Apesar do resultado de simulação apresentar indícios de que a comutação *ZVS* estaria comprometida próxima a $D = 0,26$, na prática este fato não foi comprovado.

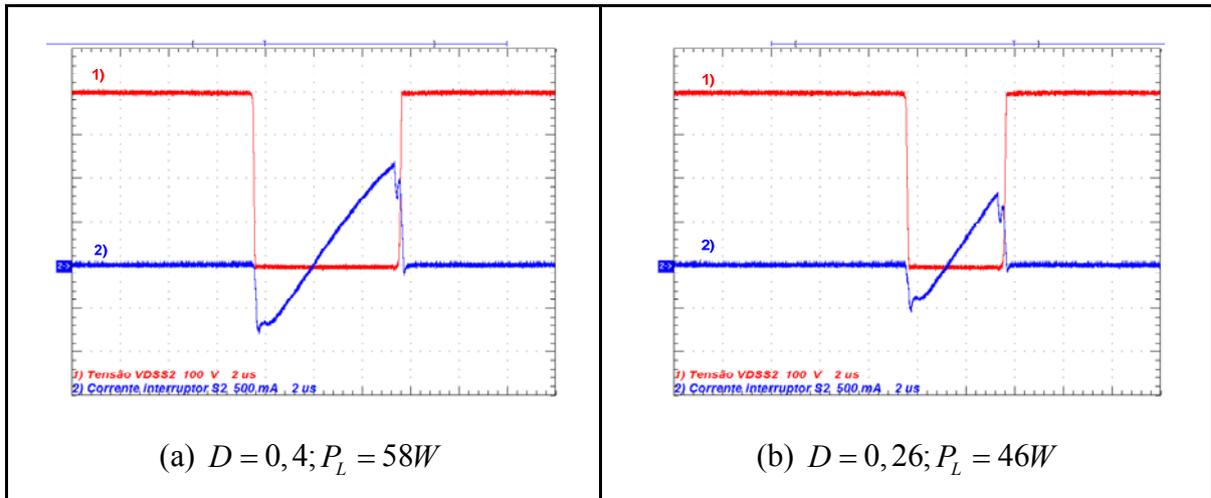


Fig. 4-44 – Detalhe da comutação do interruptor S_2 .

Na Fig. 4-45 são apresentados os resultados experimentais da tensão de barramento, da tensão e da corrente de entrada. Os resultados mostram que a tensão do barramento ficou estabilizada em torno de 400V. Em relação ao fator de potência, aquisições efetuadas em vários pontos de operação mostraram que o valor do fator de potência oscilou entre 0,994 a 0,999. A potência ativa de entrada para o caso (a) foi de 66W e para o caso (b) foi de 53,3W.

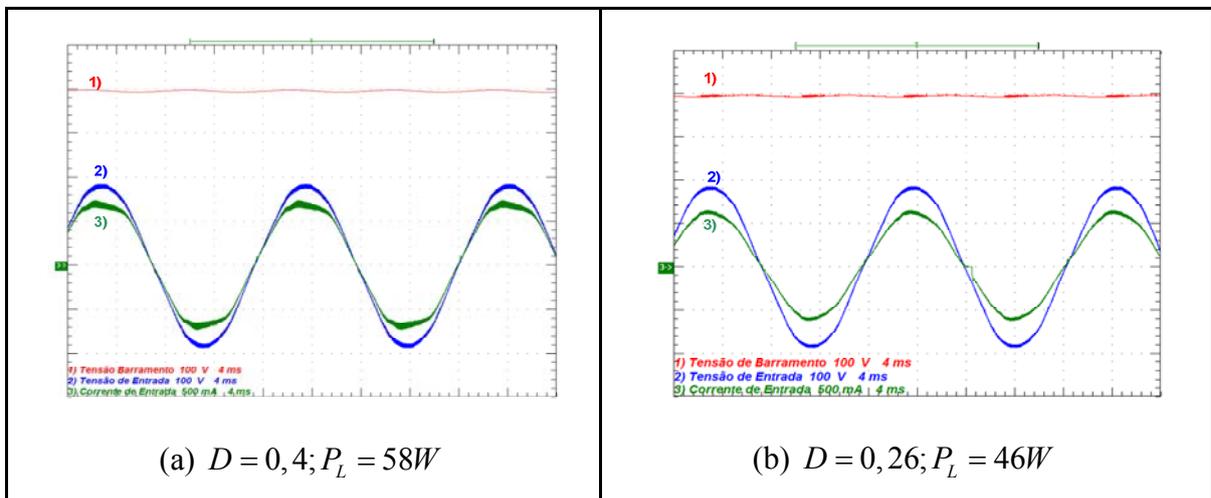


Fig. 4-45 – Aquisição da tensão de barramento, da corrente e da tensão de entrada.

A análise harmônica da corrente de entrada do conversor pode ser analisada através do programa *Wavestar*, cujo resultado é apresentado na Fig. 4-46, em conjunto com um comparativo em relação à norma IEC 61000-3-2 classe C que regulamenta o conteúdo harmônico da corrente de entrada.

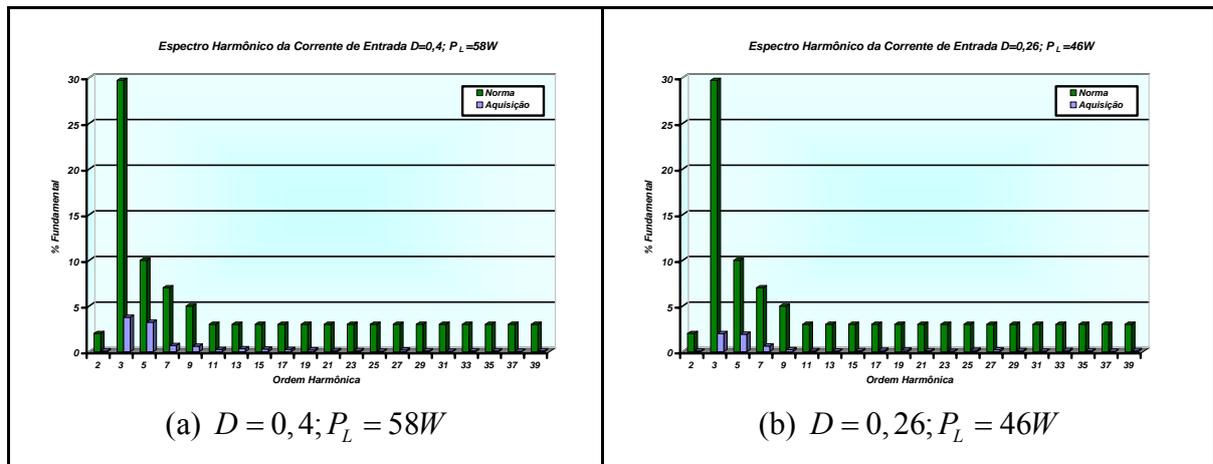


Fig. 4-46 – Espectro harmônico das correntes de entrada para os dois pontos de operação.

Verifica-se que nenhum harmônico individual está fora das especificações da IEC 61000-3-2. Para a aquisição com potência de 58W, o valor obtido para TDH_{lin} foi de 5,09% e o valor do fator de potência foi de 0,998. Já para a potência de 46W, o valor obtido para TDH_{lin} foi de 2,88% e o valor do fator de potência foi de 0,998. Em ambos os casos a TDH_{vin} foi de 1,7%.

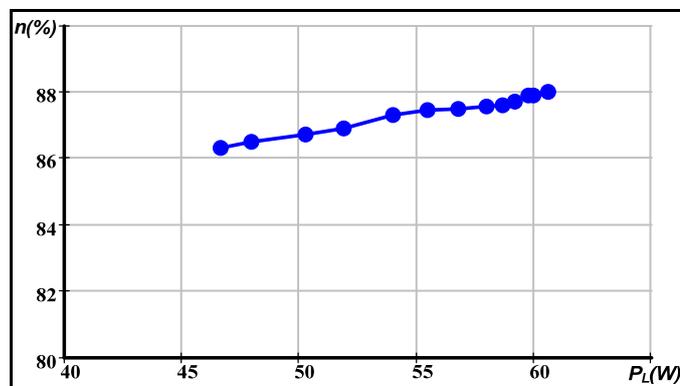


Fig. 4-47 – Rendimento da estrutura.

A curva do rendimento da estrutura em função da potência da saída é apresentada na Fig. 4-47. Na faixa de operação de interesse, essa técnica de dimerização apresenta resultados similares ao apresentado na técnica anterior.

4.4.4 Reator Eletrônico Dimerizável Através da Técnica de Variação da Frequência e da Razão Cíclica.

Como analisado na seção 2.6, nas condições de baixa luminosidade, uma variação mínima da frequência de comutação do inversor proporciona uma variação significativa da potência entregue para as lâmpadas. Essa característica implica que o microcontrolador, responsável pela frequência de comutação do inversor, apresente a capacidade de gerar sinais de controle com frequências muito próximas.

Verifica-se também que com o emprego do método de dimerização através da variação de razão cíclica, a faixa de variação de potência é limitada para preservar a condição de comutação *ZVS* do interruptor S_2 . Entretanto, nesse método têm-se um melhor controle da potência fornecida para as lâmpadas devido ao fato do microcontrolador possuir um elevado grau de precisão no controle da razão cíclica da saída *PWM*.

A idéia deste reator eletrônico implementado é então combinar as duas técnicas apresentadas, para que nas condições de baixa luminosidade se obtenha um melhor controle da potência processada pelas lâmpadas, sem comprometer a condição de comutação *ZVS* dos interruptores.

Assim, próximo da potência nominal o método de dimerização através da variação da frequência será empregado e nas condições de baixa luminosidade a frequência de comutação do inversor será fixa e a técnica de dimerização através da variação da razão cíclica será adotada.

4.4.4.1 Resultados de Simulação e Analíticos.

A metodologia de projeto adotada para esse reator é a mesma que a empregada para o reator dimerizável por variação de frequência. Serão adotados os valores obtidos na seção 4.4.2.1 para os parâmetros do filtro ressonante.

Na faixa de potência entre 22W e 60W será empregada a técnica de dimerização por variação de frequência, cujos resultados analíticos e de simulação são os mesmos que os apresentados na seção 4.4.2.2. Portanto para essa implementação, serão apresentados somente os resultados para os níveis de potência abaixo de 22W, onde o método pela

variação da razão cíclica é adotado. A análise empregada é similar à apresentada na seção 2.7.

Inicialmente, pretende-se comparar as curvas obtidas analiticamente com as curvas obtidas através de simulação numérica. Em seguida, serão apresentadas as principais formas de onda para o reator eletrônico operando em dois pontos de operação específicos ($D = 0,49$ e $D = 0,35$).

A Fig. 4-48, a Fig. 4-49 e a Fig. 4-50 mostram, respectivamente, os dados de simulação, em conjunto com os resultados analíticos, obtidos para a variação de razão cíclica, do valor eficaz da corrente do indutor L_r e da defasagem angular δ em função da potência das lâmpadas.

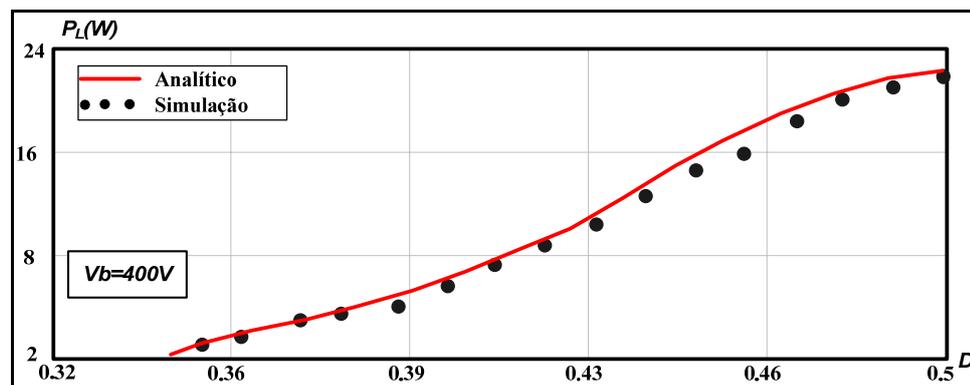


Fig. 4-48 – Resultado obtido para a variação de razão cíclica em função da potência processada.

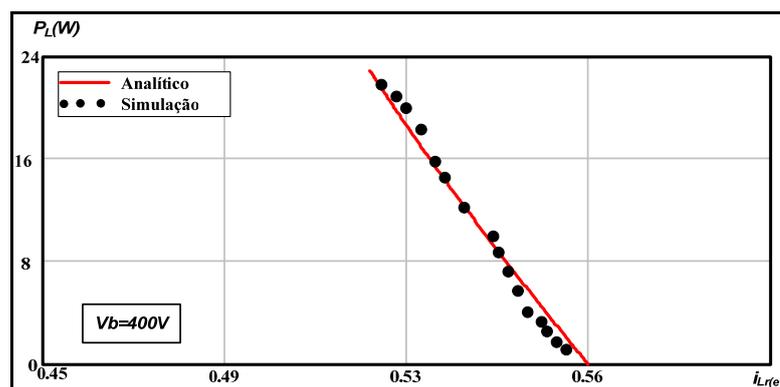


Fig. 4-49 – Variação da corrente eficaz do indutor ressonante para os dois casos.

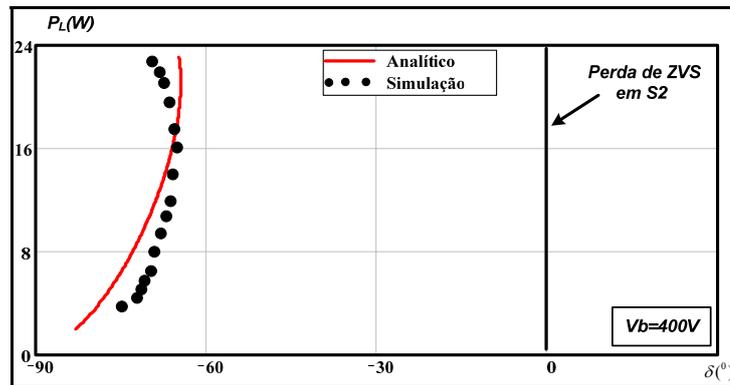


Fig. 4-50 – Variação da defasagem angular δ .

Os resultados apresentados indicam que nas condições de baixa luminosidade o emprego desse método assegura um controle de potência das lâmpadas mais preciso, em comparação com a técnica de dimerização através da variação de frequência. Através da Fig. 4-50 constata-se que a comutação *ZVS* em S_2 é garantida nas condições de baixa luminosidade. Verifica-se também que os valores analíticos e de simulação obtidos não apresentam diferenças significativas.

A Fig. 4-51 apresenta a tensão e a corrente das lâmpadas na operação em regime permanente. Através dos resultados apresentados, verifica-se que nesses níveis de luminosidade o modelo de simulação para a lâmpada mostrou-se ser adequado.

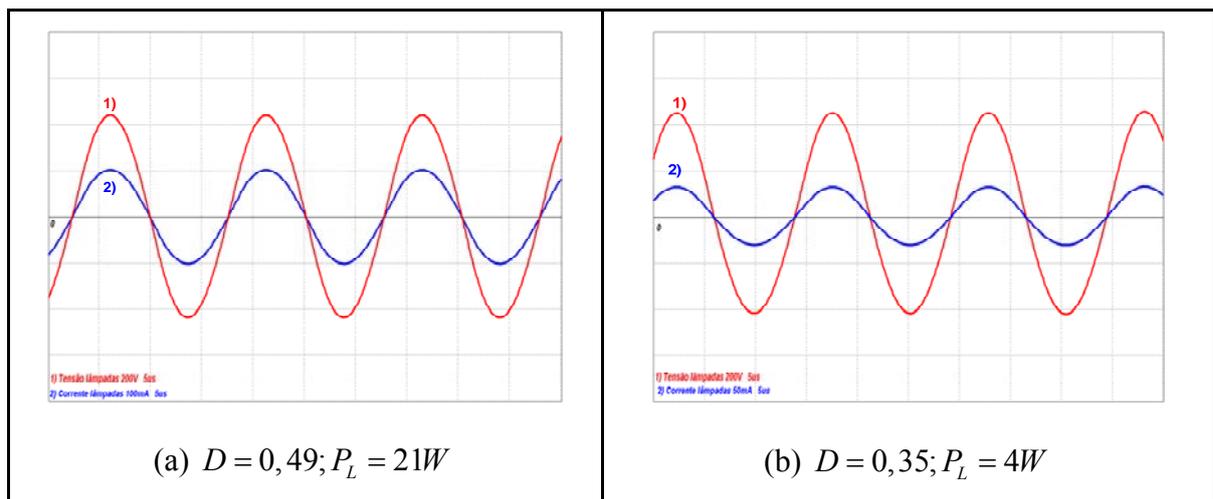


Fig. 4-51 – Resultado de simulação para a corrente e para a tensão nas lâmpadas.

A tensão aplicada na entrada do filtro ressonante e a corrente do indutor L_r são apresentadas na Fig. 4-52. Observa-se que os valores dos ângulos de defasagem φ e δ garantem a comutação *ZVS* de ambos os interruptores.

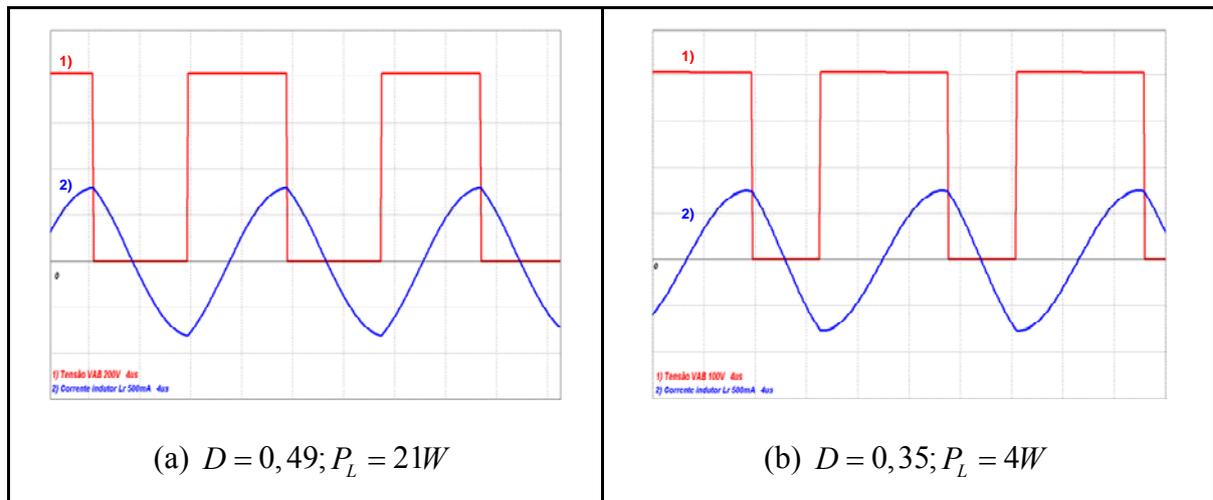


Fig. 4-52 – Tensão da entrada do filtro ressonante e corrente no indutor L_r .

Na Fig. 4-53 são apresentadas as forma de onda de tensão e de corrente no interruptor S_2 , onde se verifica que não há problemas na entrada em condução do interruptor para os dois pontos de operação em análise.

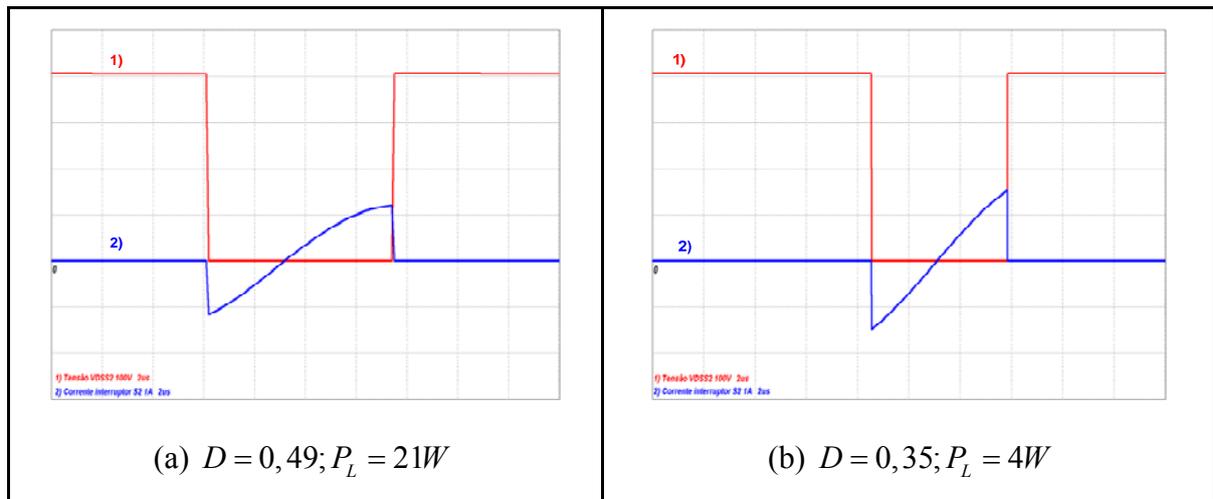


Fig. 4-53 – Comutação do interruptor S_2 .

A Fig. 4-54 mostra a tensão de barramento, a tensão e a corrente de entrada para uma tensão de entrada de $127V_{ef}$. Novamente, a tensão de barramento ficou estabilizada em torno de 400V. Apesar da corrente de entrada do caso b apresentar a presença de um conteúdo harmônico considerável, o resultado obtido para a TDH_{lin} foi de 11,4% e o valor do fator de potência foi de 0,961. Para a simulação com potência de 21W, o valor obtido para TDH_{lin} foi de 6,06% e o valor do fator de potência foi de 0,996.

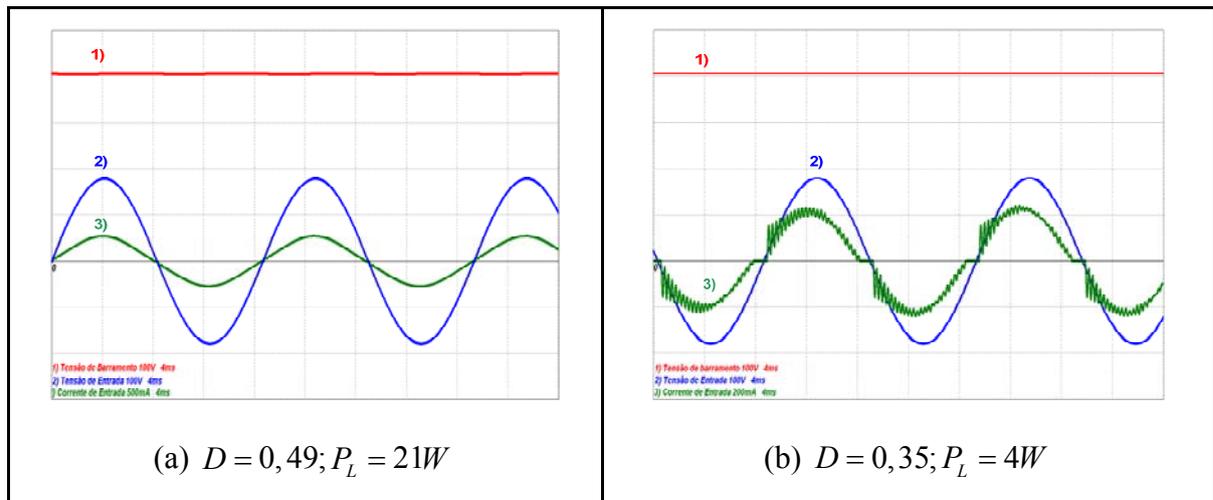


Fig. 4-54 – Simulação para tensão de barramento, corrente e tensão fornecida pela rede.

4.4.4.2 Resultados Experimentais.

A comparação entre os dados experimentais e os resultados analíticos e de simulação é realizado nessa seção. Primeiramente serão analisadas as curvas obtidas na seção anterior para posteriormente apresentar as principais formas de onda do reator operando em dois pontos de operação específicos.

A Fig. 4-55 e a Fig. 4-56 mostram, respectivamente, os resultados obtidos para a variação de razão cíclica e para o valor eficaz da corrente do indutor L_r em função da potência fornecida para as lâmpadas.

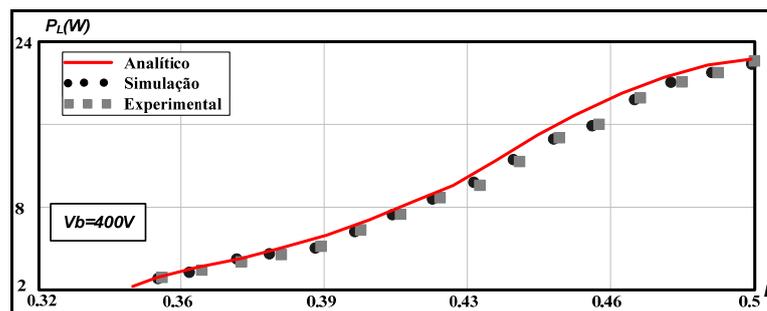


Fig. 4-55 – Comparação entre os resultados obtidos para a razão cíclica em função da potência processada.

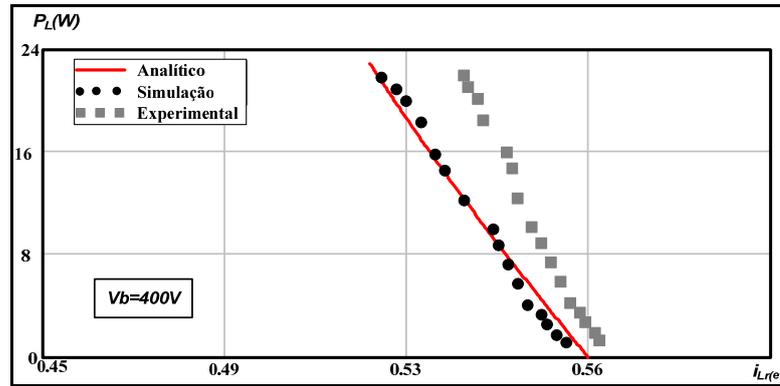


Fig. 4-56 – Comparação entre os resultados obtidos para a variação da corrente eficaz de $i_{Lr}(t)$.

Os resultados apresentados consolidam a abordagem teórica desenvolvida, pois os resultados experimentais estão coerentes com os valores analíticos e de simulação.

Em relação à qualidade da corrente fornecida as lâmpadas, pode-se verificar através da Fig. 4-57 que o formato da corrente não é uma senóide perfeita em ambas as aquisições. Entretanto, em nenhuma das aquisições realizadas, efetuada em baixa frequência, os valores do fator de crista ultrapassaram os requisitos máximos permitidos pela norma brasileira.

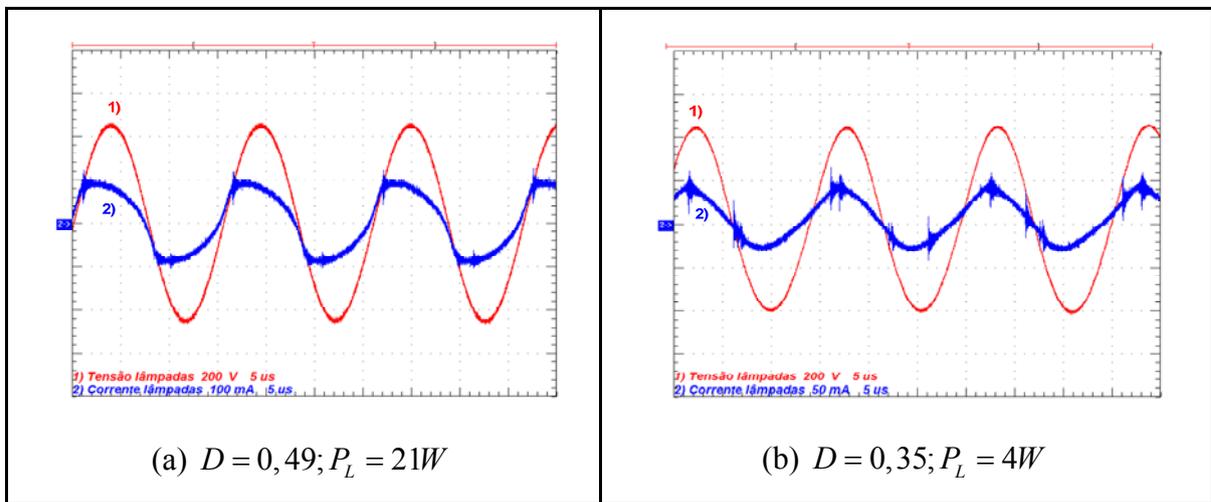


Fig. 4-57 – Aquisições da corrente e da tensão nas lâmpadas.

A Fig. 4-58 mostra a tensão aplicada na entrada do filtro ressonante e a corrente do indutor L_r . Verifica-se que a corrente eficaz do indutor L_r apresenta praticamente o mesmo valor para os dois casos, apesar das potências processadas serem bem distintas. Nota-se pelos valores dos ângulos de defasagem que na operação em baixa luminosidade a condição de comutação *ZVS* nos interruptores não foi comprometida.

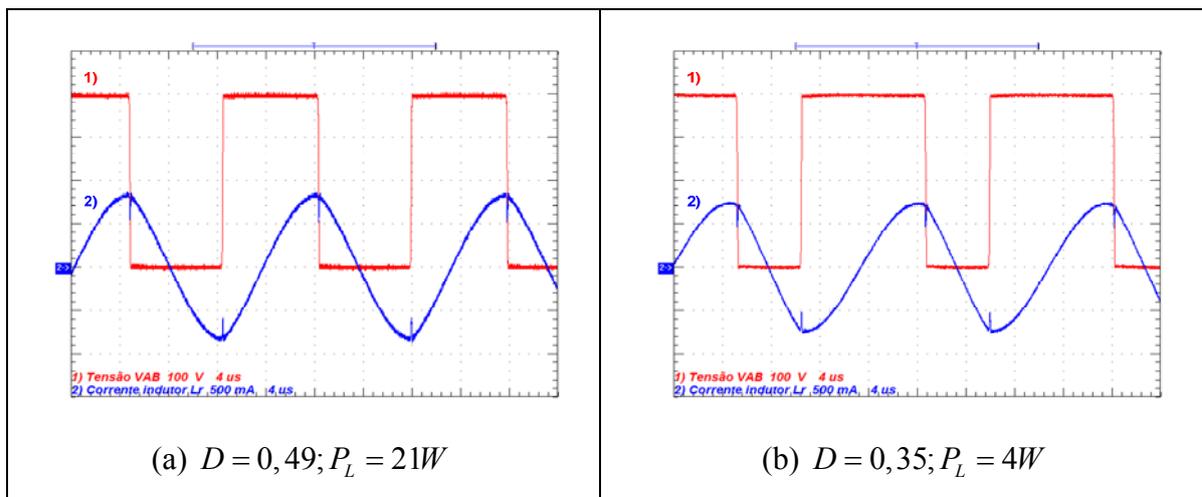


Fig. 4-58 – Aquisições da tensão de entrada do filtro e da corrente no indutor L_r .

A Fig. 4-59 apresenta detalhes do processo associado à comutação do interruptor S_2 . Verifica-se que a entrada em condução do interruptor para os pontos de operação analisados não é dissipativa.

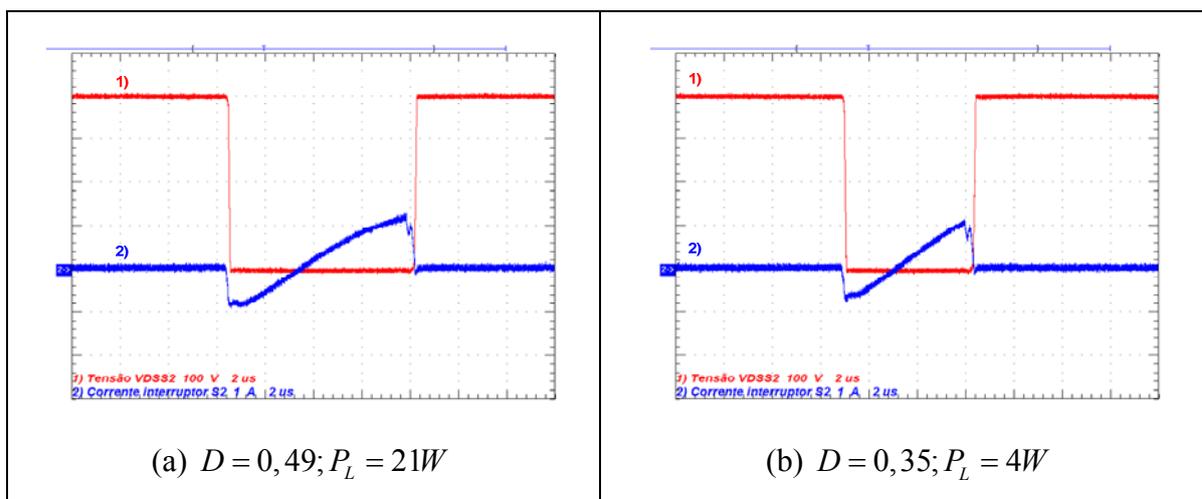


Fig. 4-59 – Detalhe da comutação do interruptor S_2 .

A tensão de barramento, a tensão e a corrente de entrada podem ser analisadas através da Fig. 4-60. O estágio *PFC* conseguiu manter a tensão de saída estabilizada em torno de 400V e manter o fator de potência próximo a unidade em ambas as aquisições. Valores adquiridos em vários pontos de operação mostraram que o *FP* oscilou entre 0,989 a 0,999.

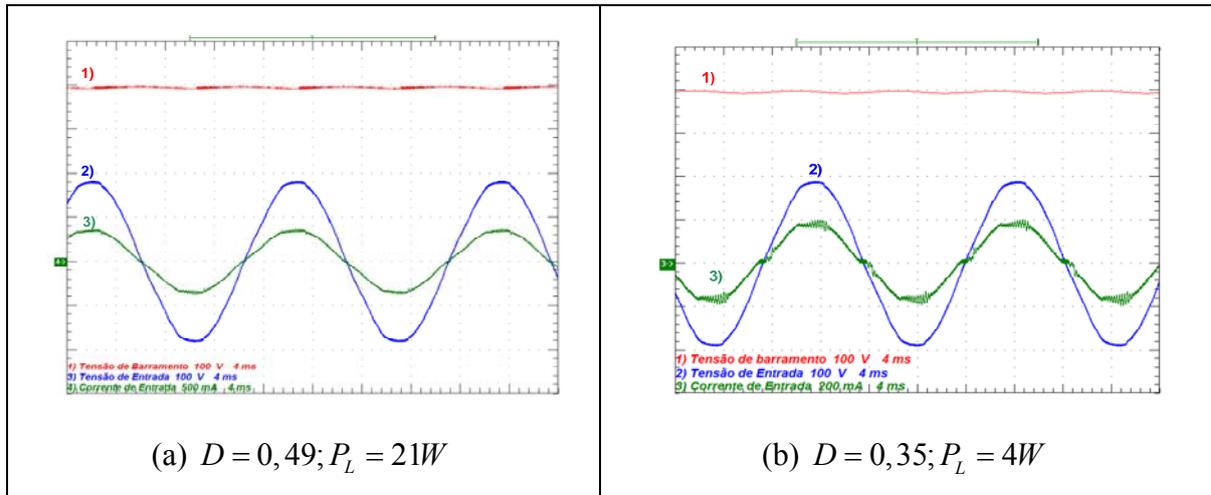


Fig. 4-60 – Aquisição da tensão de barramento, da corrente e da tensão de entrada.

Na Fig. 4-61 é apresentada a análise harmônica da corrente de entrada do conversor em conjunto com os níveis permitidos pela norma IEC 61000-3-2 classe C.

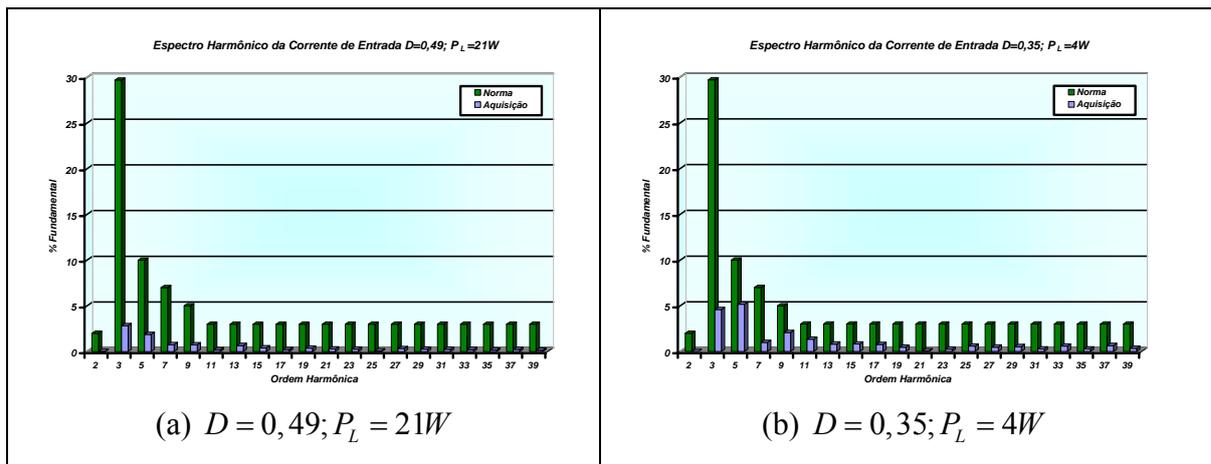


Fig. 4-61 – Espectro harmônico das correntes de entrada para os dois pontos de operação.

Em ambas as aquisições verifica-se que nenhum harmônico individual está fora das especificações da IEC 61000-3-2. Na potência de 21W, o valor obtido para TDH_{in} foi de 3,79% e o valor do fator de potência foi de 0,999. Já para a potência de 4W, o valor obtido para TDH_{in} foi de 7,78% e o valor do fator de potência foi de 0,989. Em ambos os casos a TDH_{vin} foi de 1,8%.

A curva do rendimento da estrutura em função da potência da saída é similar ao apresentado na técnica de dimerização através da variação de frequência, por isso não será apresentada.

4.4.5 Reator Eletrônico Dimerizável Através da Técnica de Variação da Razão Cíclica com Comutação Suave em S_2 .

Como analisado na seção 2.7, com o emprego do método de dimerização através da variação de razão cíclica, a faixa de variação de potência é limitada para preservar a condição de comutação *ZVS* do interruptor S_2 . Porém, quando comparado com o método da variação de frequência, esse método apresenta um melhor controle da potência fornecida às lâmpadas devido ao fato do microcontrolador possuir um elevado grau de precisão no controle da razão cíclica da saída *PWM*.

O objetivo desse reator eletrônico é empregar a técnica de dimerização através da variação da razão cíclica, com uma alteração na configuração do filtro *LCC*, para garantir a condição de comutação *ZVS* dos interruptores em todos os níveis de potência fornecida às lâmpadas e obter um melhor controle da potência das lâmpadas em todas as condições de luminosidade.

4.4.5.1 Resultados de Simulação e Analíticos.

A metodologia de projeto empregada para esse reator é a mesma que a utilizada para o reator dimerizável pelo método da variação de razão cíclica. Serão adotados os valores obtidos na seção 4.4.3.1 para os valores dos parâmetros do filtro ressonante.

Na seção 2.7.1 foi apresentado o procedimento adotado para a determinação da melhor solução para o problema da escolha dos elementos do filtro ressonante. Também foram apresentadas as equações para a definição do valor da indutância crítica $L_{0(crit)}$. Utilizando a formulação proposta chega-se ao valor de 1,5mH para $L_{0(crit)}$.

Inicialmente, pretende-se comparar as curvas obtidas analiticamente com as curvas obtidas através de simulação numérica. Em seguida, serão apresentadas as principais formas de onda de simulação para o reator eletrônico operando em dois pontos de operação específicos ($D = 0,49$ e $D = 0,1$).

Considerando a inclusão do indutor $L_{0(crit)}$, as novas curvas analíticas e de simulação obtidas para a variação de razão cíclica, do valor eficaz da corrente de entrada

do filtro ressonante e da defasagem angular δ em função da potência das lâmpadas são apresentadas na Fig. 4-62, Fig. 4-63 e Fig. 4-64, respectivamente.

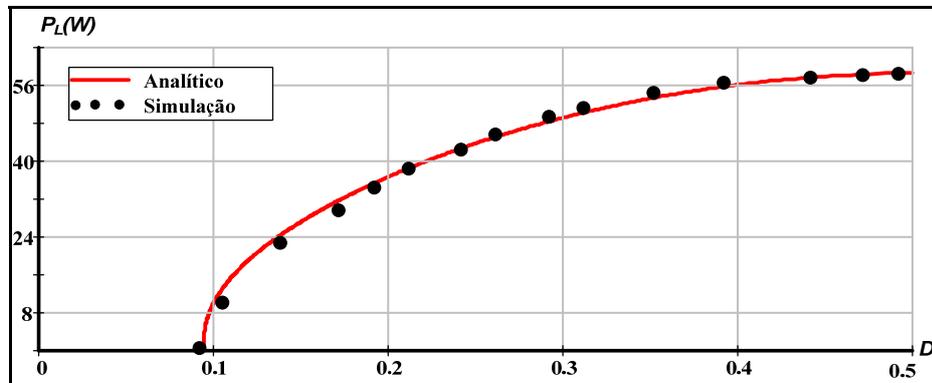


Fig. 4-62 – Resultado obtido para a variação da razão cíclica em função da potência processada.

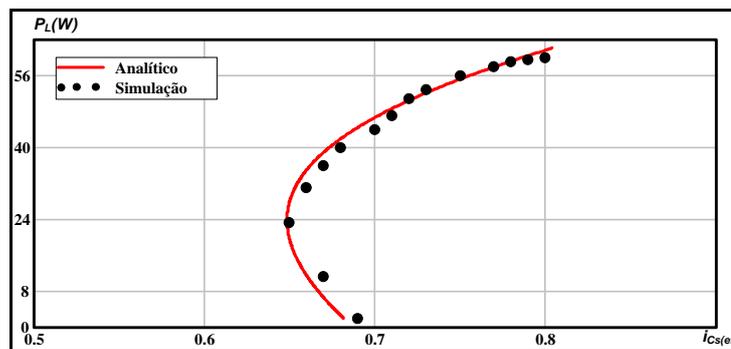


Fig. 4-63 – Variação da corrente eficaz na entrada do filtro ressonante para os dois casos.

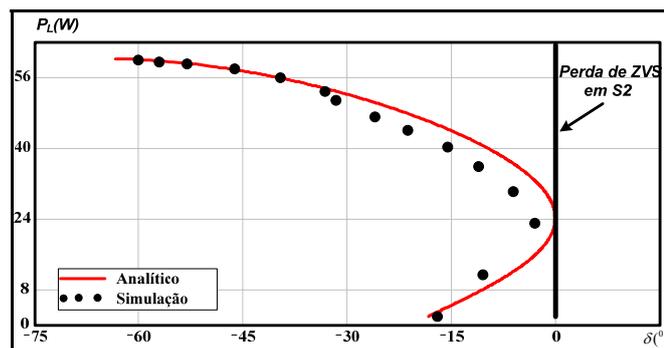


Fig. 4-64 – Variação da defasagem angular δ .

Verifica-se através da Fig. 4-64 que a comutação *ZVS* em S_2 foi preservada em toda a faixa de dimerização. Como previsto na análise teórica, a adição do indutor $L_{0(crit)}$ faz com que a corrente eficaz drenada pelo filtro apresente valores superiores, quando

comparadas com as técnicas anteriores. Verifica-se também que os valores analíticos e de simulação obtidos não apresentam diferenças significativas.

A Fig. 4-65 apresenta a tensão e a corrente das lâmpadas na operação em regime permanente. Através dos resultados apresentados, verifica-se que o modelo de simulação mostrou-se ser adequado nos limites superior e inferior de potência fornecidas para as lâmpadas.

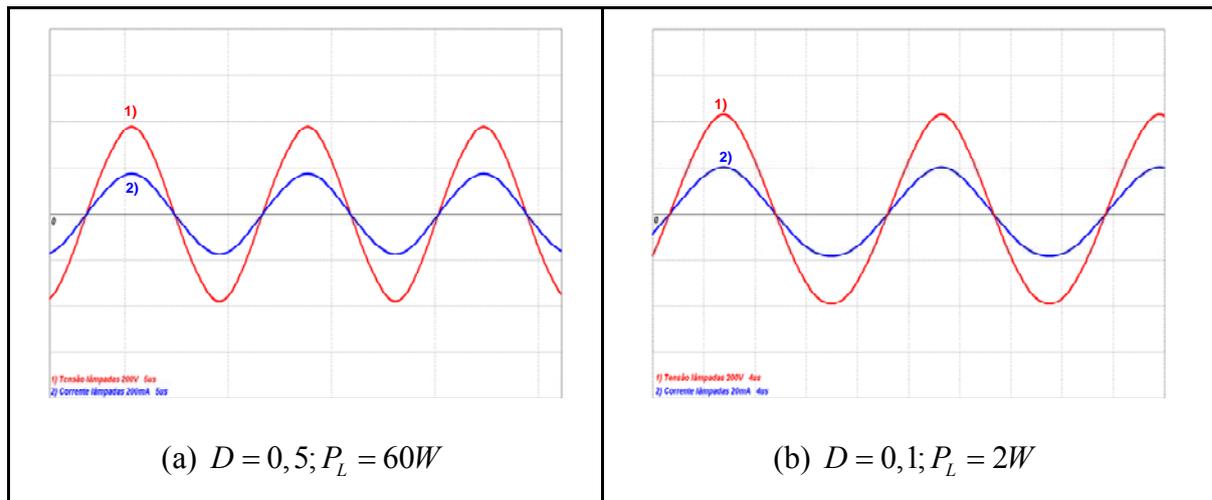


Fig. 4-65 – Resultado de simulação para a corrente e a tensão nas lâmpadas.

A tensão aplicada na entrada do filtro ressonante e a corrente no capacitor C_s são apresentadas na Fig. 4-66. Observa-se que mesmo na condição de mínima potência os valores dos ângulos de defasagem φ e δ garantem a comutação *ZVS* de ambos os interruptores.

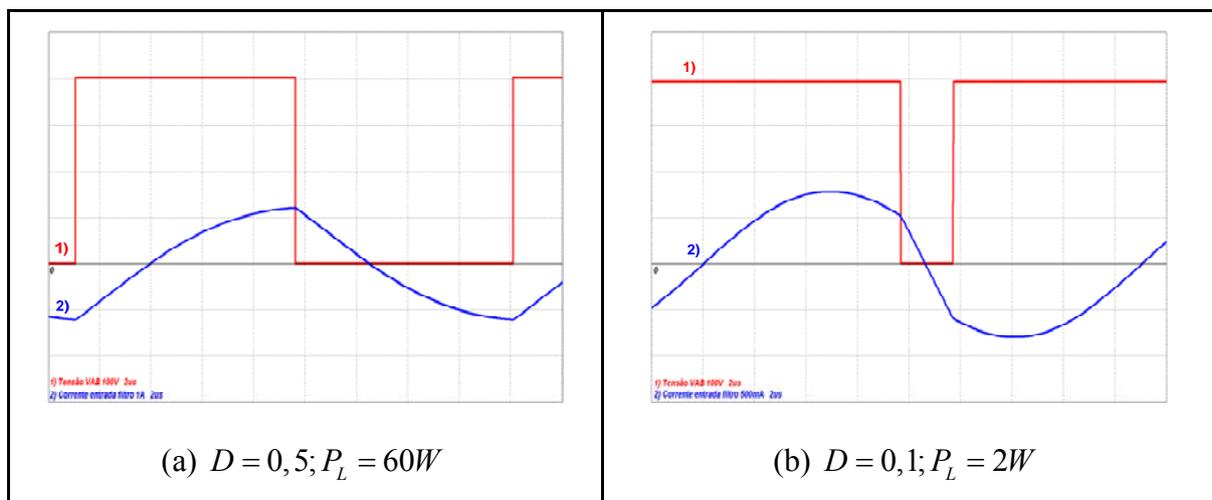


Fig. 4-66 – Tensão de entrada do filtro ressonante e corrente no capacitor C_s .

Na Fig. 4-67 são apresentadas as forma de onda de simulação da tensão e da corrente no interruptor S_2 . Verifica-se que a inclusão do indutor $L_{0(crit)}$ mostrou-se adequada, pois não há problemas na entrada em condução do interruptor S_2 na condição de baixa luminosidade.

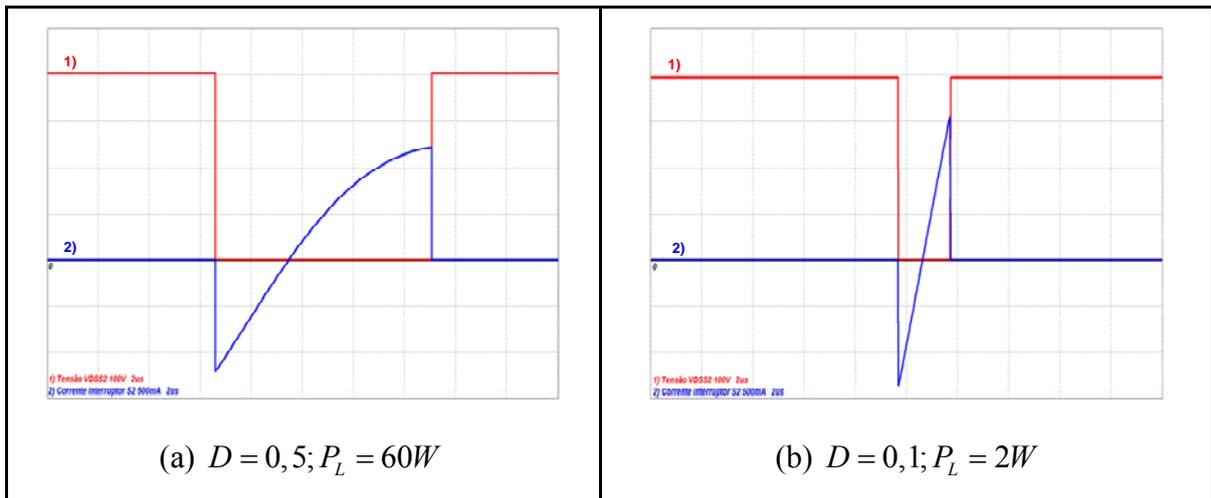


Fig. 4-67 – Comutação do interruptor S_2 .

A análise do FP e do conteúdo harmônico da corrente de entrada pode ser realizada através da Fig. 4-68 que mostra o resultado de simulação da tensão de barramento, da tensão e da corrente de entrada. O resultado obtido na potência de 60W para a TDH_{lin} foi de 4,1% e o valor do fator de potência foi de 0,998. Para a simulação com potência de 2W, o valor obtido para TDH_{lin} foi de 9,35% e o valor do fator de potência foi de 0,971. Verifica-se que a tensão de barramento ficou estabilizada em torno de 400V.

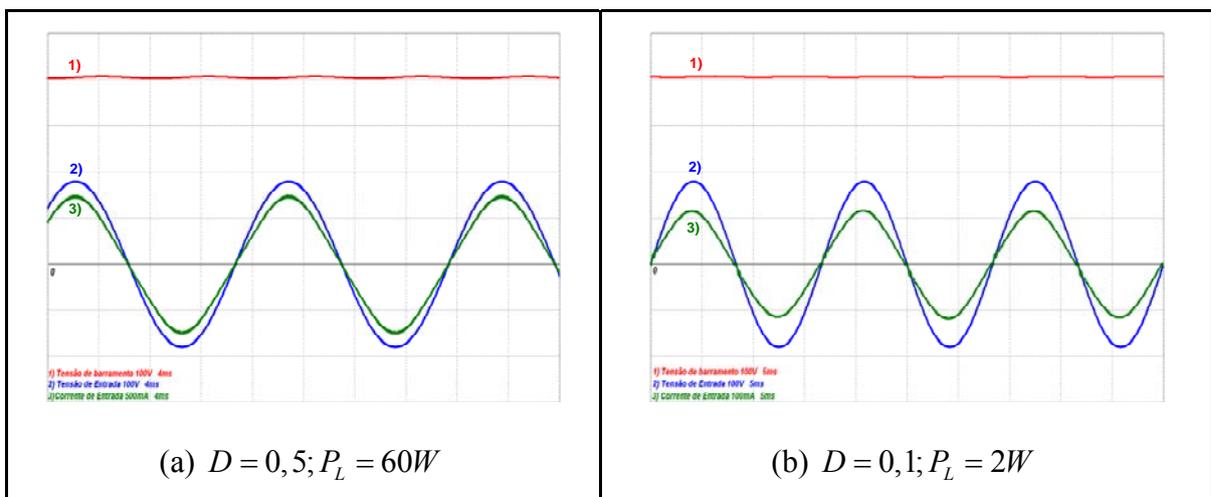


Fig. 4-68 – Resultado de simulação da tensão de barramento, da corrente e da tensão de entrada.

4.4.5.2 Resultados Experimentais.

Para finalizar o estudo da técnica de dimerização apresentada, é realizada nessa seção a comparação entre os dados experimentais e os resultados analíticos e de simulação. Semelhante aos métodos de dimerização anteriores, serão apresentadas as principais formas de onda do reator operando em dois pontos de operação específicos.

A Fig. 4-69 e a Fig. 4-70 mostram, respectivamente, os resultados obtidos para a variação de razão cíclica e para o valor eficaz da corrente do capacitor C_s em função da potência fornecida para as lâmpadas.

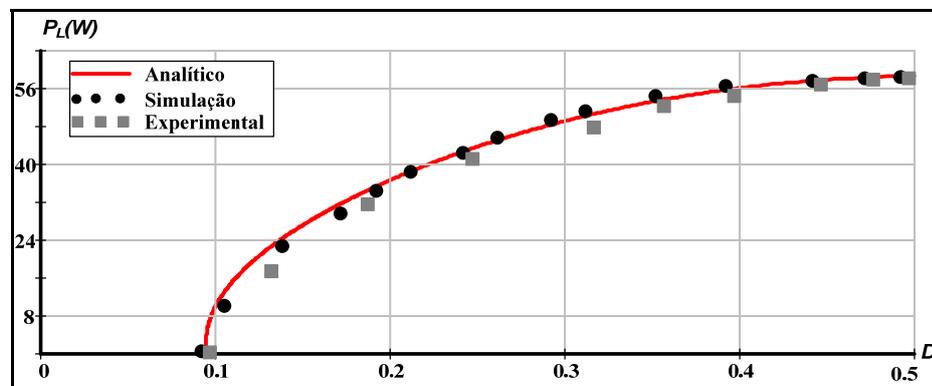


Fig. 4-69 – Comparação entre os resultados obtidos para a razão cíclica em função da potência processada.

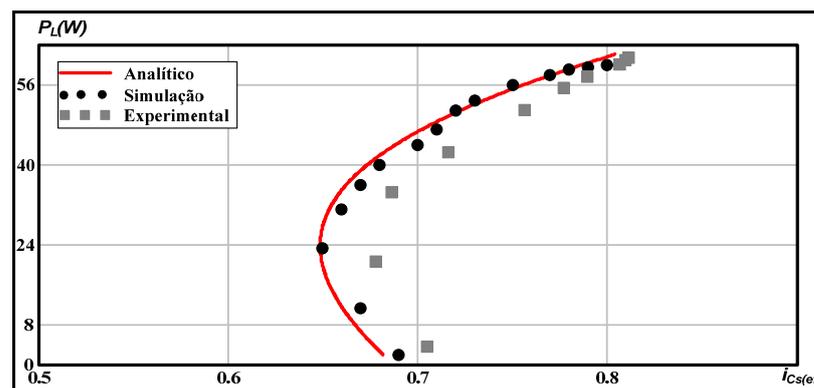


Fig. 4-70 – Comparação entre os resultados obtidos para a variação da corrente eficaz de $i_{C_s}(t)$.

Avaliando os resultados apresentados pode-se concluir que a análise teórica é satisfatória, pois os resultados analíticos são semelhantes aos valores experimentais.

O comportamento da corrente e da tensão nas lâmpadas, em alta frequência é apresentado na Fig. 4-71, onde se constata que a aproximação da lâmpada por uma resistência equivalente é admissível, mesmo nas condições de baixa luminosidade.

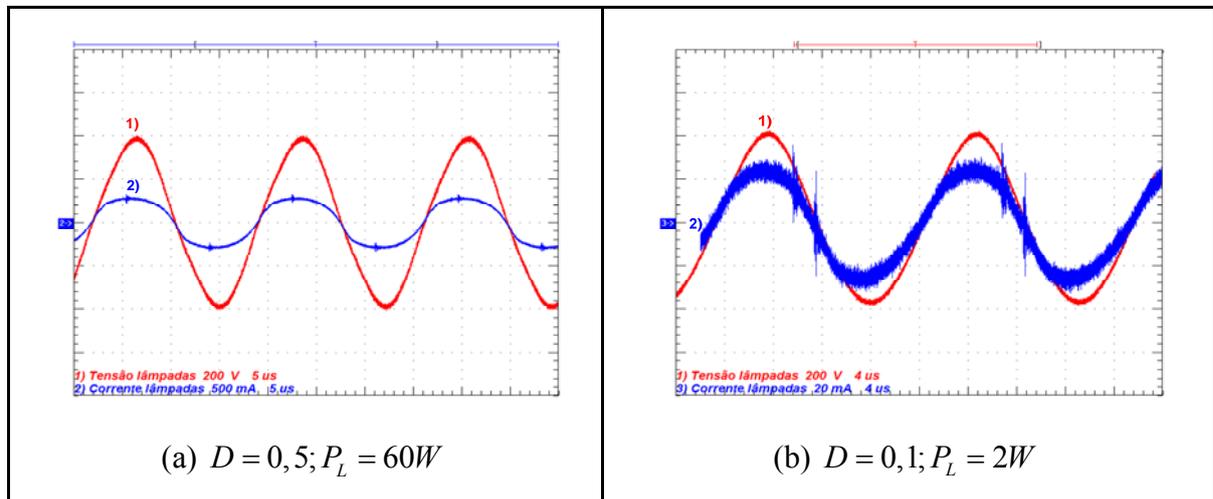


Fig. 4-71 – Aquisições da corrente e tensão nas lâmpadas.

Verifica-se que o formato da corrente nas lâmpadas não é uma senóide perfeita em ambos as aquisições. Contudo, aquisições realizadas em baixa frequência (Fig. 4-72) mostram que os valores do fator de crista são 1,33 e 1,61 para os pontos de operação analisados, os quais estão abaixo da especificação máxima permitida pela norma brasileira.

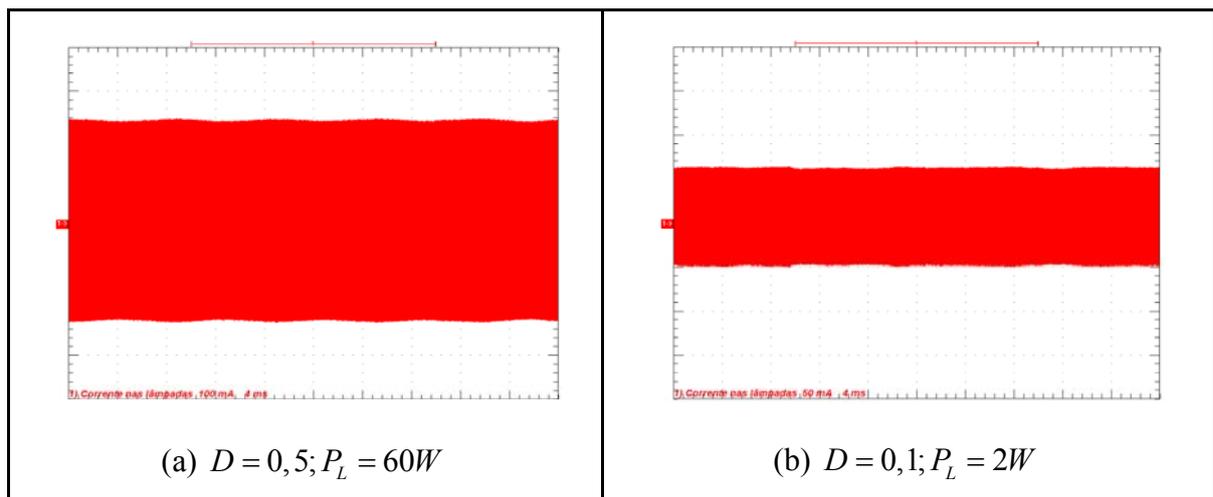


Fig. 4-72 – Aquisições da corrente nas lâmpadas em baixa frequência.

A Fig. 4-73 mostra as aquisições da tensão e da corrente na entrada do filtro ressonante. Em comparação com as técnicas anteriores, constata-se que os valores das

correntes de entrada do filtro são superiores, acarretando em maiores perdas por condução nos interruptores, que de certa forma influencia o rendimento global da estrutura.

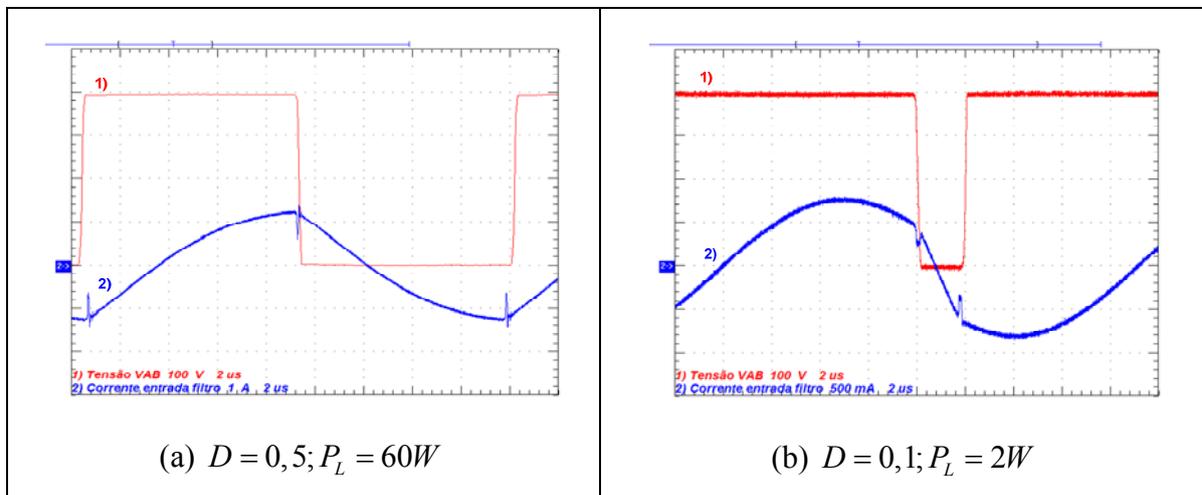


Fig. 4-73 – Aquisições da tensão e da corrente de entrada do filtro ressonante.

As aquisições apresentadas na Fig. 4-74 mostram a comutação do interruptor S_2 . Verifica-se que nas condições de baixa luminosidade foi garantida a comutação suave na entrada em condução do interruptor S_2 com o emprego dessa técnica.

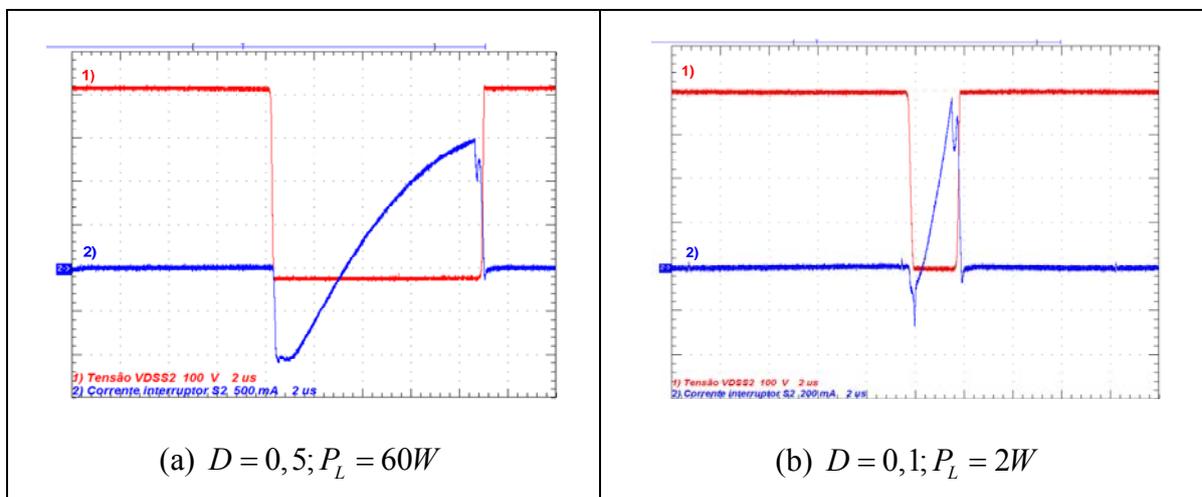
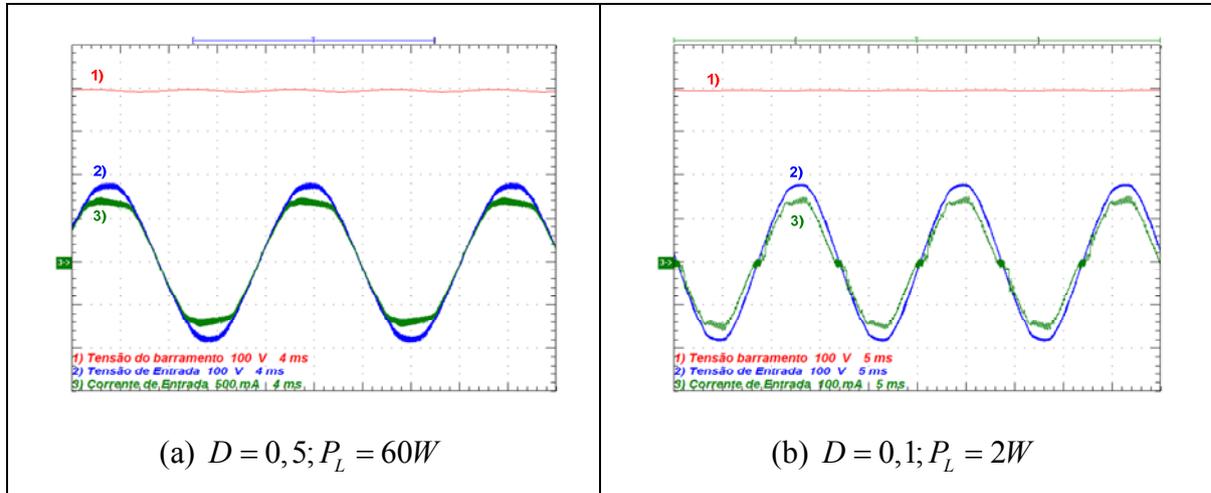


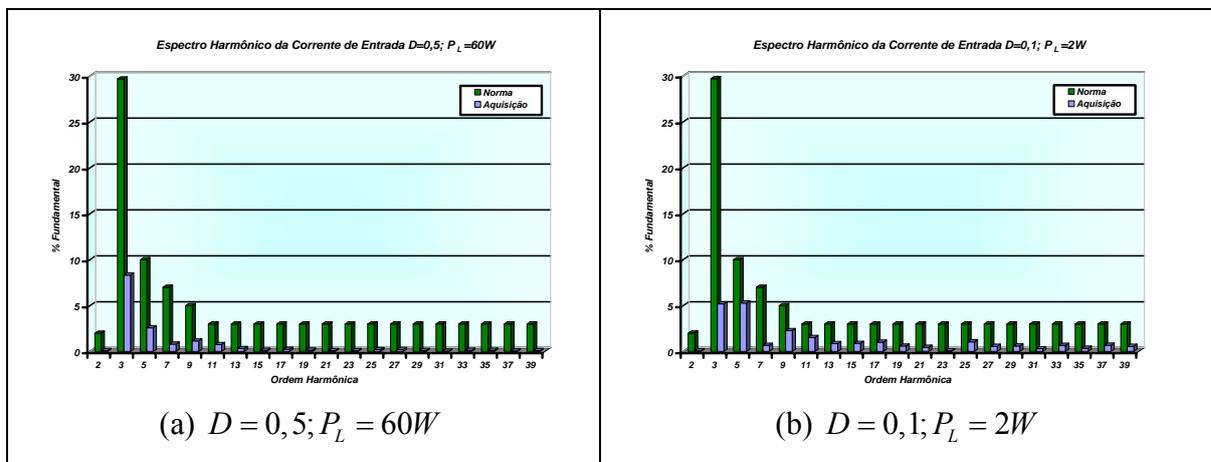
Fig. 4-74 – Aquisições da comutação do interruptor S_2 .

As próximas formas de onda mostram a tensão de barramento, a tensão e a corrente de entrada do reator eletrônico. Estas aquisições, apresentadas na Fig. 4-75, foram realizadas com tensão de $127V_{ef}$ na entrada. Verifica-se que a tensão de barramento não apresenta ondulação de tensão considerável e está estabilizada em torno de $400V$. Com a

dimerização das lâmpadas constatou-se que o valor do FP ficou compreendido entre 0,967 a 0,996.



Na Fig. 4-76 é apresentada a análise harmônica da corrente de entrada do conversor em conjunto com os níveis permitidos pela norma IEC 61000-3-2 classe C.



Em ambas as aquisições verifica-se que nenhum harmônico individual está fora das especificações da IEC 61000-3-2. Na potência de 60W, o valor obtido para TDH_{in} foi de 8,95% e o valor do fator de potência foi de 0,996. Já para a potência de 2W, o valor obtido para TDH_{in} foi de 8,34% e o valor do fator de potência foi de 0,967. Em ambos os casos a TDH_{vin} foi de 1,85%.

A curva do rendimento da estrutura em função da potência da saída é apresentada na Fig. 4-77. Verifica-se que a curva de rendimento obtida é similar ao resultado

apresentado em [5]. Da mesma forma que na técnica de dimerização por variação de frequência, o rendimento da estrutura é degradado em parte pela presença dos circuitos auxiliares pela necessidade de manter os filamentos das lâmpadas aquecidos. Deve ser contabilizada no cálculo do rendimento a influência das perdas do elemento magnético acrescentado e do incremento das perdas em condução dos interruptores, devido ao fato da corrente eficaz na entrada do filtro ressonante ser mais elevada em comparação aos outros métodos.

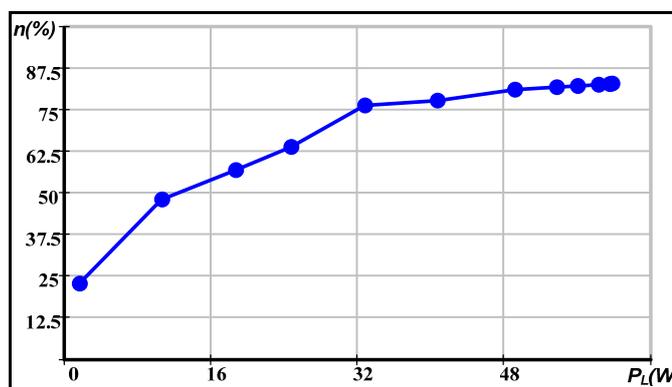


Fig. 4-77 – Rendimento do reator eletrônico implementado.

4.5 Conclusão.

Este capítulo apresentou as metodologias de projeto, as simulações e os resultados experimentais das implementações práticas de quatro reatores eletrônicos dimerizáveis para duas lâmpadas fluorescentes de 32W. A comparação entre os valores obtidos através das equações e os resultados experimentais dos protótipos implementados evidenciam a validade da análise apresentada.

Em relação ao processo de ignição verificou-se a influência do tempo de pré-aquecimento nos níveis de tensão necessários para a partida das lâmpadas. O circuito de proteção mostrou ser eficaz tornando sua aplicação válida principalmente devido à simplicidade e ao custo de seu projeto.

Através dos resultados apresentados pode-se verificar que:

- o modelo adotado para a lâmpada fluorescente é adequado pois, independente da técnica de dimerização empregada, a comparação entre os resultados analíticos e de simulação com os resultados experimentais apresentou uma boa precisão;
- o estágio *PFC* conseguiu manter a tensão de barramento estabilizada em torno de 400V e manter o fator de potência próximo a unidade em todos os níveis de potência processada pelas lâmpadas, para todos os protótipos implementados. Em relação à análise harmônica da corrente de entrada dos reatores, verifica-se através das aquisições efetuadas que nenhum harmônico individual está fora das especificações da norma IEC 61000-3-2 para equipamentos classe C;
- o *FC* manteve-se abaixo dos limites estipulados em norma para os reatores implementados. Ao contrário do que é informado em alguns artigos, não foram verificados problemas com o valor de *FC* nas condições de baixa luminosidade para o método de dimerização através da variação de razão cíclica do inversor;
- a comutação do tipo *ZVS* na entrada em condução dos interruptores foi garantida nos quatro protótipos implementados. No segundo método a potência fornecida as lâmpadas foi limitada para garantir a comutação *ZVS* nos interruptores, mas nas outras técnicas essa condição foi garantida em todos os níveis de potência entregue para as lâmpadas;
- os rendimentos das estruturas estão de acordo com os resultados apresentados na literatura. A otimização da metodologia de projeto dos elementos do filtro ressonante, visando à redução de potência reativa, pode reduzir as perdas nos interruptores e no indutor ressonante, melhorando um pouco o rendimento dos protótipos;

Nos demais quesitos, os reatores apresentaram o comportamento esperado. A Tabela 4-13 apresenta as principais vantagens e desvantagens dos métodos de dimerização empregados.

Método de dimerização	Vantagens	Desvantagens
<i>Variação da frequência de comutação</i>	<ul style="list-style-type: none"> - melhor rendimento entre os métodos; - energia constante entregue aos filamentos na etapa de dimerização; 	<ul style="list-style-type: none"> - controle inadequado da potência nas condições de baixa luminosidade; - operação com frequência variável;
<i>Variação da razão cíclica</i>	<ul style="list-style-type: none"> - operação com frequência fixa; - excelente controle da luminosidade na faixa de potência que garante comutação ZVS; 	<ul style="list-style-type: none"> - não é possível dimerizar em todos os níveis de potência;
<i>Combinação frequência e razão cíclica</i>	<ul style="list-style-type: none"> - excelente controle da potência nas condições de baixa luminosidade; 	<ul style="list-style-type: none"> - operação com frequência variável; - energia entregue aos filamentos nas condições de baixa luminosidade em função de D;
<i>Variação da razão cíclica com ZVS em S_2</i>	<ul style="list-style-type: none"> - excelente controle da potência em todas as condições de luminosidade; - operação com frequência fixa; 	<ul style="list-style-type: none"> - baixo rendimento; - energia entregue aos filamentos na etapa de dimerização em função de D; - elemento magnético adicional;

Tabela 4-13 – Vantagens e desvantagens dos métodos de dimerização empregados.

Estudos preliminares da técnica de dimerização através da variação da tensão de barramento mostram que com o emprego dessa técnica a potência reativa processada pelo filtro ressonante é menor quando comparada aos métodos implementados. Dependendo do rendimento do estágio que controla a tensão do barramento, possivelmente esse reator apresente um rendimento total melhor em comparação aos métodos de dimerização estudados.

CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho apresentou o estudo de estruturas de reatores eletrônicos dimerizáveis, baseado no inversor ressonante meia-ponte, para aplicação em lâmpadas fluorescentes tubulares modelo T8.

A importância deste trabalho está no fato de que lâmpadas fluorescentes ocupam grande parte do mercado nacional, quando se trata de iluminação comercial e industrial, e até o momento, a grande maioria destas lâmpadas são alimentadas por reatores eletrônicos convencionais ou eletromagnéticos. O emprego de reatores eletrônicos dimerizáveis apresenta uma série de vantagens em relação aos reatores convencionais e quando operados em conjunto com um sistema de gerenciamento de iluminação, como por exemplo, o protocolo *DALI*, faz com que os ambientes possam ser controlados de uma forma mais eficiente, econômica e com inúmeros recursos. Como o mercado de reatores eletrônicos dimerizáveis para estas lâmpadas está em expansão, surge daí a necessidade de se desenvolver novas pesquisas nesta área.

Os reatores estudados neste trabalho utilizaram um conversor boost operando em modo de condução crítica, já consolidado na literatura, como estágio de correção do fator de potência. Esse conversor apresenta melhores resultados que outras topologias, como por exemplo, o *valley-fill* e o *charge-pump* e uma malha de controle mais simples quando comparado a outros modos de operação do conversor boost. O estágio *PFC* apresentou bons resultados na operação de dimerização em relação ao controle da tensão de barramento, ao fator de potência e a taxa de distorção harmônica da corrente de entrada.

Visando o desenvolvimento adequado do projeto das estruturas e do estudo por simulação, inicialmente fez-se a análise de um modelo para a lâmpada fluorescente operando em elevada frequência e submetida ao processo de dimerização. O modelo é baseado em uma aproximação matemática dos dados de medições de tensão e de corrente sobre a lâmpada e foi capaz de descrever corretamente o comportamento da lâmpada.

Em seguida, foi apresentada a análise dos métodos de dimerização através da variação da frequência e através da variação de 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. A metodologia de projeto empregada utiliza essas variáveis de operação do reator como critério para definir a melhor solução para o valor dos elementos do filtro ressonante. O problema com a comutação do interruptor S_2 apresentado pelo método de dimerização através da razão cíclica também foi analisado e uma solução através da adição de um indutor ao filtro ressonante foi estudada e validada.

Em relação ao processo de ignição verificou-se a influência do tempo de pré-aquecimento nos níveis de tensão necessários para a partida das lâmpadas. Os reatores apresentam duas características que o diferenciam dos reatores eletrônicos convencionais. A primeira é que os filamentos deixam de receber energia na região da potência nominal das lâmpadas, diminuindo seu desgaste e o enegrecimento nas paredes internas do tubo próximo aos terminais da lâmpada. A segunda característica é que todo o controle e proteções são realizados pelo microcontrolador. É importante ressaltar a flexibilidade obtida com o emprego desse componente, pois eventuais mudanças de funcionamento podem ser facilmente realizadas através da mudança do programa, sem a necessidade de nenhuma modificação topológica.

Finalizando o estudo, foram apresentados os resultados experimentais dos quatro reatores eletrônicos implementados. O controle de luminosidade das lâmpadas no primeiro reator eletrônico foi efetuado através da variação de frequência de comutação do estágio inversor. Nesse método, nas condições de baixa luminosidade, o controle da potência mostrou-se inadequado, pois uma pequena variação da frequência de comutação ocasionava uma variação acentuada na potência das lâmpadas. Em função desse fato, no segundo protótipo a dimerização da lâmpada foi realizada através da técnica de variação de razão cíclica do inversor, devido a uma melhor precisão no controle da razão cíclica da saída *PWM* do microcontrolador. Entretanto, a comutação

ZVS em S_2 não é mais garantida abaixo de determinada potência, não sendo possível operar o reator nas condições de baixa luminosidade.

Para contornar esses dois problemas, a terceira estrutura explorou ambas as técnicas de dimerização onde o método aplicado era definido em função do nível de intensidade luminosa da lâmpada, com o objetivo de que nas condições de baixa luminosidade obtivesse um melhor controle da potência processada pelas lâmpadas, sem comprometer a condição de comutação ZVS dos interruptores. Os resultados experimentais foram satisfatórios e mostraram que o controle da potência foi adequado em todos os níveis de dimerização das lâmpadas.

O quarto reator eletrônico procura mostrar que é possível, através do método de dimerização por variação da razão cíclica, obter todos os níveis de potência na lâmpada com comutação suave nos interruptores. Para isso, um indutor é adicionado ao filtro ressonante. Apesar dos bons resultados relacionados com o controle da potência e a comutação de S_2 , o baixo rendimento e o custo adicional com o elemento magnético acrescentado não tornam essa técnica competitiva comercialmente.

Como continuidade desse trabalho, sugere-se a realização de estudos de compatibilidade eletromagnética dos reatores para colocá-los em conformidade com as normas vigentes. Em função dos resultados obtidos nesse trabalho, pode ser proposto o estudo das técnicas apresentadas para a dimerização da lâmpada modelo T5. Em relação à redução de custos podem ser estudadas a viabilidade do emprego de técnicas passivas de correção de fator de potência e a concepção de conversores com estágio único.

Outra proposta relaciona-se com a implementação de outros métodos de controle da intensidade luminosa, como por exemplo, pela variação da tensão do barramento CC , visando uma comparação do rendimento, dos custos e da complexidade de implementação entre as estruturas.

ANEXO I – Diagrama Esquemático, Lista de Materiais e Conceitos do Protocolo *DALI*.

Neste anexo será apresentado o diagrama esquemático, lista de materiais utilizados e alguns conceitos do protocolo *DALI*.

O diagrama esquemático do circuito utilizado para as implementações é apresentado na Fig. I-1. Os componentes utilizados na confecção dos protótipos estão listados na Tabela I-1. Cabe ressaltar que a diferença entre as três primeiras implementações está no programa do microcontrolador, responsável pela supervisão do reator e do método de dimerização empregado.

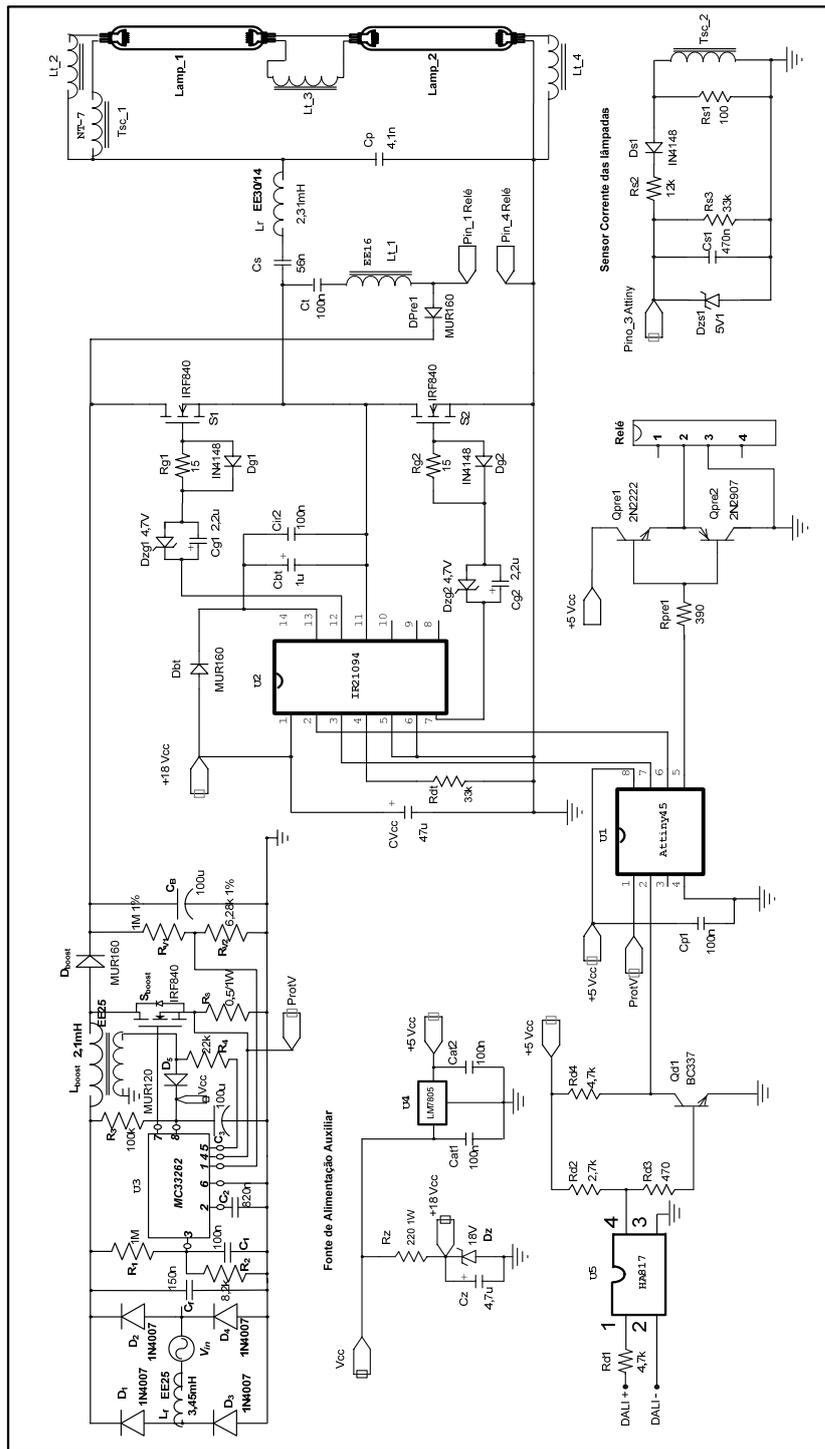


Fig. I-1 – Diagrama esquemático do reator eletrônico.

<i>Componente</i>	<i>Valor</i>
U1	CI Attiny45
U2	CI IR21094
U3	CI MC33262
U4	CI LM7805
U5	CI HA817
S _{boost} , S1 e S2	Mosfet IRF840
Relé	Metaltext Sh1nac5V
Qpre_1	Transistor 2N2222
Qpre_2	Transistor 2N2907
Qd	Transistor BC337
D _{boost} , D _{pre1} , D ₅ e D _{bt}	Diodo MUR160
D ₁ , D ₂ , D ₃ e D ₄	Diodo 1N4007
Dg1, Dg2 e Ds1	Diodo 1N4148
Dgz1 e Dgz2	Zener 4,7V/0,5W
Dz	Zener 18V/1W
Dgs1	Zener 5,1V/0,5W
Lr	Core EE-30/14 /2,3mH
Lf	Core EE-25/3,45mH
Lboost	Core EE-25/2,1mH
Tsc	Core NT-7
Lt	Core EE-16/7.3
Cf	Capacitor Polip. 150nF/400V
C1, Cat1, Cat2, Cp1 e Cir2	Capacitor cer. 100nF/100V
C2	Capacitor cer. 820nF/100V
C3	Capacitor Elet 100μF/40V

<i>Componente</i>	<i>Valor</i>
Cp	Capacitor Polip. 4,1nF/1600V
CS	Capacitor Polip. 56nF/600V
Cs1	Capacitor Cer. 470nF/100V
CB	Capacitor Elet 100μF/450V
Cg1, Cg2	Capacitor tântalo 2,2μF/25V
Cz	Capacitor Elet 4,7μF/25V
CVcc	Capacitor Elet 47μF/50V
CBt	Capacitor Elet 1μF/25V
Ct	Capacitor Polie. 100nF/600V
Rpre1	Resistor 390Ω
Rs_1	Resistor 100Ω
Rs_2	Resistor 12kΩ
Rd_1, Rd_4	Resistor 4k7Ω
Rd_2	Resistor 2k7Ω
Rd_3	Resistor 470Ω
Rdt, Rs3	Resistor 33kΩ
Rz	Resistor 220Ω/1W
Rs	Resistor 0,5Ω/1W
R1	Resistor 1MΩ
R2	Resistor 8k2Ω
R3	Resistor 100kΩ
R4	Resistor 22kΩ
Rg1, Rg2	Resistor 15Ω
Rv1	Resistor 1MΩ/1%
Rv2	Resistor 6k28Ω/1%

Tabela I-1 – Lista dos componentes utilizados.

I.1 Conceitos do Protocolo DALI

Antes da análise das instruções serão introduzidos alguns conceitos e termos utilizados pelo protocolo.

- **Grupos:** conjunto de uma ou mais luminárias que são ligadas/desligadas ou dimerizadas conjuntamente. Diferente de sistemas tradicionais, onde um circuito (grupo) era planejado antes da instalação e qualquer mudança implicaria em uma nova fiação, quebra de paredes, etc., no sistema *DALI* as luminárias são agrupadas via programação (*software*), permitindo maior flexibilidade,
- **Cenas:** *status* de cada grupo de luminárias num cenário de iluminação específico. Cada cenário traz informações sobre quais luminárias estarão ligadas, desligadas ou qual o nível de dimerização de cada luminária.
- **Fade rate:** é o número de ajustes no nível de iluminação, obedecendo à curva logarítmica de dimerização, no intervalo de 1s. Pode ser calculado de acordo com a equação (I.1), onde x representa 4 bit codificados em valor decimal. A Tabela I-2 mostra os possíveis valores para a taxa. Nota-se que para o protocolo $x=0$ não é aplicável.

$$F = \frac{506}{\sqrt{2^x}} \quad (I.1)$$

- **Fade time:** é o tempo de transição entre uma cena e outra. Pode ser calculado de acordo com a equação (I.2). Para o protocolo $x=0$ significa que o tempo de transição é igual a zero.

$$T = 0,5\sqrt{2^x} \quad (I.2)$$

Fade Rate	Dimerização (passos/s)
0	Não aplicável
1	357,8
2	253
3	178,9
4	126,5
5	89,5
6	63,3
7	44,7
8	31,6
9	22,4
10	15,8
11	11,2
12	7,9
13	5,6
14	3,9
15	2,8

Tabela I-2 – Valores programáveis para o Fade Rate.

- **Princípio de Dimerização:** o protocolo contempla 254 níveis de iluminação incluídos em uma escala de 0,1% a 100% do máximo nível, representados pela equação (I.3). Essa escala obedece à curva logarítmica de dimerização, representada pela Fig. I-2. A relação logarítmica expressa que um nível de iluminação difere de um nível com um patamar superior ou inferior de uma constante percentual igual 2,8%.

$$P_{\%}(x) = 0,1 \cdot 10^{\frac{x-1}{253/3}} \quad (I.3)$$

onde $P_{\%}(x)$ representa um percentual absoluto do máximo nível de iluminação da unidade. O valor x representa 8 bits codificados em valor decimal ($x = 0 \dots 255$) que pode assumir os seguintes valores:

- $x=0$ para desliga a lâmpada;
- $x=1$ a 254 valores dos diferentes níveis de iluminação;
- $x=255$ significa “máscara” ou sem mudanças. A “máscara” é necessária para remover a unidade escrava de uma cena específica.

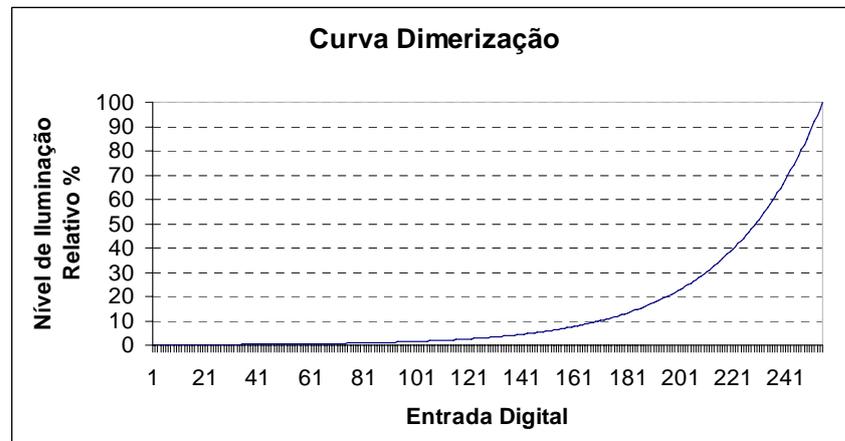


Fig. I-2 – Curva de dimerização proposta pela norma.

Cada unidade escrava armazena alguns parâmetros, representados na Tabela I-3. Estes parâmetros indicam como a lâmpada deve operar em diferentes situações.

Parâmetro	Descrição
Atual Nível Dim	Atual nível de iluminação da lâmpada
Power ON	Nível inicial utilizado ao alimentar o sistema
Falha Sistema	Nível utilizado em caso de falha na comunicação
Máximo Nível	Máximo nível possível
Mínimo Nível	Mínimo nível possível
Fade Rate	Velocidade de dimerização
Fade Time	Tempo de transição entre cenas
Short Address	Endereço individual da unidade
Long Address	Endereço usado durante a inicialização dos endereços (24bits)
Random Address	Endereço usado durante a inicialização dos endereços (24bits)
Grupo	Valor indicando quais grupos à unidade pertence (16bits)
Cena	Níveis de iluminação para diferentes cenas (16 bytes)
Status	Status de funcionamento da unidade
Versão Número	Versão DALI implementada
Mínimo Nível Físico	Menor nível suportado pela lâmpada para manter arco.

Tabela I-3 – Parâmetros armazenados pela unidade escrava.

Até 64 unidades escravas podem ser conectadas ao barramento de comunicação *DALI* e cada uma recebe um endereço individual, chamado *short address*. Caso exista um conflito de endereços entre unidades escravas, é utilizado o *Long Address* (24 bits). A possibilidade de duas unidades possuírem o mesmo *Long Address* é pequena, mas pode acontecer. Neste caso, utiliza-se o *Random Address* para resolver o conflito.

Também existe a possibilidade de associar um escravo a determinado grupo. Em um sistema *DALI* até 16 grupos podem ser criados e uma unidade escrava pode pertencer a vários deles.

A Tabela I-4 mostra os tipos de endereçamento possíveis reconhecidos pelo protocolo. Note que é possível transmitir um comando para todas as unidades escravas simultaneamente utilizando o endereçamento *Geral Address*.

Tipo de endereço	Descrição do Byte
<i>Short Address</i>	0xxxxxxS (xxxxxx = 0 a 63, S= 0/1)
<i>Grupo Address</i>	100xxxxS (xxxx = 0 a 16, S= 0/1)
<i>Geral Address</i>	1111111S (S= 0/1)
<i>Comando Especial</i>	101cccc1 (cccc = comando número)

Tabela I-4 – Tipo de endereçamento aceito pelo protocolo.

O byte de dado deve ser interpretado como controle de nível de iluminação se o valor do bit S é zero. O nível de iluminação pode estar entre 00 (desligado) e 254 (máximo nível). Se o valor de S é um, significa que o byte de dado deve ser interpretado como um comando *DALI*.

O protocolo *DALI* especifica o número do comando e a função associada que a unidade escrava deve reconhecer. A instrução do controlador mestre consiste em dois bytes onde geralmente o primeiro byte indica o endereço do escravo e o segundo byte contém o comando real.

As unidades escravas apresentam um registrador, chamado de *DTR (Data Transfer Register)*, para ser usada na transferência temporária de dados. Quando solicitada uma resposta da unidade escrava, o valor 0xFF deve ser interpretado como “sim” e se não houver resposta por parte do escravo, o mestre deve interpretar a resposta como “não”.

Algumas instruções especiais (*Comando Especial*) utilizam os dois bytes. Como essa instrução não possui um byte de endereço, ela é direcionada a todas as unidades. A Tabela I-5 lista os principais comandos do protocolo.

Valor Comando	Descrição	Resposta
0	Desligar lâmpada	-
1	Dim + durante 200ms de acordo com fade rate selecionado	-
2	Dim - durante 200ms de acordo com fade rate selecionado	-
3	Ajustar um nível acima	-
4	Ajustar um nível abaixo	-
5	Ajustar no nível máximo	-
6	Ajustar no nível mínimo	-
7	Ajustar um nível abaixo e OFF	-
8	Ajustar um nível acima e ON	-
10+cena	Ajustar nível com valor armazenado na cena selecionada	-
20	Reiniciar com parâmetros para valor iniciais do fabricante	-
21	Armazenar nível em DTR	-
2A	Armazenar o valor de DTR como máximo nível	-
2B	Armazenar o valor de DTR como mínimo nível	-
2C	Armazenar o valor de DTR como nível em caso de falha de comunicação	-
2D	Armazenar o valor de DTR como nível inicial	-
2E	Armazenar o valor de DTR como fade time	-
2F	Armazenar o valor de DTR como fade rate	-
40+cena	Armazenar o valor de DTR como cena selecionada	-
50+cena	Remover cena selecionada da unidade escrava	-
60+grupo	Adicionar o escravo ao grupo selecionado	-
70+grupo	Remover o escravo do grupo selecionado	-
80	Armazenar o valor de DTR como short address	-
90	Retonar status escravo como xx	xx

Valor Comando	Descrição	Resposta
91	Verificar se escravo está funcionando	sim/não
92	Verificar se lâmpada está OFF	sim/não
93	Verificar se lâmpada está ON	sim/não
94	Verificar se escravo recebeu valor fora do limite	sim/não
95	Verificar se escravo está em estado de reset	sim/não
96	Verificar se escravo está sem o short address	sim/não
97	Retornar versão em uso como xx	xx
98	Retornar valor de DTR como xx	xx
99	Retornar tipo dispositivo como xx	xx
9A	Retornar mínimo nível físico como xx	xx
9B	Verificar se escravo está em estado de falha etapa de potência	sim/não
A0	Retornar valor do nível como xx	xx
A1	Retornar valor do máximo nível armazenado como xx	xx
A2	Retornar valor do mínimo nível armazenado como xx	xx
A3	Retornar valor do nível ao iniciar o sistema como xx	xx
A4	Retornar valor do nível em caso de falha de comunicação como xx	xx
A5	Retornar valor do fade time como x e fade rate como y	xy
B0+cena	Retornar valor do nível como xx para a cena selecionada	xx
C0	Retornar os bits xx indicando em qual grupo (0-7) o escravo pertence	xx
C1	Retornar os bits xx indicando em qual grupo (8-15) o escravo pertence	xx
C2	Retornar os bits altos do random address como HH	HH
C3	Retornar os bits médios do random address como MM	MM
C4	Retornar os bits baixos do random address como LL	LL

Tabela I-5 – Comandos padronizados.

Especial Comando	Descrição	Resposta
A1 00	Finalizar modo especial	-
A3 xx	Armazenar o valor xx em DTR	-
A5 xx	Inicializar comandos de inicialização com endereço xx	-
A7 00	Gerar um novo endereço randômico	-
A9 00	Comparar o <i>Random Address</i> com <i>long address</i>	-
AB 00	Retirar o escravo do processo de comparação	-
B1 HH	Armazenar o valor HH como os bits altos de <i>long address</i>	-
B3 MM	Armazenar o valor MM como os bits médios de <i>long address</i>	-
B5 LL	Armazenar o valor LL como os bits baixos de <i>long address</i>	-
B7 xx	Programar o escravo selecionado com o short address xx	-
B9 xx	Verificar se escravo selecionado tem o valor xx como <i>short address</i>	sim/não
BB 00	Retornar o <i>short address</i> xx do escravo selecionado	xx
BD 00	Ir para modo de seleção físico	-

Tabela I-6 – Comandos especiais.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.

- [1] KAISER, W.; MARQUES, R. P.; CORREA, A. F., “*Impact of Current Crest Factor at High and Low Frequency Operation on Fluorescent Lamp Electrodes*”, IEEE Industry Applications Conference (IAS’2006), Vol. 1, p.236-241, 2006.
- [2] NORMA NBR 14418, “*Reatores Eletrônicos Alimentados em Corrente Alternada para Lâmpadas Fluorescentes Tubulares – Prescrições de Desempenho*”, Rio de Janeiro, 1999. Normas – Associação Brasileira de Normas Técnicas.
- [3] PORTARIA Nº 188/2004 INMETRO. - Instituto Nacional de Metrologia, Normalização e Qualidade Industrial - Rio de Janeiro, 09/2004.
- [4] OKUDE, A.; UEOKA, A.; KAMBARA, Y., “*Development of an Electronic Dimming Ballast for Fluorescent Lamps*”, Journal of the IES, 1992.
- [5] QIAN, J.; LEE, F. C., “*Charge Pump Power-Factor-Correction Dimming Electronic Ballast*”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, No 03, p.461-468, 1999.
- [6] 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, Vol. 52, No 06, p.1564-1572, 2005.
- [7] TSENG, M. H.; YANG, H. T.; CHIU, H. J.; MOU, S. C., “*Single-Stage Voltage Source Charge Pump Electronic Ballast with Switched-Capacitor Dimmer for Multiple Fluorescent Lamps*”, Power Conversion Conference (PCC '07), p.727-730, 2007.
- [8] 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.
- [9] 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, Vol. 16, No 04, p.465-472, 2001.

-
- [10] WU, T.-F.; YU, T.-H.; CHIANG, M.-C., “*Single-Stage Electronic Ballast with Dimming Feature and Unity Power Factor*”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No 03, p.586-597, 1998.
- [11] CALLEJA, A. J.; ALONSO, J. M.; LOPEZ, E.; RIBAS, J.; MARTINEZ, J. A.; RICO, M., “*Analysis and Experimental Results of a Single-Stage High-Power-Factor Electronic Ballast Based on Flyback Converter*”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, No 06, p.998-1006, 1999.
- [12] 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, Vol. 20, No 05, p.1186-1196, 2005.
- [13] WU, T.-F.; LIU, Y.-C.; WU, Y.-J., “*High-Efficiency Low-Stress Electronic Dimming Ballast for Multiple Fluorescent Lamps*”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, No 01, p.160-167, 1999.
- [14] HO, Y. K. E.; LEE, S. T. S.; CHUNG, H. S.-H.; HUI, S. Y., “*A Comparative Study on Dimming Control Methods for Electronic Ballasts*”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, No 06, p.828-836, 2001.
- [15] 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.
- [16] ADAMS, J.; RIBARICH, T. J.; RIBARICH, J. J., “*A New Control IC for Dimmable High-Frequency Electronic Ballasts*”, Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'99), Vol. 2, p.713-719, 1999.
- [17] CHAN, S. S. M.; CHUNG, H. S. H.; HUI, R. S. Y., “*Self-Oscillating Dimmable Electronic Ballast for Fluorescent Lamps*”, IEEE Power Electronics Letters, Vol. 2, No 03, p.87-91, 2004.
- [18] FENGFENG, T.; QUN Z.; LEE, F. C.; ONISHI, N., “*Self-Oscillating Electronic Ballast with Dimming Control*”, Power Electronics Specialists Conference (PESC'01), Vol. 4, p.1818-1823, 2001.
-

-
- [19] CERVI, M.; SEIDEL, A. R.; BISOGNO, F. E.; PRADO, R. N., “*Fluorescent Lamp Model Employing Tangent Approximation*”, Power Electronics Specialists Conference (PESC '02), Vol. 1, p.187-191, 2002.
- [20] WU, T.-F.; HUNG, J.-C.; YU T.-H., “*A PSpice Circuit Model for Low-Pressure Gaseous Discharge Lamps Operating at High Frequency*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, No 03, p.428-431, 1997.
- [21] BEN-YAAKOV, S.; SHVARTSAS, M.; GLOZMAN, S., “*Statics and Dynamics of Fluorescent Lamps Operating at High Frequency: Modeling and Simulation*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 38, No 06, p.1486-1492, 2002.
- [22] SUN, M.; HESTERMAN, B. L., “*PSpice High-Frequency Dynamic Fluorescent Lamp Model*”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No 02, p.261-272, 1998.
- [23] NG, A. T. K.; KI W.-H.; MOK, P. K. T.; SIN, J. K. O., “*Lamp Modeling for Design of Dimmable Electronic Ballasts*”, Power Electronics Specialists Conference (PESC'00), Vol. 3, p.1358-1362, 2000.
- [24] MOO, C. S.; HSIEH, Y. C.; YEN, H. C.; LEE, C. R., “*Fluorescent Lamp Model With Power and Temperature Dependence for High-Frequency Electronic Ballasts*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 39, No 01, p.121-127, 2003.
- [25] RUBINSTEIN, F.; SIMINOVITCH, M.; VERDERBER, R., “*Fifty Percent Energy Savings with Automatic Lighting Controls*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 29, No 04, p.768-773, 1993.
- [26] RUBINSTEIN, F.; TREADO, S.; PETTLER, P., “*Standardizing Communication Between Lighting Control Devices a Role for IEEE P1451*”, IEEE Industry Applications Conference (IAS'2003), Vol. 2, p.805-811, 2003.
- [27] ALONSO, J. M.; RIBAS, J.; CALLEJA, A. J.; COZ, J. J. D.; COROMINAS, E. L.; RICO, M., “*Development of a Distributive Control Scheme for Fluorescent Lighting Based on LonWorks Technology*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, No 06, p.1253-1262, 2000.
-

-
- [28] HEIN, P. F. “*DALI – A Digital Addressable Lighting Interface for Lighting Electronics*”, IEEE Industry Applications Conference (IAS’2001), Vol. 2, p.901-905, 2001.
- [29] KINTNER-MEYER, M.; BRAMBLEY, M.; CARLON, T.; BAUMAN N., “*Wireless Sensors: Technology and Cost Savings for Commercial Buildings*”, Summer Study on Energy Efficiency in Buildings (ACEEE’2002), p.121-134, 2002.
- [30] LAM, J.; JAIN, P. K., “*A Novel Dimming Electronic Ballast with Improved Crest Factor Using Valley Fill Current Source Resonant Inverter*”, IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE’2006), Vol. 2, p.1100-1105, 2006.
- [31] SEIDEL, A. R.; BISOGNO, F. E.; PAPPIS, D.; DALLA COSTA, M. A.; PRADO, R. N., “*Simple Valley-Fill Self-Oscillating Electronic Ballast with Low Crest Factor Using Pulse-Frequency-Modulation*”, IEEE Industry Applications Conference (IAS’2003), Vol. 2, p.7791-784, 2003.
- [32] SONG, J.; SONG, J.-H.; CHOY, I.; CHOI, J.-Y., “*Improving Crest Factor of Electronic Ballast-Fed Fluorescent Lamp Current Using Pulse Frequency Modulation*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 48, No 05, p.1015-1024, 2001.
- [33] PEREIRA, E. I., *Reator eletrônico com estágio de correção do fator de potência integrado com o inversor ressonante*, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – INEP – UFSC, Florianópolis, 2003.
- [34] DA SILVA JUNIOR, P. A., *Sistema eletrônico para iluminação fluorescente – Análise, projeto e implementação*, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – INEP – UFSC, Florianópolis, 1994.
- [35] ALVES, J. A., *Reator eletrônico para lâmpadas fluorescentes compactas com alto fator de potência*, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – INEP – UFSC, Florianópolis, 1996.
- [36] HAUSMANN, R., *Sistema Inteligente de Iluminação para Duas Lâmpadas Fluorescentes de 40W*, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – INEP – UFSC, Florianópolis, 2000.
-

-
- [37] ANDRÉ, A. S., *Reator Eletrônico para duas Lâmpadas Fluorescentes de 110W com Controle de Luminosidade e Alto Fator de Potência*, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – INEP – UFSC, Florianópolis, 1997.
- [38] WU, T.-F.; YU, T.-H., “*Analysis and Design of a High Power Factor, Single-Stage Electronic Dimming Ballast*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 34, No 03, p.606-615, 1998.
- [39] FENGFENG, T.; QUN Z.; LEE, F. C.; ONISHI, N., “*Single-Stage Power-Factor-Correction Electronic Ballast with a Wide Continuous Dimming Control for Fluorescent Lamps*”, Power Electronics Specialists Conference (PESC'01), Vol. 2, p.926-931, 2001.
- [40] CHIU, H.-J.; LIN, L.-W.; WANG, C.-M., “*Single-Stage Dimmable Electronic Ballast with High Power Factor and Low EMI*”, Electric Power Applications, Vol. 152, No 01, p.89-95, 2005.
- [41] NORMA IEC 60929, “*AC-supplied electronic ballasts for tubular fluorescent lamps - Performance requirements*”, Ed. 3.0, Switzerland, 2006. International Electrotechnical Commission.
- [42] NORMA IEC 61000-3-2, “*Limits for Harmonic Current Emission (equipment input current $\leq 16 A$ per phase)*”, Switzerland, 2000. International Electrotechnical Commission.
- [43] COSBY, M. C.; JR. NELMS, R. M., “*A Resonant Inverter for Electronic Ballast Applications*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 41, No 04, p.418-425, 1994.
- [44] TAO, F. *Advanced High-Frequency Electronic Ballasting Techniques for Gas Discharge Lamps*, Tese – Electrical and Computer Engineering – Virginia Polytechnic Institute, 2001.
- [45] SANTOS, A. S.; REIS, F. S.; TONKOSKI, R.; TOSS, M., “*Multifrequency Electronic Ballast For T5 Fluorescent Lamps with Voltage-Preheating*”, Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'05), Brasil, p. 361-366, 2005.
-

-
- [46] LAI, J.-S.; CHEN, D.; “*Design Consideration for Power Factor Correction Boost Converter Operating at the Boundary of Continuous Conduction Mode and Discontinuous Conduction Mode*”, Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'93), Vol. 1, p.267-273, 1993.
- [47] TURCHI, J. “*Power Factor Correction Stages Operating in Critical Conduction Mode*”, Application Note AND-8123D, ON Semiconductor.
- [48] BARBI, I. “*Projeto de Fontes Chaveadas*”, Ed. do Autor, INEP-UFSC, Florianópolis, 2001.
- [49] MC33262, “*Power Factor Controller*”, Datasheet, ON Semiconductor.
- [50] IR21094, “*Half-Bridge Driver*”, Datasheet, International Rectifier.
- [51] ATTINY45, “*Microcontroller*”, Datasheet, Atmel.