



**Dissertação de Mestrado**

**REATOR ELETRÔNICO AUTO-OSCILANTE COM ALTO  
FATOR DE POTÊNCIA PARA ALIMENTAÇÃO DE QUATRO  
LÂMPADAS FLUORESCENTES INDEPENDENTES**

**Marco Antônio Dalla Costa**

**PPGEE**

**Santa Maria, RS, Brasil  
2004**



**BC  
080128**

**REATOR ELETRÔNICO AUTO-OSCILANTE COM ALTO  
FATOR DE POTÊNCIA PARA ALIMENTAÇÃO DE QUATRO  
LÂMPADAS FLUORESCENTES INDEPENDENTES**

---

por

**Marco Antônio Dalla Costa**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM - RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**

**PPGEE**

**Santa Maria, RS, Brasil**

**2004**

D144r Dalla Costa, Marco Antônio  
Reator eletrônico auto-oscilante com alto fator de  
potência  
para alimentação de quatro lâmpadas fluorescentes  
independentes / por Marco Antônio Dalla Costa ; orientador  
Ricardo Nederson do Prado. – Santa Maria, 2004.  
xix, 104 f. : il.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de  
Santa Maria, 2004

1. Engenharia elétrica 2. Energia elétrica  
3. Distribuição de energia 4. Material elétrico 5. Reator  
eletrônico 6. Topologia multilâmpadas 7. Lâmpada  
fluorescente I. Prado, Ricardo Nederson do, orientador  
II. Título.

CDU 621.318.43

Ficha catalográfica elaborada por  
Maristela Eckhardt - CRB-10/737

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

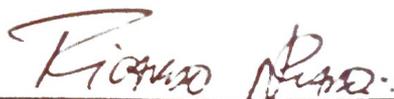
A Comissão Examinadora, abaixo assinada,  
aprova a Dissertação de Mestrado intitulada:

**REATOR ELETRÔNICO AUTO-OSCILANTE COM ALTO FATOR DE  
POTÊNCIA PARA ALIMENTAÇÃO DE QUATRO LÂMPADAS  
FLUORESCENTES INDEPENDENTES**

elaborada por  
**Marco Antônio Dalla Costa**

como requisito parcial para obtenção do grau de  
**Mestre em Engenharia Elétrica**

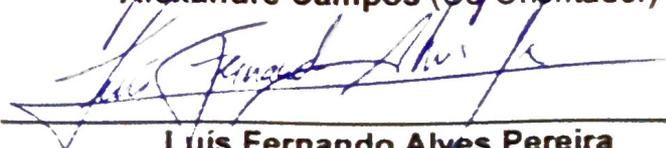
COMISSÃO EXAMINADORA:



**Ricardo Nederson do Prado (Presidente/Orientador)**



**Alexandre Campos (Co-Orientador)**



**Luis Fernando Alves Pereira**



**Cesar Ramos Rodrigues**

Santa Maria, 27 de fevereiro de 2004.

No princípio criou Deus o céu e a terra.  
A terra, porém estava vazia e nua;  
e as trevas cobriam a face do abismo;  
e o espírito de Deus era levado  
por cima das águas.  
Disse Deus: Faça-se a luz. E fez-se a luz.  
E viu Deus que a luz era boa;  
e dividiu a luz das trevas.  
E chamou à luz dia, e às trevas noite.

Gen 1: 1 - 5.

À minha esposa Cristina, pelo amor, amizade,  
carinho, por me fazer levantar a cabeça  
e acreditar em mim mesmo, e por  
colorir o quadro em preto e branco  
da vida de um pesquisador.

Aos meus pais José Luiz e Lourdes, pelo carinho, amor e por me ensinarem minha maior lição: meu caráter.

## **AGRADECIMENTOS**

---

---

Ao Professor Ricardo Nederson do Prado, não somente pela orientação recebida, mas principalmente pelo companheirismo e por acreditar no meu trabalho.

Aos professores do PPGEE Humberto Pinheiro, Alexandre Campos, Cesar Ramos Rodrigues, Hélio Leães Hey, Hilton Abilio Gründling, José Renes Pinheiro e João Baptista dos Santos Martins pelas valiosas contribuições transmitidas no decorrer do curso de mestrado.

Aos funcionários do NUPEDDEE Anacleto, Carmem e Fernando que auxiliaram em várias tarefas durante o curso. À funcionária da Pós-Graduação Cleonice Oliveira, pelo apoio e suporte.

Aos colegas do GEDRE Álysson Raniere Seidel, Fábio Ecke Bisogno, Tiago Bandeira Marchesan, Murilo Cervi, Alexandre Michel, Fabricio Egert, Roberto Pereira Silveira, Gustavo Weber Denardin, Marcelo Freitas da Silva, Rafael Paiva, Douglas Pappis, Rafael Pinto, Vinícius Flores Guarenti, Mario Landerdahl Jr, Cristiane Gastaldini, Mariano Machado, Rafael da Costa, Rafael Pavão, Lucas de Oliveira, Tiago Muraro, Eduardo Fortes, Rodolfo Holsbach, Jackson Piazza e Letícia Zorzela pela amizade, companheirismo e pelas valiosas contribuições que deram ao trabalho.

À Universidade Federal de Santa Maria e à CAPES pelo suporte financeiro.

# SUMÁRIO

---

AGRADECIMENTOS.....	vi
SUMÁRIO.....	vii
RESUMO.....	xii
ABSTRACT.....	xiii
SIMBOLOGIA.....	xiv
INTRODUÇÃO.....	1
<b>CAPÍTULO 1.....</b>	<b>7</b>
1.1 OBJETIVO.....	7
1.2 INTRODUÇÃO.....	7
1.3 CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS DA LÂMPADA FLUORESCENTE.....	8
1.3.1 <i>Características Construtivas da Lâmpada de Catodo             Quente.....</i>	8
1.4 DETALHES DE FUNCIONAMENTO.....	9
1.5 CARACTERÍSTICAS IMPORTANTES DA LÂMPADA FLUORESCENTE.....	10

1.5.1	<i>Característica de Partida da Lâmpada Fluorescente</i> .....	10
1.5.2	<i>Fator de Crista da Corrente na Lâmpada</i> .....	11
1.6	MODELO MATEMÁTICO PARA A LÂMPADA FLUORESCENTE.....	12
1.6.1	<i>Modelo Dinâmico Exponencial para a Lâmpada Fluorescente</i> .....	13
<b>CAPÍTULO 2</b>	.....	17
2.1	OBJETIVO.....	17
2.2	INTRODUÇÃO.....	17
2.3	ESTUDO DAS TOPOLOGIAS MULTI-LÂMPADAS.....	18
2.4	PRINCIPAIS INVERSORES.....	19
2.4.1	<i>Inversor Half-Bridge Simétrico</i> .....	19
2.4.2	<i>Inversor Half-Bridge Assimétrico</i> .....	20
2.4.3	<i>Inversor Full-Bridge</i> .....	20
2.4.4	<i>Inversor Push-Pull</i> .....	21
2.4.5	<i>Comparação Entre os Inversores</i> .....	22
2.5	TOPOLOGIAS MULTI-LÂMPADAS EXISTENTES NA LITERATURA.....	23
2.5.1	<i>Conexão em Série</i> .....	23
2.5.2	<i>Conexão em Paralelo</i> .....	24
<b>CAPÍTULO 3</b>	.....	25
3.1	OBJETIVO.....	25

3.2 INTRODUÇÃO.....	25
3.3 A NORMA IEC 61000-3-2 CLASSE C.....	27
3.4 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO FILTRO VALLEY-FILL.....	27
3.5 PARÂMETROS DE COMPARAÇÃO PARA OS CIRCUITOS PROPOSTOS.....	30
3.6 CONFIGURAÇÕES ESTUDADAS DO FILTRO VALLEY-FILL.....	31
3.6.1 <i>Filtro Valley-Fill Convencional (Circuito 1)</i> .....	31
3.6.1.1 <i>Resultados de Simulação do Circuito 1</i> .....	32
3.6.2 <i>Filtro Valley-Fill com RV (Circuito 2)</i> .....	34
3.6.2.1 <i>Resultados de Simulação do Circuito 2</i> .....	35
3.6.3 <i>Filtro Valley-Fill com Degrau de Corrente (Circuito 3)</i> .....	37
3.6.3.1 <i>Resultados de Simulação do Circuito 3</i> .....	37
3.6.4 <i>Filtro Valley-Fill com Degrau de Corrente e RV (Circuito 4)</i> .....	39
3.6.4.1 <i>Resultados de Simulação do Circuito 4</i> .....	40
3.6.5 <i>Filtro Valley-Fill com Correção do Fator de Crista (Circuito 5)</i> .....	42
3.6.5.1 <i>Resultados de Simulação do Circuito 5</i> .....	42
3.6.6 <i>Filtro Valley-Fill Melhorado (Circuito 6)</i> .....	45
3.6.6.1 <i>Resultados de Simulação do Circuito 6</i> .....	45

3.6.7 Filtro Filtro Valley-Fill com Enrolamento Auxiliar (Circuito 7).....	47
3.6.7.1 Resultados de Simulação do Circuito 7.....	48
3.6.8 Filtro Valley-Fill com Modulação da Carga do Capacitor de Barramento (Circuito 8).....	50
3.6.8.1 Resultados de Simulação do Circuito 8.....	51
3.6.9 Filtro Valley Charge Pumping (Circuito 9).....	53
3.6.9.1 Resultados de Simulação do Circuito 9.....	53
3.7 ANÁLISE DE CUSTO DOS CIRCUITOS PROPOSTOS.....	56
3.7.1 Custo Unitário Relativo de Cada Componente.....	56
3.7.2 Custo Relativo dos Circuitos Propostos.....	57
3.8 COMPARAÇÃO ENTRE OS CIRCUITOS PROPOSTOS.....	57
<b>CAPÍTULO 4</b> .....	60
4.1 OBJETIVO.....	60
4.2 INTRODUÇÃO.....	60
4.3 EQUACIONAMENTO DO FILTRO LCC DE SAÍDA.....	61
4.3.1 Equacionamento para Projeto.....	62
4.4 PROJETO DO CIRCUITO DE COMANDO AUTO- OSCILANTE.....	69
4.4.1 Idéia Proposta para o Desenvolvimento do REAOFF.....	69
4.4.2 Análise Qualitativa do REAOFF.....	70

4.4.3 A Função Descritiva.....	71
4.4.4 O Critério de Nyquist para Sistemas Lineares.....	72
4.4.5 O Critério de Nyquist Estendido para Sistemas Não- Lineares.....	74
4.4.6 O Cálculo de $L_m$ .....	75
4.5 PROCEDIMENTO DE CÁLCULO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	78
4.5.1 Resultados Experimentais.....	79
4.6 CONCLUSÃO.....	80
<b>CAPÍTULO 5</b> .....	82
5.1 OBJETIVO.....	82
5.2 PROJETO DO CIRCUITO DE COMANDO.....	82
5.3 PROJETO DOS FILTROS DE SAÍDA.....	83
5.4 CIRCUITO PARA CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA.....	84
5.5 REATOR PROPOSTO.....	84
5.6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	86
5.7 CONCLUSÃO.....	93
<b>CONCLUSÃO</b> .....	94
<b>REFERÊNCIAS</b> .....	96
<b>APÊNDICE</b> .....	103

# RESUMO

---

Este trabalho descreve um reator eletrônico com correção passiva do fator de potência, para alimentar quatro lâmpadas fluorescentes independentemente. Alguns aspectos de operação das lâmpadas fluorescentes são discutidos e um modelo matemático para simulação das características elétricas das mesmas é proposto. O modelo baseado na aproximação exponencial é construído através de dados experimentais. São apresentados os vários arranjos multi-lâmpadas presentes na literatura e, então, é selecionado o arranjo mais indicado para o trabalho proposto. É feita uma análise comparativa teórica e por simulação, dentre as principais variações do filtro *valley-fill* para correção do fator de potência, de modo a selecionar a topologia mais indicada para o desenvolvimento do reator, que atenda a norma IEC 61000-3-2 quanto à distorção harmônica da corrente de entrada. Para o comando dos interruptores foi desenvolvida uma modificação do comando auto-oscilante, tornando-o independente da carga alimentada pelo reator. Também é apresentado um circuito simples para correção do fator de crista da corrente nas lâmpadas. Resultados experimentais foram obtidos para quatro lâmpadas fluorescentes de 32 W operando com frequência de operação de 40 kHz e tensão de alimentação de 220 Vrms, de modo a validar a análise teórica proposta.

## ABSTRACT

---

This work describes a high-power-factor electronic ballast to supply four fluorescent lamps independently. Fluorescent lamp operational aspects are discussed, and a mathematical model to simulate the fluorescent lamp electric characteristics is proposed. This model, based on exponential approximation, is developed using experimental data. Multi-lamp arrangements are presented, and it is chosen the best arrangement for the proposed work. To choose the best valley-fill topology for passive power factor correction, theoretical and simulation analysis are included, chosen topology has to meet the IEC 61000-3-2 Class C requirements. A self-oscillating drive command modification is developed, in order to drive the switches independently of the converter load. Also, it is presented a simple circuit to correct the lamp current crest factor. Experimental results were obtained in order to validate the proposed work; these results were obtained for the ballast supplying four 32 W fluorescent lamps with switching frequency of 40 kHz, and line voltage of 220 Vrms.

# SIMBOLOGIA

---

## Capítulo 1

C	Capacitor.
$C_P$	Capacitor paralelo do circuito ressonante.
$C_S$	Capacitor série do circuito ressonante.
E	Fonte de tensão qualquer.
EA	Fonte de tensão dependente.
EL	Fonte de tensão dependente que representa a lâmpada fluorescente.
F	Função qualquer.
FC	Fator de crista.
G	Fonte de corrente dependente.
$L_S$	Indutor série do circuito ressonante.
$M_1, M_2$	Interruptores.
$P_L$	Potência na lâmpada fluorescente.
R	Resistor.
$R_a$	Resistor.
$R_L$	Resistência equivalente da lâmpada fluorescente.
$R_S$	Resistência utilizada para verificar a corrente da lâmpada fluorescente.

## Capítulo 2

$C_1, C_2$	Capacitores.
$C_{P1} - C_{P4}$	Capacitores paralelo do circuito ressonante.
$C_{S1} - C_{S4}$	Capacitores série do circuito ressonante.
E	Fonte de tensão independente.

$E_S$	Tensão no enrolamento secundário do transformador <i>push-pull</i> .
Lamp	Lâmpada fluorescente.
$L_{S1} - L_{S4}$	Indutores série do circuito ressonante.
$M_1, M_2$	Interruptores.
$n$	Relação de transformação.
$N_{P1}, N_{P2}$	Número de espiras do enrolamento primário do transformador <i>push-pull</i> .
$N_S$	Número de espiras do enrolamento secundário do transformador <i>push-pull</i> .
$S_1 - S_4$	Interruptores.
$t$	Tempo.
$V_{ab}$	Tensão entre os pontos a e b.

### Capítulo 3

$C_1, C_2, e C_r$	Capacitores.
$C_{f1}, C_{f2}$	Capacitores de barramento.
$C_{f3}$	Capacitor para correção do fator de crista.
$C_P$	Capacitor paralelo do circuito ressonante.
$C_{P1}, C_{P2}$	Capacitores.
CR	Custo relativo do circuito.
$C_S$	Capacitor série do circuito ressonante.
CT	Custo total do circuito.
$D_1 - D_{10}$	Diodos retificadores.
DHT	Distorção harmônica total.
FC	Fator de crista.
FP	Fator de potência.
$i$	Índice da harmônica.
lent	Corrente da rede de alimentação.
$L_S$	Indutor série do circuito ressonante.
$n$	Relação de transformação.

$P_{aux}$	Perda nos circuitos auxiliares.
$R_D$	Resistor de degrau.
$R_V$	Resistor de vale.
$V_{DC}$	Tensão de barramento.
$V_{ent}$	Tensão da rede de alimentação.
$VF$	<i>Valley-fill</i> .
$V_P$	Valor de pico da tensão da rede de alimentação.
$\Delta V$	Variação de tensão.

#### Capítulo 4

A, B, P	Ponto qualquer.
$C_B$	Capacitor de barramento.
$C_P$	Capacitor paralelo do circuito ressonante.
$C_{P1} - C_{P4}$	Capacitores paralelo do circuito ressonante.
$C_Q$	Capacitor de carga.
$C_S$	Capacitor série.
$C_{S1} - C_{S4}$	Capacitores série do circuito ressonante.
$D_1 - D_4$	Diodos retificadores.
$D_C$	Diodo retificador.
$D_{Z1} - D_{Z4}$	Diodos zener.
FP	Fator de potência.
$G(p)$ , $H(p)$	Função de transferência no domínio de $p$ .
$G(s)$	Função de transferência dos elementos lineares do REAO.
$G_F(s)$	Função de transferência do filtro ressonante.
$G_M(s)$	Função de transferência da indutância magnetizante do transformador auto-oscilante.
$I$	Número de pólos instáveis.
$i_L$	Corrente no filtro ressonante.
$I_M(s)$	Corrente magnetizante do transformador auto-oscilante, no domínio da frequência.

$i_p$	Corrente no enrolamento primário do transformador auto-oscilante.
$i_s$	Corrente no enrolamento secundário do transformador auto-oscilante.
$I_s(s)$	Corrente no enrolamento secundário do transformador auto-oscilante, no domínio da frequência.
$I_z(s)$	Corrente de polarização do diodo zener, no domínio da frequência.
$j$	Número imaginário (raiz quadrada de -1).
$K$	Ganho adimensional.
Lamp1 – Lamp4	Lâmpadas fluorescentes.
$L_m$	Valor da indutância de um dos enrolamentos secundários do transformador auto-oscilante.
$L_{m1}, L_{m2}$	Indutância do enrolamento secundário do transformador auto-oscilante.
$L_p$	Indutância do enrolamento primário do transformador auto-oscilante.
$L_s$	Indutor série do circuito ressonante.
$L_{s1} - L_{s4}$	Indutores série do circuito ressonante.
$M_1, M_2$	Interruptores.
$N$	Função descritiva da não-linearidade.
$n$	Relação de transformação.
$P$	Potência na lâmpada.
$p, s$	Variáveis de estado.
$P_R$	Potência no resistor RFF.
$R$	Resistância equivalente da lâmpada fluorescente.
REAO	Reator eletrônico auto-oscilante.
REAOFF	Reator eletrônico auto-oscilante de frequência fixa.
$R_{FF}$	Resistor do circuito de comando de frequência fixa.
$R_Q$	Resistor de carga.
$V$	Número de voltas.

$V_{AC}$	Componente fundamental da tensão aplicada ao filtro ressonante.
$V_{ent}$	Tensão da rede de alimentação.
$V_Z$	Tensão zener.
$Z$	Número de zeros.
$Z_{IN}$	Impedância de entrada.
$Z_P$	Impedância paralela.
$Z_S$	Impedância série.
$ZVS$	Comutação em zero de tensão.
$\delta(p)$	Função qualquer.
$\omega$	Freqüência angular de comutação.
$\omega_S$	Freqüência angular de comutação.
$\phi$	Ângulo da corrente no filtro ressonante, em relação à componente fundamental da tensão aplicada ao mesmo.

## Capítulo 5

$C_{f1}, C_{f2}$	Capacitores de barramento.
$C_P$	Capacitor paralelo do circuito ressonante.
$C_{P1}, C_{P2}$	Capacitores <i>charge-pumping</i> .
$C_Q$	Capacitor do circuito de carga do comando auto-oscilante.
$C_S$	Capacitor série do circuito ressonante.
$D_1 - D_{10}$	Diodos retificadores.
DB3	Diac.
$D_C$	Diodo retificador.
$D_{Z1} - D_{Z4}$	Diodos zener.
FC	Fator de crista.
FP	Fator de potência.
$f_S$	Freqüência de operação do reator.

$G(s)$	Função de transferência dos elementos lineares do REAO.
$G_F(s)$	Função de transferência do filtro ressonante.
$G_M(s)$	Função de transferência da indutância magnetizante do transformador auto-oscilante.
$I_M(s)$	Corrente magnetizante do transformador auto-oscilante, no domínio da frequência.
$I_S(s)$	Corrente no enrolamento secundário do transformador auto-oscilante, no domínio da frequência.
$I_Z(s)$	Corrente de polarização do diodo zener.
$K$	Ganho adimensional.
$L_F$	Indutor de filtro.
$L_m, L_{m1}$ e $L_{m2}$	Indutância magnetizante do enrolamento secundário do transformador auto-oscilante.
$L_P$	Indutância do enrolamento primário do transformador auto-oscilante.
$L_S$	Indutor série do circuito ressonante.
$M_1, M_2$	Interruptores.
$n$	Relação de transformação.
$P_{com}$	Potência dissipada no comando.
$P_{ent}$	Potência de entrada do reator.
$P_{saída}$	Potência de saída do reator.
$R_{FF}$	Resistor do circuito de comando de frequência fixa.
$R_Q$	Resistor do comando auto-oscilante.
$V_{ab}$	Tensão entre os pontos a e b.
$V_{AC}$	Componente fundamental da tensão aplicada ao filtro.
$VF$	<i>Valley-fill</i> .
$V_{GS}$	Tensão entre <i>gate</i> e <i>source</i> do interruptor.
$V_Z$	Tensão zener.
$ZVS$	Comutação em zero de tensão.
$\eta$	Rendimento do reator.

# INTRODUÇÃO

---

Não é possível imaginar a vida moderna sem a iluminação artificial. O ser humano, diferentemente dos animais que podem enxergar no escuro ou dormem ao cair da noite, precisa de uma fonte de luz artificial para permitir o transcorrer de suas atividades na ausência da luz solar.

A primeira fonte de luz artificial criada pela humanidade, ainda na idade pré-histórica, foi o fogo. A partir daí o homem vive uma busca constante de fontes de luz de melhor qualidade e eficiência. Nesta evolução foi desenvolvido tanto o processo de queima, quanto à melhora dos combustíveis, podendo ser citados os lampiões e velas utilizando gordura animal e vegetal; e, por volta de 1860, a parafina como alternativa para a produção da luz [1].

Durante o século XIX, a iluminação gerada pela queima do gás e a gerada pela eletricidade se desenvolveram paralelamente, o que aconteceu devido à competição estimulada pelos pesquisadores de ambos os métodos. Por volta de 1910, a lâmpada de filamento de tungstênio se tornou a fonte de luz preferida para muitas aplicações, apesar das lâmpadas de descarga já estarem disponíveis na sua forma primitiva. A partir de 1930, a iluminação incandescente começou a ser substituída pela iluminação fluorescente em muitas aplicações.

As primeiras fontes de luz a partir da eletricidade foram as lâmpadas de arco de carbono e as de filamento incandescente. Sir Humphry Davy, no *Royal*

*Institution*, descobriu a luz brilhante produzida por um arco entre dois pedaços de carbono; no entanto, estas emitiam uma luz forte e desconfortável. Devido a este fato, verificou-se a possibilidade de manufaturar uma lâmpada com filamento incandescente. As pesquisas da época apontaram para a escolha do filamento entre o carbono e a platina. William Grove foi provavelmente o primeiro a usar uma lâmpada de filamento incandescente, optando pela platina para confecção do filamento [2].

Entre os anos de 1879 e 1883, muitos pesquisadores procuraram o desenvolvimento de uma lâmpada com filamento de carbono passível de comercialização. O americano Thomas Alva Edison (1847 - 1931) obteve a patente britânica de uma lâmpada utilizando como filamento de carbono, fibras de uma variedade particular de bambu [3]. O britânico Sir Joseph Swan (1828 - 1914) opôs-se a Thomas Edison, primeiramente [4]. Mas, em 1883, os dois uniram interesses e mantiveram o monopólio da manufatura de lâmpadas na Inglaterra até 1893. O pico de eficiência das lâmpadas de filamento de carbono foi atingido por volta de 1895, as quais apresentavam uma eficiência de 2,5 a 5,0 lm/W.

A busca constante no desenvolvimento das fontes de luz sempre teve por objetivo a melhora na qualidade da iluminação e, principalmente, a melhora da eficiência. A eficiência das lâmpadas de filamento melhora com o aumento da temperatura; deste modo, as pesquisas se voltaram para a descoberta de materiais que trabalhassem em temperaturas mais altas, sem apresentar desgaste prematuro. Dentre estes, o material que apresentou melhores resultados foi o tungstênio, surgindo por volta de 1909. O desenvolvimento de lâmpadas de filamento de tungstênio no vácuo levou ao resultado de eficiência de 9 lm/W e vida

útil de cerca de 1000 horas. Lâmpadas preenchidas com gás inerte e filamento espiralado apresentaram eficiência de 11 lm/W. Finalmente, por volta de 1934, estas lâmpadas já apresentavam rendimento de cerca de 13 lm/W [5].

Apesar da melhora da eficiência das lâmpadas incandescentes, estas ainda não possuíam um rendimento satisfatório, o que incentivou a busca de novas fontes de iluminação. A solução para tal problema foi a utilização da luz produzida por uma descarga elétrica através de um gás ou vapor, primeiramente verificado por Hawsbeek, por volta de 1710 [6]. O primeiro protótipo comercial de uma lâmpada de descarga foi apresentado em 1901, por Peter Cooper Hewitt (1861 - 1921) [7]. Hewitt, juntamente com George Westinghouse, produziram as primeiras lâmpadas a vapor de mercúrio comerciais. Estas lâmpadas apresentavam um rendimento de cerca de 23 lm/W por volta de 1940, valor este que supera os 60 lm/W nas lâmpadas atuais [8]. Esta melhora considerável, tanto no rendimento das lâmpadas fluorescentes quanto na qualidade da luz emitida, contou com mudanças no formato das lâmpadas, gás inerte utilizado, revestimento de fósforo, temperatura de cor, assim como nos reatores e luminárias utilizadas [6].

Em 1934 foi introduzida uma versão em alta pressão da lâmpada de Hewitt por Edmund Germer (1901 - 1987) [9]. Esta versão em alta pressão da lâmpada a vapor de mercúrio apresentou excelentes resultados, pois suportava uma potência maior em um espaço físico menor. E assim a indústria de lâmpadas continuou sua evolução, contando hoje com as eficientes lâmpadas a vapor de sódio e lâmpadas a vapor metálico.

Um fator importante verificado na década de oitenta quanto à utilização das lâmpadas fluorescentes, foi o aumento do rendimento luminoso de cerca de 12 %, para estas alimentadas em alta freqüência e, considerando-se também o reator, o aumento do rendimento chega a 25 %. E, apesar disto, como resultado da alimentação em alta freqüência há também o aumento da vida útil da lâmpada, eliminação do cintilamento e diminuição das dimensões do reator [10]. Os primeiros reatores alimentados em alta freqüência eram eletromecânicos, sendo inviável sua produção e comercialização em larga escala. O desenvolvimento de semicondutores com capacidade de comutar altas tensões em freqüências elevadas permitiu o desenvolvimento de reatores comercialmente viáveis [11].

O aumento no consumo de energia elétrica, em nível mundial, ocorrido nas últimas décadas nos setores industrial, comercial e residencial tem causado um grave problema no setor energético, onde o aumento do fornecimento de energia não acompanha o aumento no consumo. Este aumento de consumo se deve tanto ao crescimento econômico mundial, quanto à popularização dos equipamentos eletro-eletrônicos. Tal problema no setor energético vem fomentando várias pesquisas tanto na questão da geração da energia elétrica como na melhora do consumo, desenvolvendo-se equipamentos mais eficientes; aproveitando assim, de uma forma melhor, a energia disponível.

A iluminação artificial corresponde à cerca de 25% da energia elétrica consumida mundialmente [12]. Portanto, há a constante necessidade de se desenvolver sistemas de iluminação mais eficientes, utilizando-se a energia elétrica neste setor de forma mais eficaz. Hoje em dia, a utilização de lâmpadas de descarga em sistemas de iluminação tem tomado o espaço das lâmpadas

incandescentes de forma crescente e definitiva. O melhor aproveitamento da energia, a possibilidade da escolha da cor da luz e a alta durabilidade apresentada por estas lâmpadas são algumas das maiores vantagens obtidas [10], [12] e [14].

Este trabalho tem como objetivo desenvolver um reator eletrônico com correção passiva do fator de potência utilizando filtro *valley-fill*, alimentando quatro lâmpadas independentes e utilizando o comando auto-oscilante, com correção do fator de crista. Para tanto, esta dissertação é organizada da seguinte forma:

- O Capítulo 1 apresenta os principais aspectos físicos da lâmpada fluorescente, apresentando suas características elétricas de modo a se ter um entendimento da carga a ser alimentada pelo reator eletrônico desenvolvido. Neste capítulo também é apresentado um modelo matemático da lâmpada utilizada como carga, facilitando a análise por simulação.

- O Capítulo 2 apresenta um estudo comparativo entre os arranjos multi-lâmpadas existentes na literatura. Deste estudo é escolhido o arranjo a ser utilizado no reator proposto, justificando sua utilização.

- O Capítulo 3 apresenta um estudo comparativo entre as variações do filtro *valley-fill* existentes na literatura para correção do fator de potência. Este estudo faz um desenvolvimento teórico levando em conta o princípio de funcionamento dos circuitos, completando a análise com resultados de simulação e experimentais. Dentre os circuitos estudados, é escolhido o que mais se adapte à proposta do trabalho, ou seja, um circuito simples que faz a correção do fator de potência para um reator funcionando com carga variável.

- O Capítulo 4 apresenta um estudo do filtro LCC de saída, juntamente com o comando auto-oscilante. Neste estudo são apresentados o princípio de

funcionamento e desenvolvimento teórico dos mesmos, juntamente com as modificações necessárias ao comando auto-oscilante para que possa funcionar com carga variável e que faça a correção do fator de crista da corrente nas lâmpadas.

- O Capítulo 5 apresenta o reator proposto. Ou seja, utilizando os estudos desenvolvidos nos capítulos anteriores, é desenvolvido um reator eletrônico auto-oscilante alimentando quatro lâmpadas independentes, com correção passiva do fator de potência. O estudo é baseado em resultados de simulação e aquisições experimentais realizadas em laboratório.

## CAPÍTULO 1

# ESTUDO DAS LÂMPADAS FLUORESCENTES

---

### 1.1 Objetivo

O objetivo deste capítulo não é fazer uma análise do funcionamento físico da lâmpada fluorescente. No entanto, é feita uma breve explanação sobre seus detalhes construtivos e também um estudo sobre suas características elétricas, as quais são indispensáveis para o desenvolvimento correto do reator proposto.

### 1.2 Introdução

A lâmpada fluorescente é um elemento bastante peculiar. De modo que, para desenvolver um reator para seu acionamento e funcionamento, é preciso conhecer suas características principais.

Os estudos na área da iluminação fluorescente começaram antes de 1710, quando Hawsbeek demonstrou a produção de luz em uma descarga elétrica no vácuo e, em 1751, quando Dr. Watson criou uma descarga em um tubo barométrico de mercúrio. George Stokes, por volta de 1851, estudou a luz produzida pela descarga elétrica em gases sob baixa pressão, utilizando lentes e um prisma feito de quartzo, demonstrando a presença de radiação de ondas na faixa em torno da cor violeta. Estes raios invisíveis, quando passavam por uma solução de sulfato de quinino, eram convertidos em uma luz azulada, porém visível. A este fenômeno ele deu o nome de “fluorescência” e, trabalhando com Michael Faraday, mostrou que a fluorescência poderia ser usada para o estudo das radiações ultravioletas [15].

Desde então, têm sido feitos avanços tanto na parte construtiva da lâmpada quanto no desenvolvimento de novos materiais.

### 1.3 Características Construtivas da Lâmpada Fluorescente

George Inman foi o coordenador do grupo de pesquisa que desenvolveu a primeira lâmpada fluorescente comercial, em 1938 [16]. Os materiais utilizados e características construtivas foram modificados, tanto que hoje as lâmpadas fluorescentes são divididas em três tipos principais:

- Lâmpadas de catodo quente, caracterizadas pela emissão termiônica;
- Lâmpadas de catodo frio, caracterizadas pela emissão por efeito de campo elétrico;
- Lâmpadas sem eletrodos.

Esta dissertação será focada nas lâmpadas de catodo quente, portanto serão apresentadas as características construtivas desta.

#### 1.3.1 *Características Construtivas da Lâmpada de Catodo Quente*

A função básica da lâmpada fluorescente é a produção de luz visível a partir do princípio da fluorescência, ou seja, a transformação da luz ultravioleta em visível. Este fenômeno pode ser mais bem entendido analisando-se as partes da lâmpada, as quais são mostradas na Figura 1.1. Os elementos que compõem a lâmpada fluorescente de catodo quente e a função de cada um deles é resumida a seguir [17].

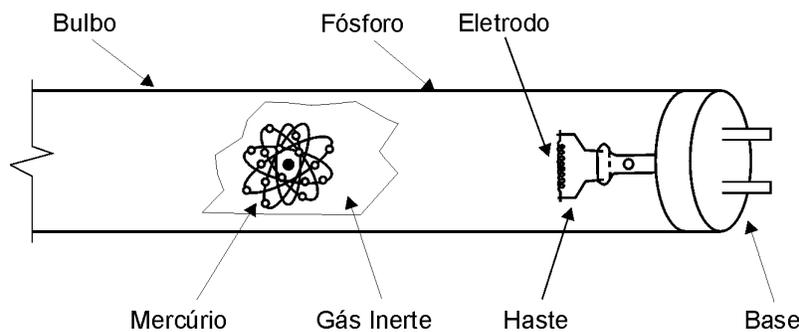


Figura 1.1 – Partes construtivas da lâmpada fluorescente.

- Bulbo: pode ser linear, circular, em W ou em U. Tem função de sustentação mecânica e aprisionamento do gás inerte da lâmpada.

- Camada de Fósforo: tem a função de transformar a radiação ultravioleta em luz visível, com a máxima eficiência possível.

- Eletrodos (Filamentos): são responsáveis pela emissão termiônica das lâmpadas de catodo quente. Os filamentos são de tungstênio cobertos com um material elétron-emissivo, como o óxido de bário; têm forma helicoidal e estão dispostos sobre um par de hastes metálicas. A sua função é facilitar a transferência de corrente dos condutores de alimentação para o gás.

- Hastes Metálicas: servem de suporte aos eletrodos para evitar que os mesmos sofram um bombardeio de íons muito intenso, evitando o rápido enegrecimento das extremidades da lâmpada.

- Vapor de Mercúrio: é responsável pela emissão da luz ultravioleta, ao ser excitado pela corrente elétrica.

- Gás Inerte: facilita a ignição da lâmpada, protege os filamentos contra o bombardeio excessivo de íons e aumenta a eficiência do processo de descarga.

- Bases: tem a função de conexão entre lâmpada e luminária, são do tipo de duplo contato para as lâmpadas de catodo quente.

#### **1.4 Detalhes de Funcionamento**

Como já foi dito anteriormente, o objetivo desta dissertação não é explorar o funcionamento das lâmpadas fluorescentes no seu nível físico. No entanto, nesta seção é apresentado, de forma resumida, o funcionamento das lâmpadas fluorescentes de catodo quente.

O funcionamento da lâmpada fluorescente pode ser estudado a partir da Figura 1.2. Em seu interior há vapor de mercúrio e gases inertes (argônio ou criptônio) que, quando submetidos a um potencial elevado, observa-se a passagem da corrente elétrica através dos filamentos da lâmpada, o que acarreta a liberação de elétrons. Esses elétrons colidem com os átomos de mercúrio no interior do tubo, excitando-os ou até os ionizando. Assim, aparecem elétrons, íons e átomos em seus diversos níveis excitados. Por conseguinte, os estados metaestáveis perdem energia, podendo voltar ao estado fundamental com a emissão de uma linha ressonante. A radiação

emitida é definida pelo termo ressonante, sendo que o mercúrio apresenta duas linhas ressonantes com comprimentos de onda de 253,7 nm e 184,9 nm. Assim, para lâmpadas fluorescentes, a radiação ultravioleta de 253,7 nm emitida pela coluna de descarga é transformada em radiação visível pelo revestimento de fósforo (pó fluorescente).

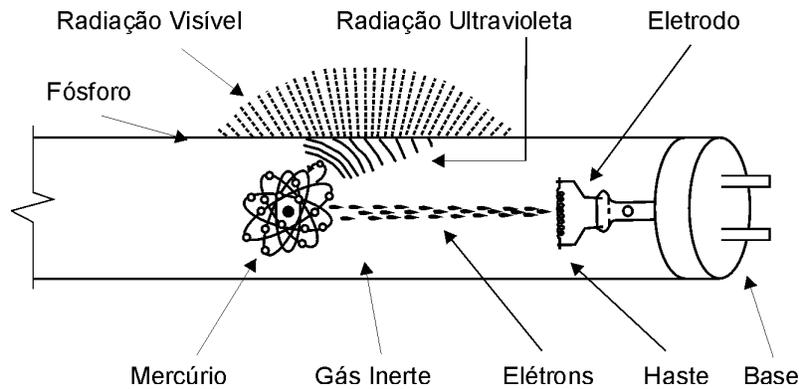


Figura 1.2 – Princípio de funcionamento da lâmpada de catodo quente.

## 1.5 Características Importantes da Lâmpada Fluorescente

Nesta seção serão apresentadas algumas características importantes da lâmpada fluorescente, as quais são indispensáveis para o desenvolvimento do projeto do reator eletrônico. Estas características estão divididas nas sub-seções subseqüentes.

### 1.5.1 *Característica de Partida da Lâmpada Fluorescente*

A característica de partida da lâmpada fluorescente é muito importante, pois é um dos principais fatores que influenciam na vida útil da mesma. Existem, basicamente, três tipos de partida que podem ser utilizados, cada um com sua característica peculiar, definidos de acordo com a norma [18].

- Sistemas de Partida Instantânea: são sistemas nos quais a descarga tem seu início a partir da aplicação de uma tensão nos terminais opostos da lâmpada, de amplitude suficiente para injetar elétrons por efeito de campo. Assim que se inicia a injeção de elétrons através da lâmpada, ocorre a

ionização do gás, iniciando o processo de descarga sem aquecimento prévio dos eletrodos.

- Sistemas de Partida Rápida: são sistemas nos quais a lâmpada fluorescente de catodo quente é operada sob as seguintes condições: a) a partida da lâmpada ocorre com aquecimento dos eletrodos a uma temperatura suficiente para adequada emissão de elétrons, a qual deve estar entre 700°C e 1000°C, de acordo com [19]; b) tal aquecimento é proporcionado por meio de enrolamentos auxiliares do próprio reator, por transformadores externos ou por outro meio de aquecimento dos filamentos; c) uma tensão adequada para a partida da lâmpada é aplicada nos seus terminais assim que a temperatura dos filamentos seja alta o suficiente para emissão adequada; e d) o aquecimento dos filamentos é mantido mesmo depois da lâmpada atingir seu regime permanente.

- Sistemas com Pré-Aquecimento: são sistemas com características semelhantes aos sistemas de partida rápida, com a diferença de que, quando a lâmpada está em regime permanente, o aquecimento dos eletrodos é retirado.

O sistema de partida rápida garante uma maior vida útil para a lâmpada, comparado aos demais [18]. No entanto, este apresenta maior custo e complexidade do circuito do reator.

Outro fator que influencia na partida da lâmpada é a distância entre esta e a luminária. Para o funcionamento em alta frequência, quanto mais próxima estiver a lâmpada da luminária, mais facilmente ocorrerá a partida da mesma. No entanto, esta distância não deve ser menor que 3 mm devido ao acoplamento capacitivo entre lâmpada e luminária, pois pode haver circulação de corrente entre ambas. Deste modo, recomenda-se que esta distância esteja entre 3 e 12 mm [12].

### **1.5.2 Fator de Crista da Corrente na Lâmpada**

O fator de crista (FC), representa um papel importante no projeto do reator eletrônico. Este fator determina a relação entre o pico da corrente que circula na lâmpada em regime permanente, e seu valor eficaz. Quanto maior o FC, menor é a vida útil da lâmpada. A situação ideal é se alimentar a lâmpada

com uma forma de onda senoidal sem distorção, a qual apresenta o valor do FC de, aproximadamente, 1,41 [17]. O valor limite do FC, por norma, é de 1,7 [20].

## 1.6 Modelo Matemático para a Lâmpada Fluorescente

Como já foi dito anteriormente, a lâmpada fluorescente é uma carga bastante peculiar que, operando em alta frequência, pode ser aproximada a uma resistência dependente da potência [21]. Deste modo, o desenvolvimento de um modelo matemático para a mesma é necessário, de modo a tornar a simulação dos circuitos estudados o mais próximo possível da realidade. O esboço do comportamento dinâmico da tensão em relação à corrente na lâmpada fluorescente pode ser observado na Figura 1.3.

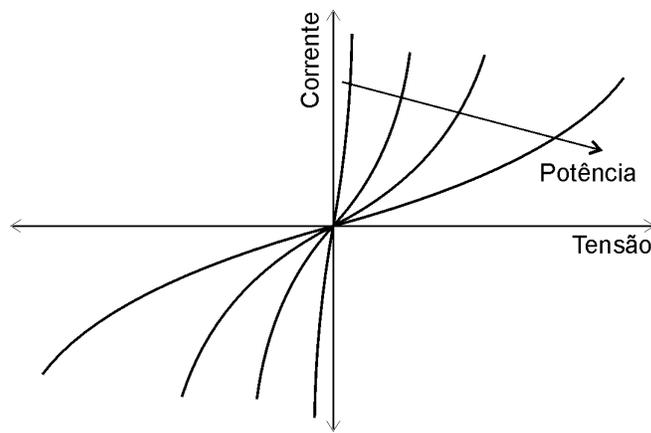


Figura 1.3 – Característica dinâmica da lâmpada fluorescente com a variação da potência.

O modelo mais simples existente na literatura é o que representa a lâmpada como uma resistência fixa [22]. Para a simulação de uma lâmpada, operando em uma potência fixa e em alta frequência, este modelo é bastante eficaz. No entanto, o reator proposto nesta dissertação utiliza o filtro *valley-fill* para correção do fator de potência. Este filtro é caracterizado por uma ondulação de tensão no barramento, o que causa uma ondulação na envoltória da corrente na lâmpada e, por conseguinte, uma variação na potência instantânea da mesma. Desta forma, a utilização de uma resistência fixa para

simular a lâmpada não traduz a realidade, pois a resistência da lâmpada é função de sua potência.

Em [21] o comportamento dinâmico da lâmpada fluorescente é representado por uma função cúbica. No entanto, este modelo apresenta erros de convergência na simulação e, além disso, possui um equacionamento complexo, o que aumenta o tempo de simulação.

Em [23] é apresentado um modelo que representa o comportamento dinâmico da lâmpada por uma equação tangencial. Este modelo apresenta consideráveis melhoras quando comparado ao anterior. Porém, ainda possui reduzidos erros de convergência e, apesar da simplificação no equacionamento, o tempo de simulação ainda é elevado.

Assim, em [24] é proposto um modelo que representa o comportamento dinâmico da lâmpada fluorescente por meio de uma equação exponencial. Este modelo elimina os erros de convergência e tem simulação rápida. Deste modo, este modelo é desenvolvido na seção a seguir para facilitar as simulações nos capítulos seguintes.

### **1.6.1 Modelo Dinâmico Exponencial para a Lâmpada Fluorescente**

Este modelo aproxima a variação linear da resistência equivalente da lâmpada com a variação da potência a partir de uma função  $F$  que relaciona sua resistência  $R_L$  em função da potência  $P_L$ , por (1.1).

$$R_L = F(P_L) \quad (1.1)$$

Como verificado nas referências citadas anteriormente, a variação da resistência da lâmpada, operando em alta frequência (>1 kHz), depende apenas da potência, e não sofre variações significativas com a frequência. Portanto, este modelo é desenvolvido para apenas um valor de frequência de operação (40 kHz), variando-se a potência na lâmpada através da tensão de entrada. É importante salientar que este modelo não considera as propriedades físicas, efeitos da variação da temperatura, nem os da partida da lâmpada fluorescente.

A lâmpada selecionada para o trabalho foi: OSRAM FO 32W/841. Para ter um modelo confiável, durante as aquisições experimentais foi realizado aquecimento dos filamentos através de fontes externas e, antes de iniciar as aquisições, a lâmpada esteve em operação por 100 horas. Para a aquisição dos resultados experimentais foi utilizado o reator mostrado na Figura 1.4. Os valores medidos de potência na lâmpada e resistência equivalente são mostrados na Tabela 1.1 e na Figura 1.5.

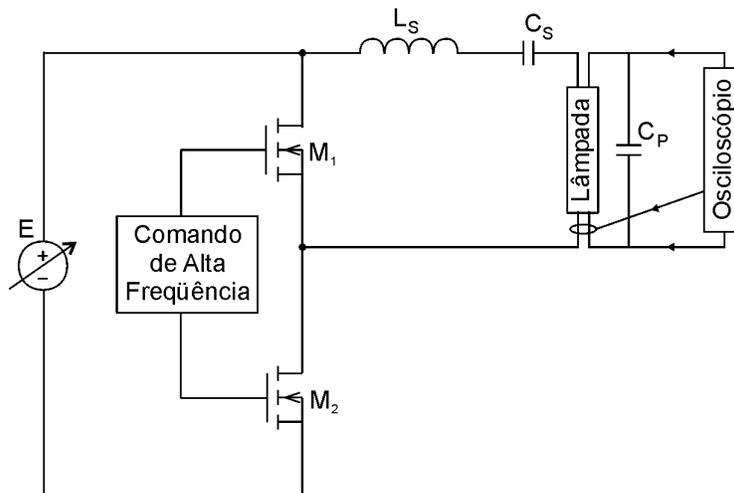


Figura 1.4 – Reator eletrônico implementado para aquisição do modelo.

Tabela 1.1 – Resistência equivalente para diversos valores de potência

Potência	32 W	28 W	24 W	20 W	16 W	12 W	8 W	4 W
$R_L$ ( $\Omega$ )	520	642	840	1030	1400	2026	2950	6475

De acordo com [24], a forma de onda mostrada na Figura 1.5 pode ser aproximada pela soma de duas funções exponenciais, onde uma é aproximação para baixas potências e a outra para altas potências, como mostrado em (1.2). A comparação entre o resultado experimental e o matemático é mostrado na Figura 1.6.

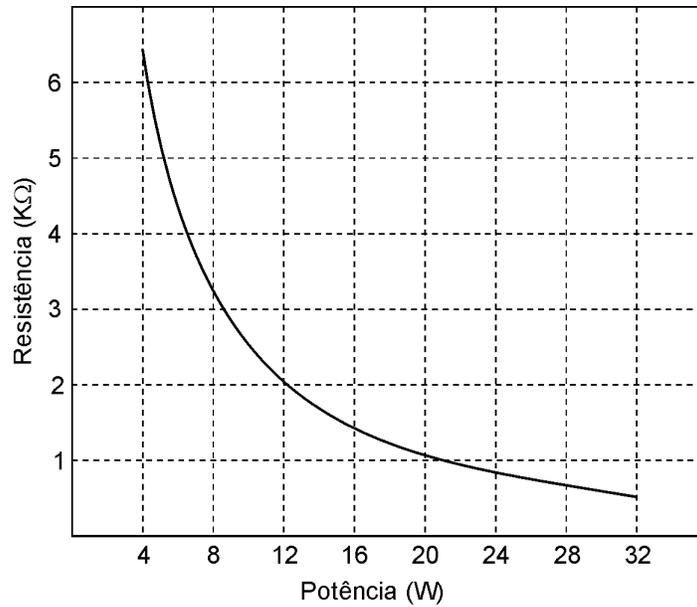


Figura 1.5 – Resistência da lâmpada em função da potência

$$R_L = 1758e^{-0,047P_L} + 7690e^{-0,156P_L} \quad (1.2)$$

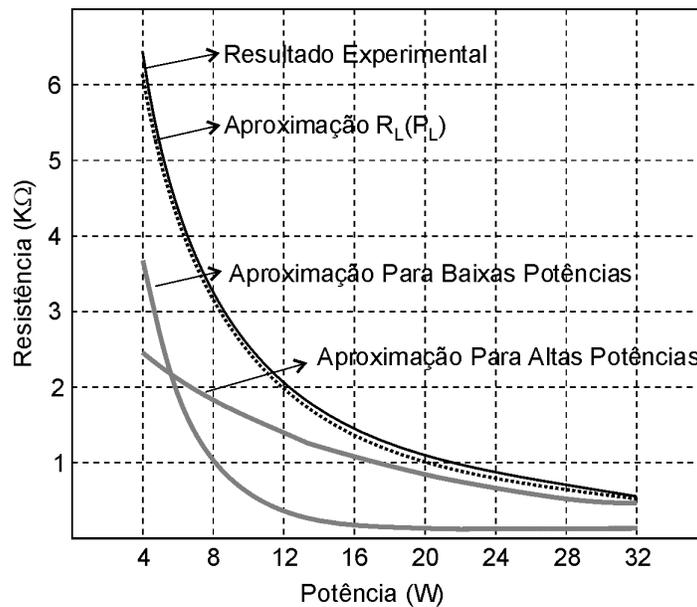


Figura 1.6 – Comparação entre o modelo proposto e o resultado experimental.

Tendo-se em mãos o comportamento da resistência na lâmpada em função da potência, é possível desenvolver o circuito para simulação elétrica da mesma, o qual é mostrado na Figura 1.7. Este circuito é composto por fontes

dependentes que simulam o comportamento da lâmpada, as quais são definidas nas equações (1.3), (1.4) e (1.5).

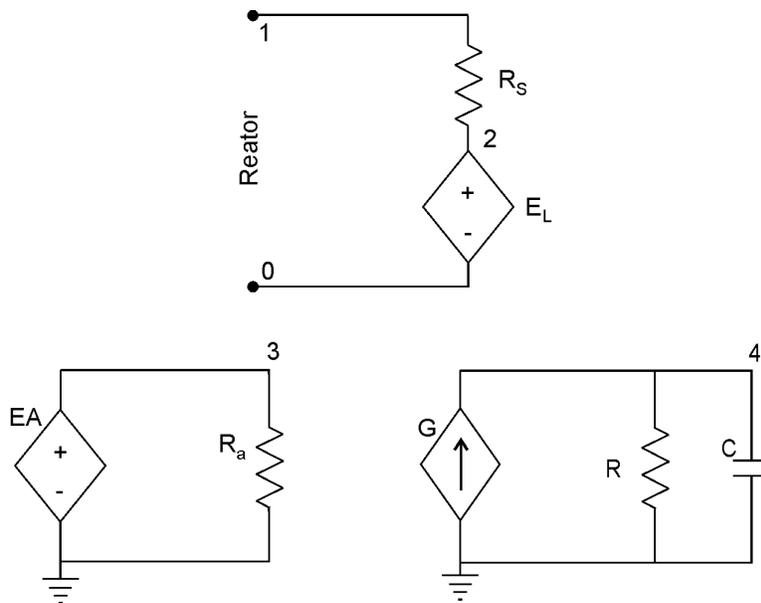


Figura 1.7 – Representação do modelo.

$$E_L = -V(1,2) + V(3).V(1,2) \quad (1.3)$$

$$G = V(1,2).V(1) \quad (1.4)$$

$$EA = 3330.e^{-0,063.V(4)} + 5460.e^{-0,153.V(4)} \quad (1.5)$$

Este modelo será utilizado nos capítulos posteriores desta dissertação, para obter os resultados de simulação dos circuitos analisados, os quais serão comparados aos resultados experimentais.

## CAPÍTULO 2

### ESTUDO DOS ARRANJOS

### MULTI-LÂMPADAS

### EXISTENTES NA LITERATURA

---

#### 2.1 Objetivo

Este capítulo tem por objetivo selecionar entre os vários arranjos de lâmpadas existentes na literatura, o que melhor se adapte ao trabalho proposto nesta dissertação. Em primeiro lugar, o funcionamento das lâmpadas deve ser independente, ou seja, se uma ou mais lâmpadas não estiverem funcionando, as demais devem continuar com seu funcionamento normal. A seguir, serão analisadas as questões de custo, perdas, esforço de tensão e corrente nos elementos, entre outros.

#### 2.2 Introdução

Várias aplicações que envolvem a iluminação fluorescente exigem que se alimente mais do que uma lâmpada em uma mesma luminária, sendo normalmente utilizadas duas ou quatro lâmpadas. Dentre estas aplicações podem-se citar: residências, escritórios, salas comerciais, salas de aula, pavilhões industriais, etc.

Existem vários arranjos multi-lâmpadas empregados atualmente, cada qual com suas características e aplicações. Nas seções seguintes são apresentados os arranjos existentes na literatura, juntamente com suas características, e então é eleito o arranjo escolhido para o desenvolvimento do reator proposto.

## **2.3 Estudo das Topologias Multi-Lâmpadas**

Dentre os reatores utilizados na operação multi-lâmpadas é interessante observar que, antigamente, existiam duas famílias principais [25]. A primeira delas é utilizada exclusivamente para alimentação das lâmpadas em série com partida rápida, enquanto a outra é somente utilizada para lâmpadas conectadas em paralelo com partida instantânea. Comparando estas topologias, pode-se dizer que a primeira se trata de um inversor ressonante alimentado em tensão, e a segunda de um inversor ressonante alimentado em corrente [26]. Na prática, estes dois tipos de inversores requerem projeto, componentes e linha de produção diferenciados, o que significa aumento de custo. Portanto, um arranjo de lâmpadas deve resolver este problema, ou seja, permitir o funcionamento multi-lâmpadas tanto com partida rápida como com partida instantânea.

Além disso, pode-se resumir o significado da operação multi-lâmpadas da seguinte maneira:

- Se uma lâmpada é adicionada no circuito, esta deve ser ligada e mantida em operação sem perturbar o funcionamento das demais.

- Se uma lâmpada é retirada de funcionamento, as demais devem permanecer em operação sem interrupção.

O reator desenvolvido nesta dissertação alimenta quatro lâmpadas independentes. Deste modo, são estudados os arranjos multi-lâmpadas existentes na literatura e são verificados quais atendem às condições supracitadas na alimentação destas quatro lâmpadas.

No entanto, antes de analisar os arranjos multi-lâmpadas, deve-se escolher um entre os principais inversores existentes na literatura, para conectar os mesmos. Deste modo, tem-se um parâmetro de comparação entre os diferentes arranjos.

## 2.4 Principais Inversores

Nesta seção são apresentados os principais inversores monofásicos, também chamados conversores CC-CA, denotando suas principais características de modo a selecionar o inversor a ser utilizado no restante do trabalho [27].

### 2.4.1 Inversor *Half-Bridge* Simétrico

O inversor *half-bridge* em sua forma simétrica, juntamente com suas formas de onda principais, é mostrado na Figura 2.1. Neste inversor, dois capacitores iguais são conectados em série no barramento, e sua junção (ponto a) tem um valor de tensão de metade do valor da fonte  $E$ . O valor das capacitâncias deve ser suficientemente grande, de modo que não ocorra uma variação de tensão significativa nestes capacitores. A tensão de saída ( $V_{ab}$ ) tem forma alternada, simétrica, com valor de pico igual à metade do valor da fonte  $E$ . Os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  comutam alternadamente, com razão cíclica igual à 0,5, aplicando a tensão mostrada na Figura 2.1(b) sobre a carga.

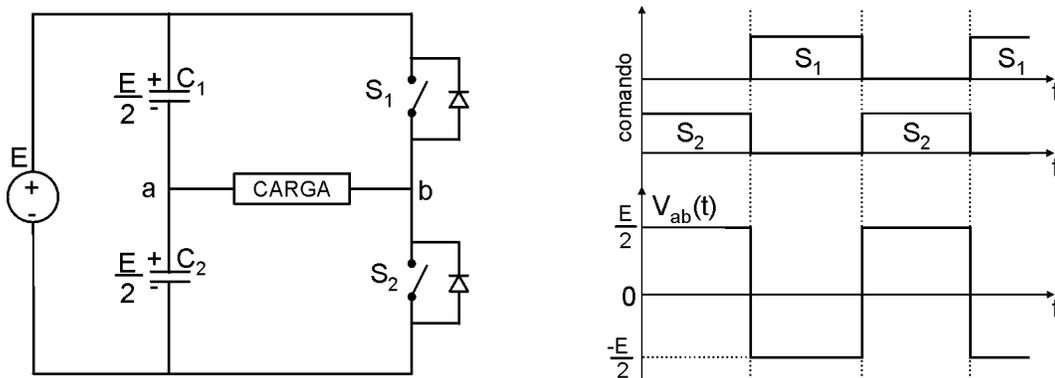


Figura 2.1 – (a) Inversor *half-bridge* simétrico e (b) Formas de onda principais.

### 2.4.2 Inversor Half-Bridge Assimétrico

A principal diferença deste inversor, em relação ao anterior, é que este utiliza apenas um capacitor de barramento, representado pela fonte E na Figura 2.2, juntamente com suas formas de onda principais. Quanto ao funcionamento, a principal diferença está na forma de onda da tensão de saída ( $V_{ab}$ ), que é assimétrica; ou seja, apresenta um valor médio de tensão com valor de metade da tensão da fonte ( $E/2$ ). Os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  comutam alternadamente, com razão cíclica igual à 0,5, aplicando a tensão mostrada na Figura 2.2(b) sobre a carga.

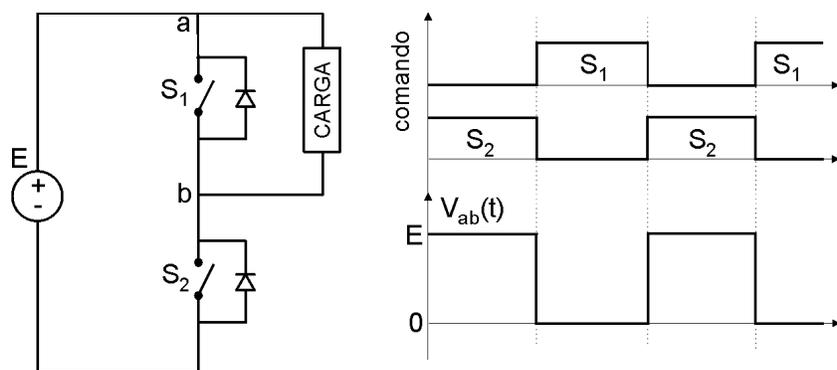


Figura 2.2 – (a) Inversor *half-bridge* assimétrico e (b) Formas de onda principais.

### 2.4.3 Inversor Full-Bridge

O inversor *full-bridge*, juntamente com suas formas de onda principais, é mostrado na Figura 2.3. Neste inversor, com a mesma tensão de entrada ( $E$ ), sua tensão de saída é duas vezes a do inversor *half-bridge*. Isto implica que, para a mesma potência, a corrente de saída, assim como a tensão e corrente nos interruptores, são a metade quando comparadas ao inversor *half-bridge*. Para maiores níveis de potência, esta é uma vantagem bastante interessante, uma vez que se torna menos propensa à necessidade de se colocar interruptores em paralelo. A tensão de saída ( $V_{ab}$ ) é alternada, simétrica, com valor de pico igual ao valor da fonte  $E$  e está mostrada na Figura 2.3(b).

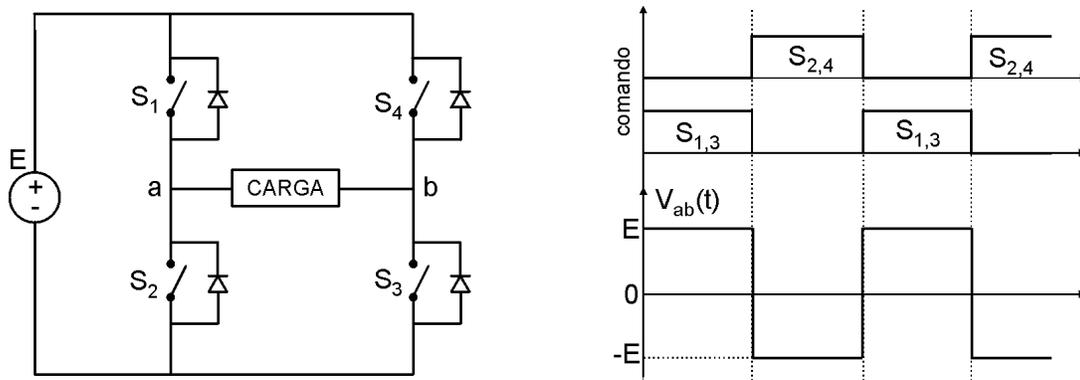


Figura 2.3 – (a) Inversor *full-bridge* e (b) Formas de onda principais.

### 2.4.4 Inversor *Push-Pull*

O circuito do inversor *push-pull* é mostrado na Figura 2.4 (a). Na configuração deste inversor tem-se um transformador com derivação central no enrolamento primário.  $S_1$  e  $S_2$  comutam alternadamente com razão cíclica igual a 0,5; deste modo, é aplicada na carga uma tensão alternada, simétrica, e de amplitude dependente da relação de transformação do transformador ( $n$ ). O sinal de comando dos interruptores, juntamente com a tensão de saída, são mostrados na Figura 2.4 (b).

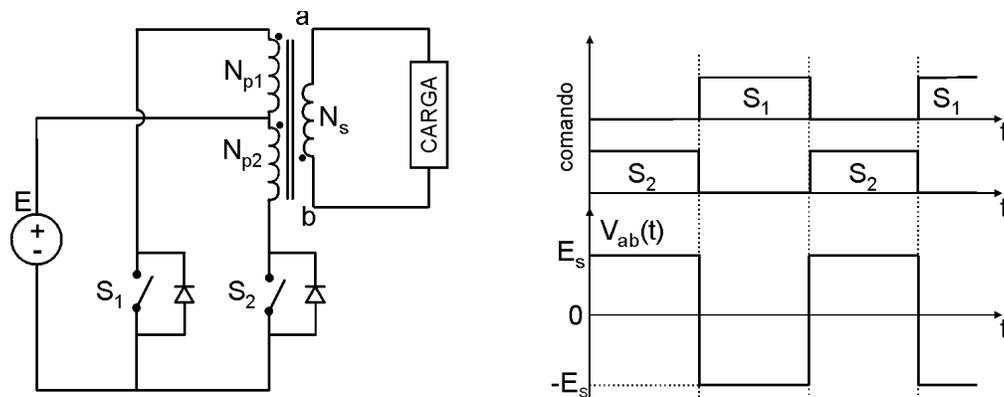


Figura 2.4 – (a) Inversor *push-pull* e (b) Formas de onda principais.

#### **2.4.5 Comparação Entre os Inversores**

Esta seção se destina a comparar os inversores estudados, de modo a escolher qual a topologia mais indicada para ser utilizada no trabalho proposto. Assim, as principais vantagens e desvantagens de cada inversor são listadas abaixo:

- O inversor *half-bridge* simétrico apresenta baixo custo e característica de tensão de saída simétrica, o que é uma vantagem para uso em reatores eletrônicos, pois se pode economizar um capacitor no filtro de saída. No entanto, o uso de dois capacitores de barramento em série pode vir a ser um problema, pois se os capacitores não forem idênticos, haverá uma descarga desigual entre os capacitores, comprometendo a característica de tensão de saída simétrica e até a estabilidade do circuito. Outro fator que compromete o uso deste inversor, neste trabalho de dissertação, é que as topologias estudadas para correção do fator de potência, ao invés de utilizarem um capacitor de barramento, utilizam uma configuração de capacitores e diodos, o que impossibilita a utilização deste inversor.

- O inversor *half-bridge* assimétrico possui características semelhantes ao anterior, diferenciando-se no fato de que a tensão de saída é assimétrica e utiliza apenas um capacitor de barramento, resolvendo assim o problema do inversor anterior. Sendo assim, este é o inversor mais indicado para o trabalho proposto, por possuir menor custo e adaptar-se ao trabalho proposto.

- Quanto ao funcionamento, o inversor *full-bridge* apresenta a vantagem de poder trabalhar com maiores potências, comparado aos inversores anteriores. No entanto, sua principal desvantagem consiste no seu elevado custo, uma vez que necessita de quatro interruptores; o que, para reatores eletrônicos de baixo custo, é inaceitável.

- O inversor *push-pull* tem seu funcionamento distinto dos anteriores, uma vez que se pode controlar a amplitude da tensão de saída pela relação de transformação utilizada, além de proporcionar isolamento entre a carga e o conversor. O uso deste inversor se dá principalmente na alimentação de reatores a partir de baterias, devido à possibilidade de elevar a tensão de saída controlando a relação de transformação. Mas, para reatores alimentados da

rede, não é uma alternativa atrativa, uma vez que além dos dois interruptores ainda necessita de um transformador.

Selecionado o inversor *half-bridge* assimétrico, pode-se analisar os arranjos multi-lâmpadas propostos na literatura, na seção a seguir.

## **2.5 Topologias Multi-Lâmpadas Existentes na Literatura**

### **2.5.1 *Conexão em Série***

A conexão de duas ou mais lâmpadas em série no filtro LCC de saída apresenta algumas vantagens e desvantagens. Como vantagem, pode-se citar a economia de componentes no filtro LCC de saída, em relação à conexão em paralelo, proporcionando um menor custo ao reator. Como desvantagem é destacado o fato da dependência entre as lâmpadas, ou seja, se uma das lâmpadas não estiver funcionando a outra, por conseqüência, não funcionará. Outro fator limitante deste tipo de conexão está no filtro de saída, o que torna difícil a operação com mais de duas lâmpadas em série, pois este não tem um ganho suficiente para manter a potência nominal nas mesmas, principalmente quando operar na rede de 127 V. Além disso, a confiabilidade da partida das mesmas diminui com o aumento do número de lâmpadas em série.

Em [28] é apresentada uma proposta de variação de intensidade luminosa das lâmpadas conectadas em série no filtro de saída, tanto a partida como o funcionamento das lâmpadas é dependente. Uma opção de duas lâmpadas em série, com o reator ligado na rede de 220 V é apresentada em [29]. Em [30] e [31] é apresentada a proposta de um reator para alimentar duas lâmpadas em série na rede de 127 V. Para tanto é necessária a adição de um transformador elevador na saída do inversor e, também, tanto a partida como o funcionamento das lâmpadas é dependente. Uma outra alternativa para alimentação de duas lâmpadas na rede de 127 V é apresentada em [32]. Neste artigo os autores utilizam um pré-regulador elevador de tensão na entrada do reator para correção do fator de potência.

## 2.5.2 Conexão em Paralelo

Assim como a conexão em série, a conexão em paralelo apresenta suas vantagens e desvantagens, as quais são praticamente o oposto da conexão em série. Como vantagem, pode-se citar o funcionamento independente das lâmpadas e a facilidade da operação na rede de 127 V. A desvantagem principal consiste no aumento do custo total do reator, pois para seu perfeito funcionamento é necessário colocar um filtro para cada lâmpada, ou utilizar um sistema de controle para corrigir o ganho do filtro quando uma ou mais lâmpadas são retiradas do circuito.

Em [26] e [33] são apresentadas alternativas de operação multi-lâmpadas em paralelo com economia de componentes do filtro de saída. No entanto, é necessária uma malha de realimentação para corrigir o ângulo de defasagem do filtro quando uma ou mais lâmpadas são retiradas do circuito, o que aumenta a complexidade e custo do reator. O arranjo mais utilizado na literatura, para a conexão em paralelo, é mostrado nas referências [34], [35], [36], [37], [38], [39] e [40]. Este arranjo aloca um filtro LCC de saída independente para cada lâmpada do reator. Assim, as lâmpadas possuem funcionamento independente tanto na partida como em regime permanente. Devido a estas características, este arranjo foi selecionado para o desenvolvimento do reator, sendo apresentado na Figura 2.5.

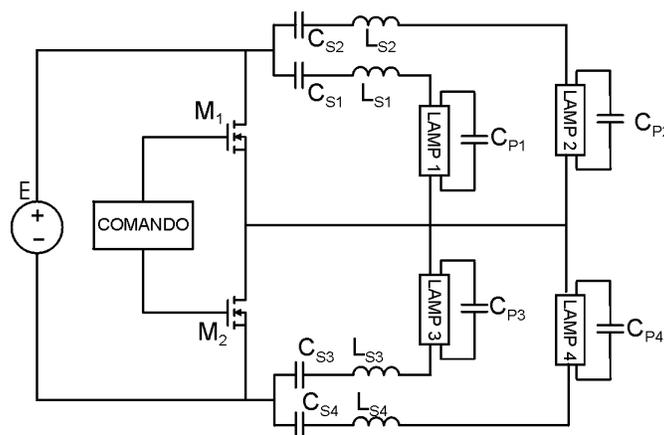


Figura 2.5 – Arranjo multi-lâmpadas selecionado.

## CAPÍTULO 3

# O FILTRO *VALLEY-FILL* E SUAS MODIFICAÇÕES

---

### 3.1 Objetivo

O objetivo deste capítulo é o de analisar o princípio de operação do filtro *valley-fill* (VF), e fazer uma análise comparativa entre suas modificações propostas na literatura, analisando quais atendem à norma internacional IEC 61000-3-2 Classe C, a qual limita a amplitude das harmônicas da corrente de entrada exigida pelo reator. Esta análise é feita por simulação computacional (utilizando o modelo da lâmpada desenvolvido no capítulo 1), verificando também a questão do fator de crista (FC) da corrente na lâmpada, perdas nos circuitos auxiliares e custo. Realizada a análise, será selecionada a configuração do filtro VF mais apropriada para o desenvolvimento do reator proposto.

### 3.2 Introdução

A utilização de aparelhos eletro-eletrônicos tem aumentado significativamente nas últimas décadas, fato devido principalmente à popularização dos mesmos. Deste modo, a preocupação com o fator de potência (FP) devido somente à defasagem da corrente em relação à tensão da linha não condiz com a realidade, pois equipamentos eletrônicos apresentam baixo FP devido principalmente à distorção harmônica total (DHT) da corrente de linha. Isto fez com que aumentasse a preocupação com a qualidade de energia, surgindo normas para regulamentar o conteúdo harmônico da corrente de entrada de tais aparelhos. Os reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes representam uma grande parcela dentre estes equipamentos eletrônicos, tendo de obedecer à norma IEC 61000-3-2 Classe C, a qual limita o conteúdo harmônico da corrente de entrada.

Da mesma forma, aumentaram significativamente os métodos para correção do fator de potência de reatores eletrônicos, apresentados na literatura, os quais são divididos em métodos ativos e passivos.

Os métodos ativos são caracterizados por necessitarem de dois estágios de processamento de energia: um para a correção do FP e outro para a alimentação da lâmpada em alta frequência. O fator limitante destas topologias é o custo, pois exigem um número maior de componentes ativos em sua configuração [30]. Uma alternativa utilizada para resolver tal problema é a utilização de métodos ativos com um único estágio de processamento de energia, ou seja, compartilhando um interruptor entre a correção do FP e a alimentação em alta frequência da lâmpada. No entanto, o compartilhamento de interruptores é acompanhado de esforços adicionais de tensão ou corrente nos mesmos, o que é uma desvantagem significativa por apresentar maiores perdas e exigir interruptores mais robustos [31].

O método ativo mais comum encontrado na literatura é o conversor *boost* operando em modo de condução descontínua, compartilhando um dos interruptores com o inversor *half-bridge* [32], [41], e [42]. No entanto, esta topologia tem as desvantagens de a tensão de barramento ser maior do que o pico da tensão da rede, o que significa uma sobre-tensão considerável aplicada aos interruptores (o que limita sua aplicação em rede de 220 V) e, além disso, no interruptor compartilhado circula tanto a corrente do pré-regulador *boost* como a do filtro de saída. Outra desvantagem está na operação com carga variável, pois o modo de condução do conversor *boost* depende da carga alimentada pelo mesmo. Sendo assim, para o funcionamento com carga variável é necessária a adição de uma malha de controle para garantir a estabilidade do conversor [43].

Por outro lado, os métodos passivos para correção do FP são caracterizados por serem simples, de baixo custo, não apresentarem esforços adicionais nos interruptores e não necessitarem de malha de controle para funcionar com carga variável [44]. Dentre estes, o método mais utilizado é o filtro *valley-fill* (VF) e suas modificações, que tem como principal desvantagem a ondulação elevada na tensão de barramento, o que acarreta um elevado fator de crista (FC) da corrente na lâmpada.

### **3.3 A Norma IEC 61000-3-2 Classe C**

Antes de iniciar a análise do filtro VF e suas modificações, é necessário saber o que é exigido pela norma. Estas normas estão sendo impostas mundialmente de modo a se aproveitar, de melhor maneira, a capacidade de geração de energia existente, pois o aumento da capacidade de geração de energia elétrica é uma questão complicada por envolver um custo elevado e questões ambientais.

Como citado anteriormente, os reatores eletrônicos têm de atender à norma IEC 61000-3-2 Classe C, a qual limita a amplitude máxima dos componentes harmônicos da corrente de entrada da 2ª até a 39ª harmônica. Estes limites são mostrados na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Norma IEC 61000-3-2 Classe C

Harmônica (i)	Limite Máximo em Relação à Fundamental (%)
2	2
3	30 x FP
5	10
7	7
9	5
11 ≥ 39	3

### **3.4 Princípio de Funcionamento do Filtro Valley-Fill**

O reduzido intervalo de tempo em que o reator sem correção do FP exige corrente da rede é a principal causa da distorção harmônica da mesma, pois os picos de corrente para carregar o capacitor de barramento apresentam uma elevada DHT (>150%) [45], o que faz com que este reator esteja fora da norma.

O princípio básico do filtro VF para correção do FP é aumentar o intervalo de tempo em que o reator exige corrente da rede, deixando sua forma de onda mais próxima de uma senóide; conseqüentemente, diminuindo sua

DHT. A desvantagem da utilização deste método é que a tensão retificada da rede terá uma filtragem parcial, o que resulta em uma ondulação na tensão de barramento ( $V_{DC}$ ) de cerca de 50%, significando um alto FC da corrente da lâmpada. O filtro VF básico e suas etapas de operação são mostrados na Figura 3.1. As etapas de operação, apresentadas a seguir, representam um semi-ciclo da tensão da rede, pois o outro é idêntico, não necessitando ser representado. Para melhor entendimento das etapas de operação, define-se  $V_P$  como o valor de pico da tensão de entrada ( $V_{ent}$ ), considera-se desprezível a queda de tensão nos diodos da ponte retificadora e o valor inicial de tensão nos capacitores de barramento é de  $V_P/2$ .

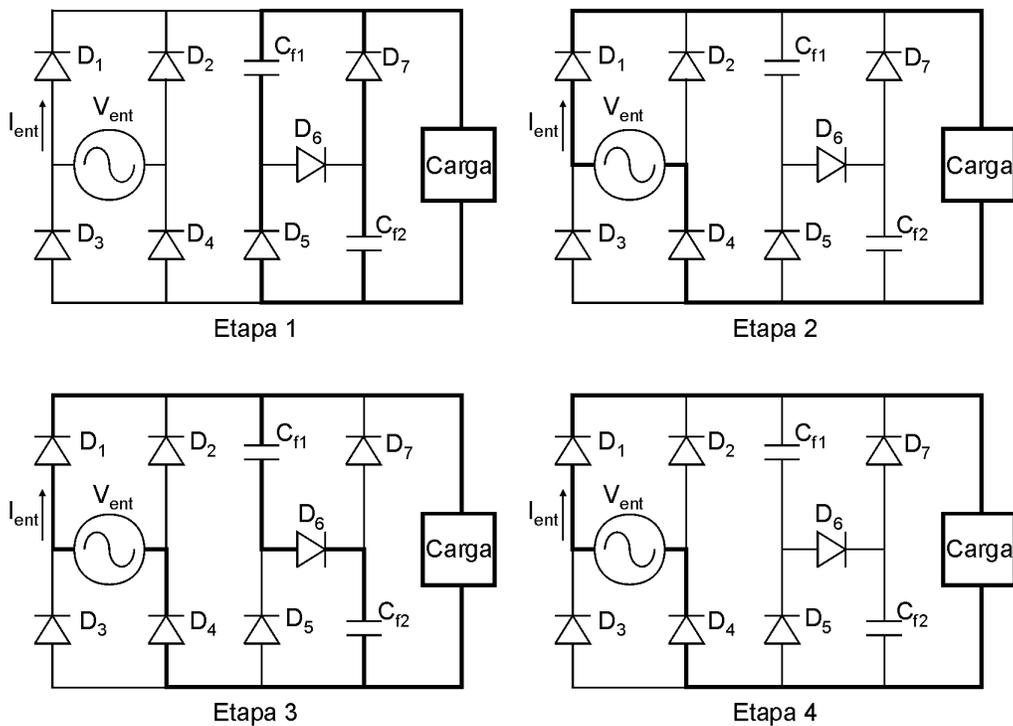


Figura 3.1 - Etapas de operação do filtro VF convencional.

Etapa 1) Nesta etapa o valor instantâneo da tensão da rede está em um valor menor que  $V_P/2$ .  $D_5$  e  $D_7$  estão diretamente polarizados e os demais diodos não. Neste caso os capacitores de filtro ( $C_{r1}$  e  $C_{r2}$ ), em paralelo, estão fornecendo energia à carga, decaindo assim seu valor de tensão de um valor  $\Delta V$ . Nota-se que, nesta etapa, a rede não está fornecendo corrente ao circuito.

Etapa 2) Assim que o valor instantâneo da tensão da rede ultrapassar o valor de  $V_P/2 - \Delta V$ , a rede passa a alimentar a carga diretamente, pois  $D_1$  e  $D_4$  ( $D_2$  e  $D_3$  no próximo semi-ciclo da tensão da rede) estão diretamente polarizados e os demais diodos não. Nesta etapa a tensão de barramento possui a ondulação da tensão da rede.

Etapa 3) O diodo  $D_6$  começa a conduzir quando a tensão da rede atingir o valor de  $V_P - 2\Delta V$ . Nesta etapa, a rede além de fornecer energia à carga, também carrega os capacitores eletrolíticos em série, o que exige um valor de corrente maior nesta etapa. A tensão de barramento permanece igual à tensão da rede.

Etapa 4) Quando a tensão da rede atinge seu valor de pico ( $V_P$ ) os capacitores de filtro ( $C_{f1}$  e  $C_{f2}$ ) se carregam com o valor de  $V_P/2$ , cada um, e esta etapa tem seu início. Quanto ao funcionamento, este é idêntico ao da etapa 2.

A Etapa 1 é denominada “região de vale”, enquanto que as Etapas 2, 3 e 4 são denominadas “região direta”.

As formas de onda teóricas podem ser observadas na Figura 3.2, onde é mostrada a tensão de entrada do reator ( $V_{ent}$ ), corrente de entrada ( $I_{ent}$ ) e tensão de barramento ( $V_{DC}$ ).

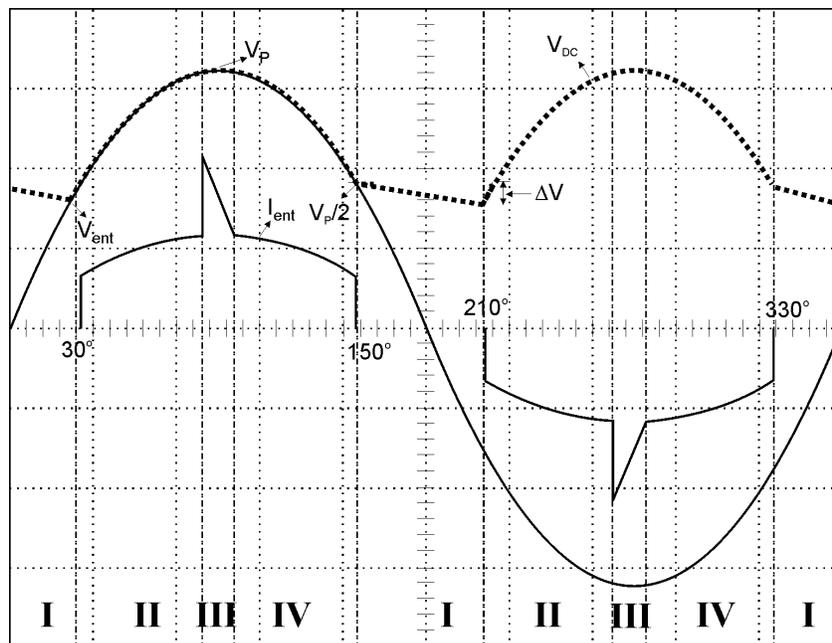


Figura 3.2 - Formas de onda teóricas do filtro VF.

Todas as configurações do filtro VF na literatura derivam do princípio de funcionamento apresentado e, cada uma delas apresenta vantagens e desvantagens em relação à outra. Deste modo, para se ter uma comparação válida, é preciso definir parâmetros comparativos, os quais são apresentados na seção seguinte.

### **3.5 Parâmetros de Comparação Para os Circuitos Propostos**

Para comparar as diferentes configurações do filtro VF, é necessário determinar um procedimento padrão para obter resultados coerentes. A norma brasileira exige correção do FP para reatores com potência superior a 60W [46]. Porém, para justificar a confecção de um reator com correção do FP, opta-se por alimentar uma carga considerável. Muitas aplicações de iluminação fluorescente (escritórios, residências, salas de aula, parques fabris, etc.) utilizam calhas para 4 lâmpadas. Sendo assim, a carga padrão selecionada foi quatro (4) lâmpadas de 32 W (OSRAM FO 32W/841) funcionando independentemente, através do arranjo selecionado no capítulo 2.

Outro fator importante a ser determinado é quanto aos capacitores eletrolíticos do filtro VF. Existem configurações que utilizam um (1) capacitor e outras que utilizam dois (2). Portanto, as configurações com um (1) capacitor utilizarão o valor de 220  $\mu$ F e as com dois (2) capacitores utilizarão o valor de 100  $\mu$ F, calculados de acordo com a queda de tensão permitida.

A rede de alimentação selecionada para o trabalho foi de 220 V, eficaz, e frequência de operação do inversor de 40 kHz. Para filtrar o ruído causado pela comutação dos interruptores é empregado um filtro passa-baixas, na entrada, com frequência de corte de 10 kHz (o qual não é mostrado nas figuras). Deste modo, o filtro VF terá que atender à norma por si mesmo, sem o auxílio de filtros passivos sintonizados em baixas frequências, o que seria uma incoerência.

Serão analisados: amplitude das harmônicas ímpares até a 39<sup>a</sup>, fator de crista (FC) e perdas nos circuitos auxiliares ( $P_{aux}$ ). Sendo ainda apresentada uma comparação de custo entre os circuitos estudados.

### **3.6 Configurações Estudadas do Filtro *Valley-Fill***

O princípio de funcionamento das configurações estudadas é determinado a partir das etapas de operação mostradas no item 3.4. O arranjo de lâmpadas escolhido é mostrado no capítulo 2. Assim, por simplificação, são apresentadas as figuras relativas às configurações estudadas do filtro VF alimentando apenas 1 lâmpada.

A análise dos circuitos apresentados é feita por meio de simulação computacional, apresentando as formas de onda relevantes de cada circuito, com 4 lâmpadas em funcionamento. Os resultados a serem comparados são: fator de crista, perda nos circuitos auxiliares e a análise da amplitude das componentes harmônicas da corrente de entrada, verificando se atendem ou não à norma IEC 61000-3-2 Classe C, nestes casos para 2 e 4 lâmpadas em funcionamento.

Para simular a lâmpada fluorescente é utilizado o modelo desenvolvido no capítulo 1 desta dissertação. Como a norma brasileira exige correção do fator de potência para reatores que alimentam carga superior a 60W, as simulações são feitas com 2 e 4 lâmpadas, que é o suficiente para analisar o comportamento dos circuitos propostos.

Os valores de componentes estão definidos no item 3.5. Os componentes adicionais que não foram definidos anteriormente serão definidos no item de cada circuito. Os valores dos componentes do filtro de saída são definidos de acordo com [52].

#### ***3.6.1 Filtro *Valley-Fill* Convencional (Circuito 1)***

O filtro VF convencional é o mesmo apresentado no item 3.4. Portanto, não é necessário detalhar seu funcionamento. Seu circuito é mostrado na Figura 3.3.

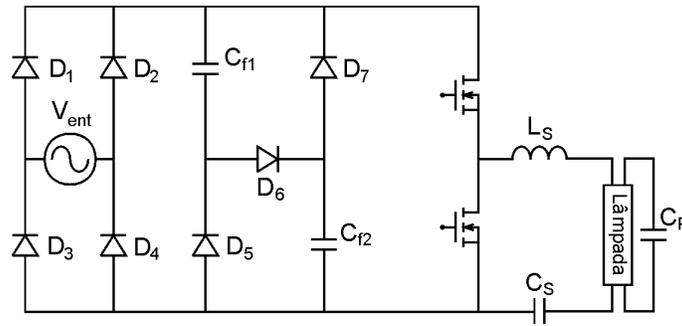


Figura 3.3 – Circuito 1.

### 3.6.1.1 Resultados de Simulação do Circuito 1

Os valores dos componentes, de acordo com a Figura 3.3, são definidos abaixo:

- $L_S = 1,7 \text{ mH}$ ;
- $C_S = 150 \text{ nF}$ ;
- $C_P = 10 \text{ nF}$ .

As formas de onda de tensão e corrente de entrada são mostradas na Figura 3.4, a tensão no barramento e conseqüente envoltória da corrente em uma das lâmpadas (as demais são idênticas) são mostradas na Figura 3.5, e a decomposição harmônica da corrente de entrada, em termos percentuais em relação à fundamental, para 4 lâmpadas, é mostrada na Figura 3.6. O resultado numérico da decomposição harmônica é mostrado comparativamente no item 3.8.

Para o reator alimentando 4 lâmpadas, o valor obtido do fator de crista foi 2. Já, para 2 lâmpadas, obteve-se 1,93. Como não há componentes resistivos no circuito do filtro VF, a perda considerada é 0.

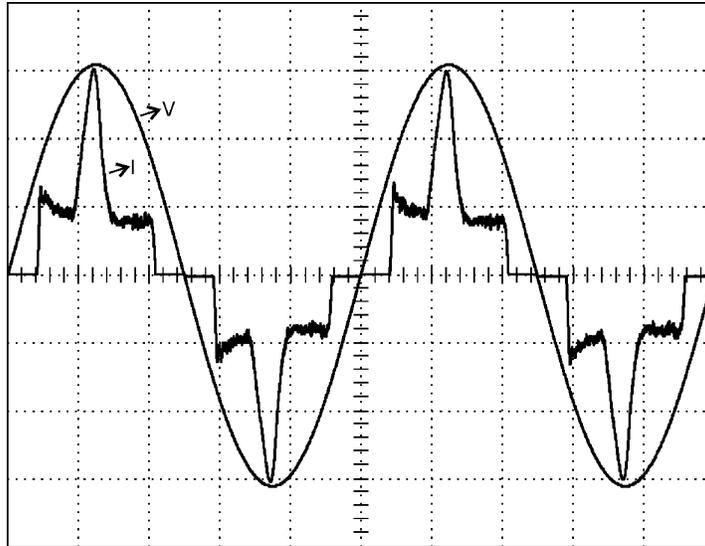


Figura 3.4 – Tensão e corrente de entrada do circuito 1 (100 V/div; 500 mA/div).

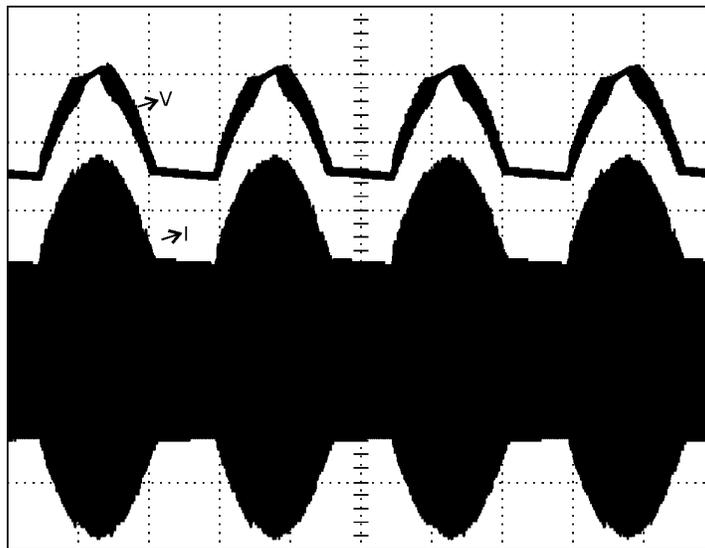


Figura 3.5 – Tensão no barramento e envoltória da corrente na lâmpada (100 V/div; 200 mA/div).

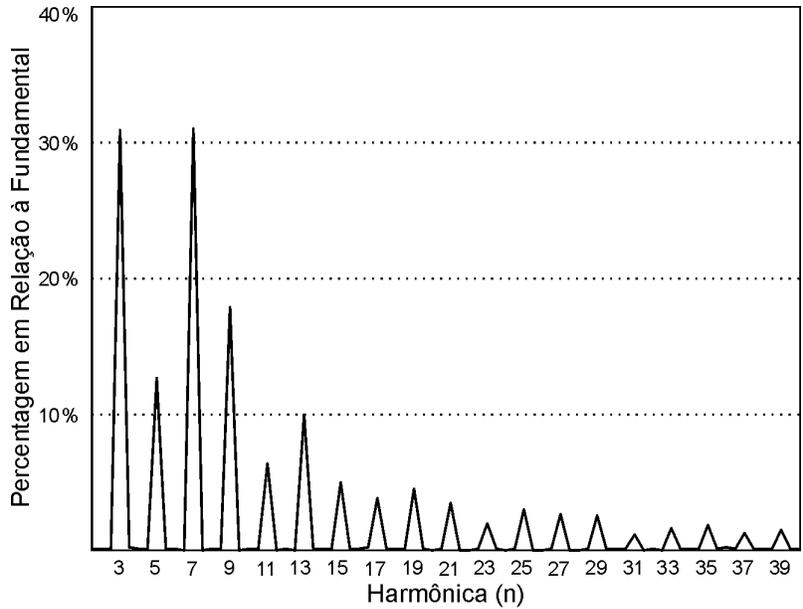


Figura 3.6 – FFT percentual da corrente de entrada.

### 3.6.2 Filtro Valley-Fill com $R_V$ (Circuito 2)

Este circuito é concebido pela adição de um resistor ( $R_V$ ) em série com o diodo  $D_6$ . Esta é uma alternativa para se diminuir a DHT da corrente de entrada no filtro VF, pois o resistor em série com o diodo  $D_6$ , reduz o pico da corrente de carga dos capacitores de filtro (etapa 3) [47]. Em contrapartida, o patamar da tensão dos capacitores de barramento é inferior ao do circuito anterior, o que implica em uma tensão de barramento com uma ondulação mais elevada. Este circuito é mostrado na Figura 3.7.

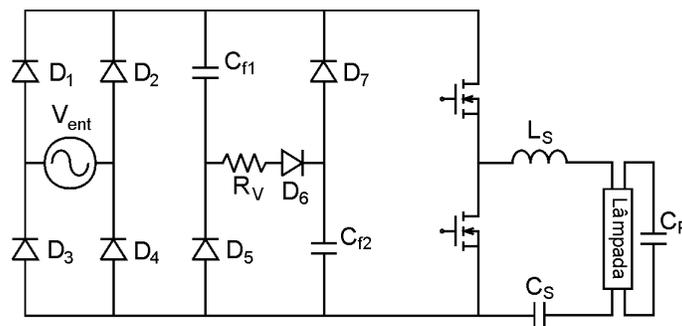


Figura 3.7 – Circuito 2.

### 3.6.2.1 Resultados de Simulação do Circuito 2

Os valores dos componentes, de acordo com a Figura 3.7, são definidos abaixo:

- $L_S = 1,7 \text{ mH}$ ;
- $C_S = 150 \text{ nF}$ ;
- $C_P = 10 \text{ nF}$ ;
- $R_V = 82 \Omega$ .

As formas de onda de tensão e corrente de entrada são mostradas na Figura 3.8, a tensão no barramento e conseqüente envoltória da corrente em uma das lâmpadas (as demais são idênticas) são mostradas na Figura 3.9, e a decomposição harmônica da corrente de entrada, em termos percentuais em relação à fundamental, para 4 lâmpadas, é mostrada na Figura 3.10. O resultado numérico da decomposição harmônica é mostrado comparativamente no item 3.8.

Para o reator alimentando 4 lâmpadas, o valor obtido do fator de crista foi 2,02. Já, para 2 lâmpadas, obteve-se 1,98. A perda em  $R_V$  foi de 1,5 W para 2 lâmpadas e 3 W para 4 lâmpadas.

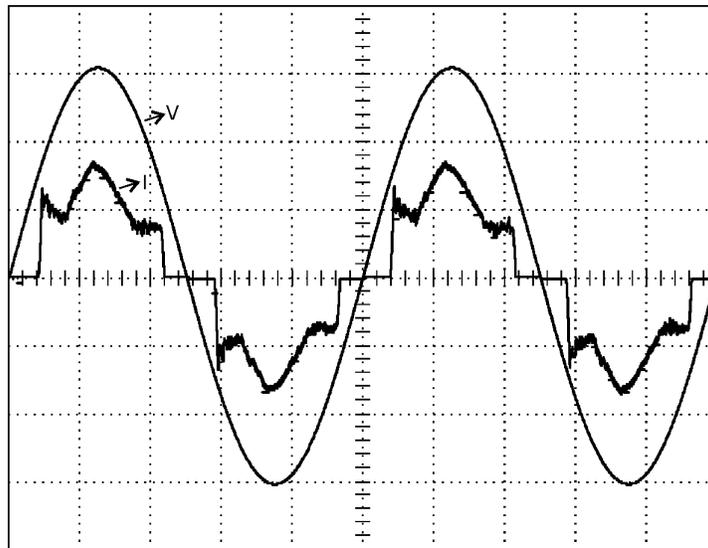


Figura 3.8 – Tensão e corrente de entrada do circuito 2 (100 V/div; 500 mA/div).

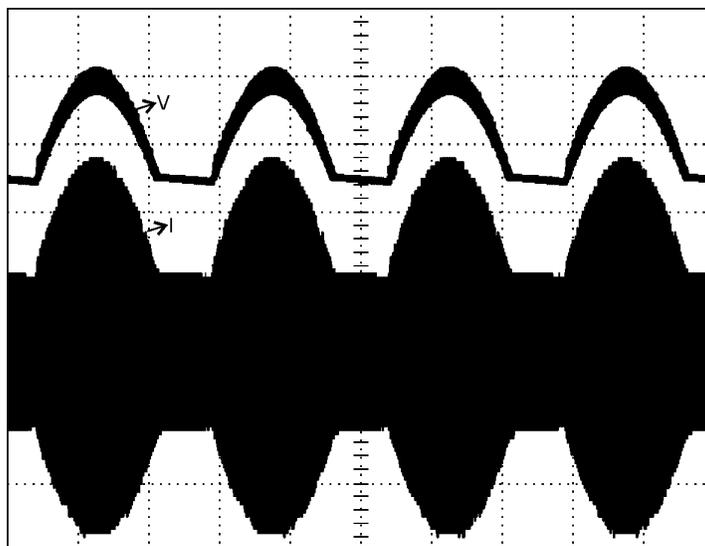


Figura 3.9 – Tensão no barramento e envoltória da corrente na lâmpada (100 V/div; 200 mA/div).

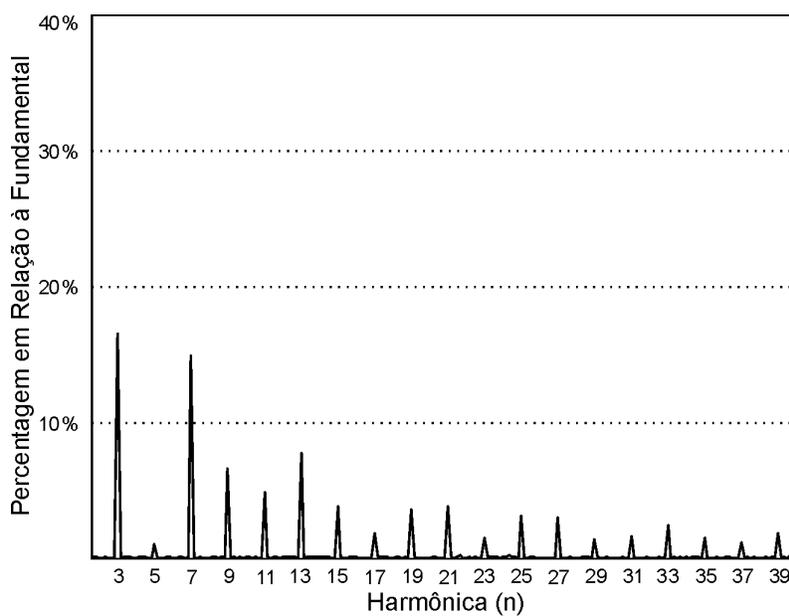


Figura 3.10 – FFT percentual da corrente de entrada.

### 3.6.3 Filtro Valley-Fill com Degrau de Corrente (Circuito 3)

A principal diferença deste circuito é a adição de dois capacitores ( $C_1$  e  $C_2$ ) como mostrado na Figura 3.11. Este circuito é apresentado em [48] e [49], seu princípio de funcionamento é aumentar o período de condução de corrente da rede, a partir de um degrau de corrente para carregar os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  (etapa 1).

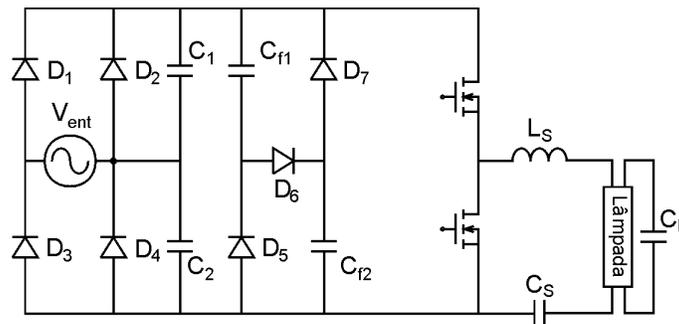


Figura 3.11 – Circuito 3.

#### 3.6.3.1 Resultados de Simulação do Circuito 3

Os valores dos componentes, de acordo com a Figura 3.11, são definidos abaixo:

- $L_S = 1,7 \text{ mH}$ ;
- $C_S = 150 \text{ nF}$ ;
- $C_P = 10 \text{ nF}$ ;
- $C_1 = C_2 = 1,5 \text{ }\mu\text{F}$ .

As formas de onda de tensão e corrente de entrada são mostradas na Figura 3.12, a tensão no barramento e conseqüente envoltória da corrente em uma das lâmpadas (as demais são idênticas) são mostradas na Figura 3.13, e a decomposição harmônica da corrente de entrada, em termos percentuais em relação à fundamental, para 4 lâmpadas, é mostrada na Figura 3.14. O resultado numérico da decomposição harmônica é mostrado comparativamente no item 3.8.

Para o reator alimentando 4 lâmpadas, o valor obtido do fator de crista foi 2,06. Já, para 2 lâmpadas, obteve-se 2,03.

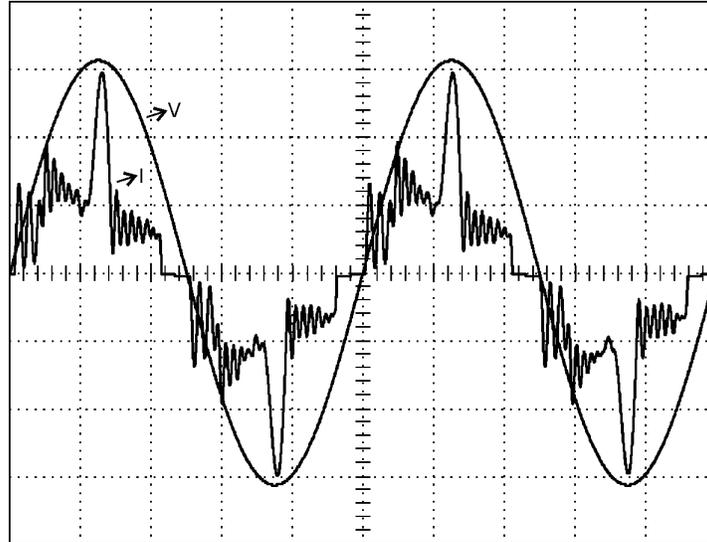


Figura 3.12 – Tensão e corrente de entrada do circuito 3 (100 V/div; 500 mA/div).

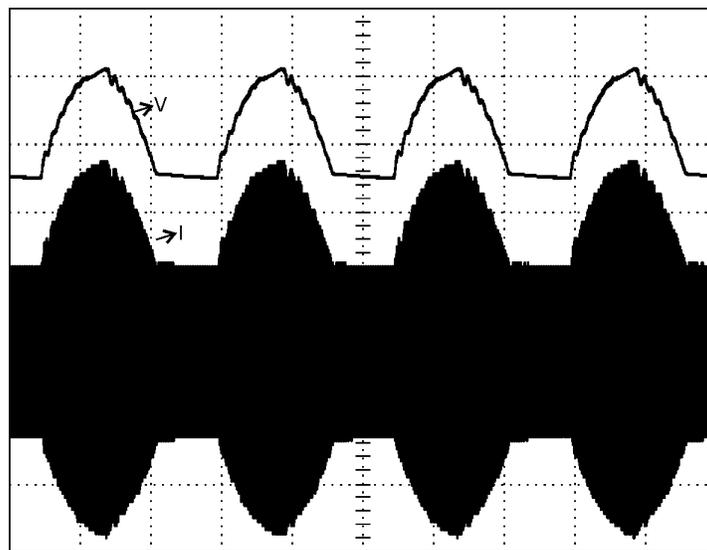


Figura 3.13 – Tensão no barramento e envoltória da corrente na lâmpada (100 V/div; 200 mA/div).

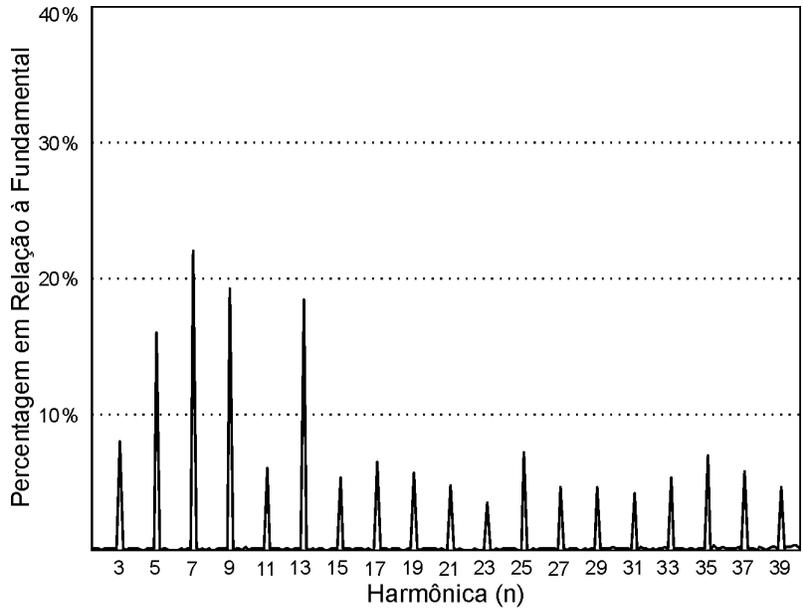


Figura 3.14 – FFT percentual da corrente de entrada.

### 3.6.4 Filtro Valley-Fill com Degrau de Corrente e $R_V$ (Circuito 4)

Este circuito é uma união dos dois anteriores, ou seja, utiliza os dois capacitores ( $C_1$  e  $C_2$ ) e também um resistor ( $R_V$ ) em série com o diodo  $D_6$ . Assim, além do degrau de corrente (etapa 1), há uma redução no pico de corrente de carga dos capacitores de barramento (etapa 3). O circuito é mostrado na Figura 3.15. Também é adicionado a este circuito um resistor ( $R_D$ ) para reduzir o pico de corrente na carga dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ .

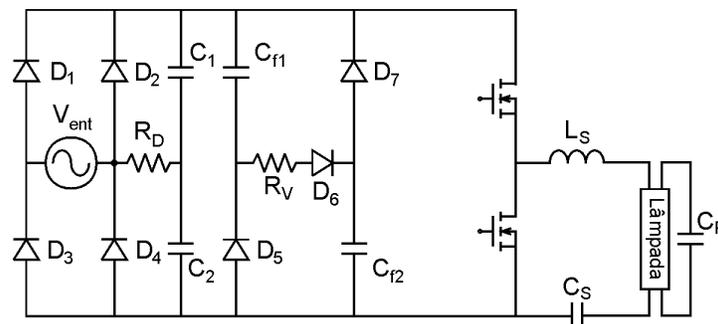


Figura 3.15 – Circuito 4.

### 3.6.4.1 Resultados de Simulação do Circuito 4

Os valores dos componentes, de acordo com a Figura 3.15, são definidos abaixo:

- $L_S = 1,7 \text{ mH}$ ;
- $C_S = 150 \text{ nF}$ ;
- $C_P = 10 \text{ nF}$ ;
- $C_1 = C_2 = 2,2 \text{ }\mu\text{F}$ ;
- $R_D = R_V = 100 \text{ }\Omega$ .

As formas de onda de tensão e corrente de entrada são mostradas na Figura 3.16, a tensão no barramento e conseqüente envoltória da corrente em uma das lâmpadas (as demais são idênticas) são mostradas na Figura 3.17, e a decomposição harmônica da corrente de entrada, em termos percentuais em relação à fundamental, para 4 lâmpadas, é mostrada na Figura 3.18. O resultado numérico da decomposição harmônica é mostrado comparativamente no item 3.8.

Para o reator alimentando 4 lâmpadas, o valor obtido do fator de crista foi 1,95. Já, para 2 lâmpadas, obteve-se 1,94. A perda em  $R_D$  foi de 4 W e de  $R_V$  de 1 W, para o reator alimentando 4 lâmpadas; já para 2 lâmpadas, em  $R_D$ , foi de 4 W e em  $R_V$  de 0,5 W.

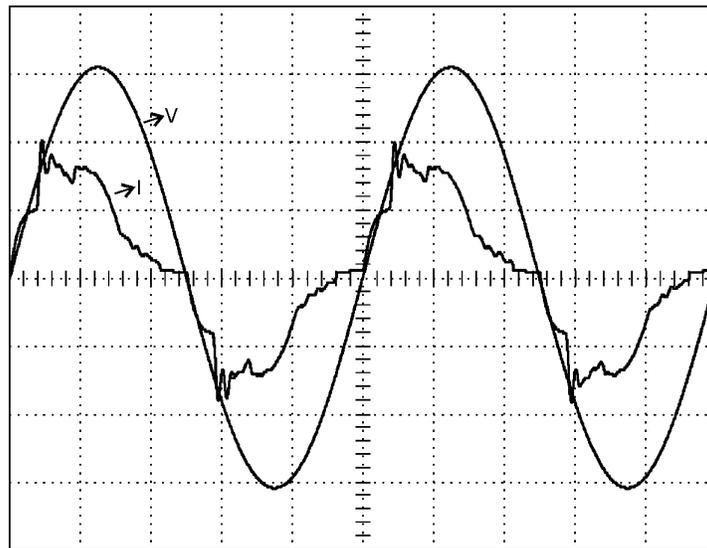


Figura 3.16 – Tensão e corrente de entrada do circuito 4 (100 V/div; 500 mA/div).

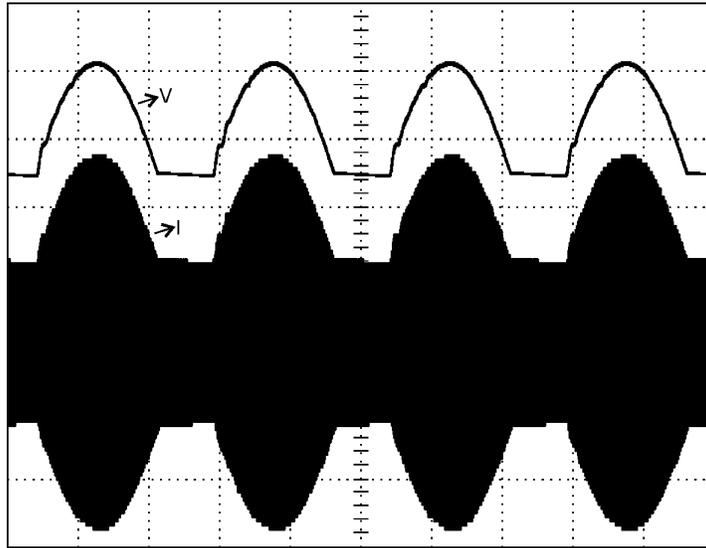


Figura 3.17 – Tensão no barramento e envoltória da corrente na lâmpada (100 V/div; 200 mA/div).

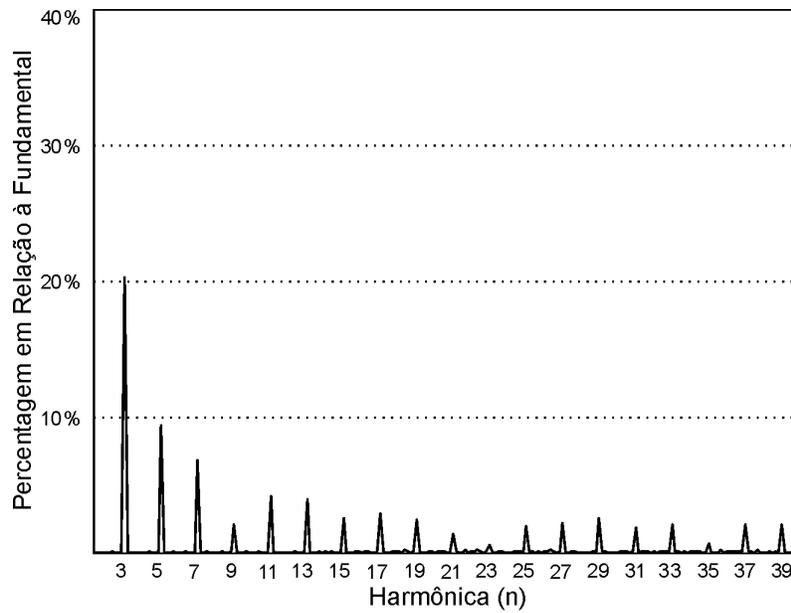


Figura 3.18 – FFT percentual da corrente de entrada.

### 3.6.5 Filtro Valley-Fill com Correção do Fator de Crista (Circuito 5)

Este circuito, apresentado em [47], é uma configuração proposta para melhorar o FC da corrente da lâmpada, e está mostrado na Figura 3.19. Ele é composto por um capacitor eletrolítico ( $C_{f1}$ ), um diodo retificador ( $D_5$ ) e uma resistência ( $R_V$ ). Através da queda de tensão em  $R_V$ , pode-se controlar tensão em  $C_{f1}$ , controlando assim o FC.

A desvantagem inerente à utilização deste circuito é o aumento da DHT da corrente de entrada. Pois, para aumentar a tensão do barramento é necessário que o capacitor  $C_{f1}$  forneça energia à carga por um tempo maior. Deste modo, a corrente da rede é exigida em um tempo menor do que nos circuitos anteriores, aumentando a DHT.

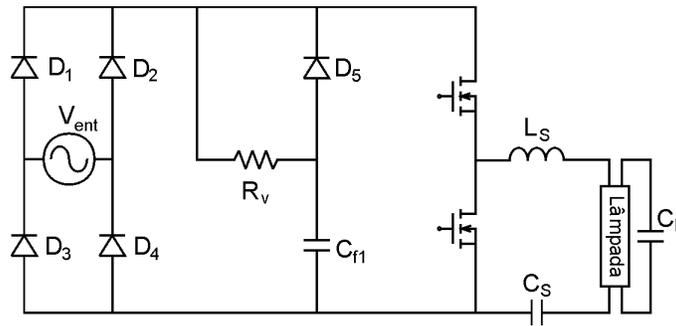


Figura 3.19 – Circuito 5.

#### 3.6.5.1 Resultados de Simulação do Circuito 5

Os valores dos componentes, de acordo com a Figura 3.19, são definidos abaixo:

- $L_S = 2 \text{ mH}$ ;
- $C_S = 150 \text{ nF}$ ;
- $C_P = 10 \text{ nF}$ ;
- $R_V = 47 \text{ } \Omega$ .

As formas de onda de tensão e corrente de entrada são mostradas na Figura 3.20, a tensão no barramento e conseqüente envoltória da corrente em uma das lâmpadas (as demais são idênticas) são mostradas na Figura 3.21, e a decomposição harmônica da corrente de entrada, em termos percentuais em relação à fundamental, para 4 lâmpadas, é mostrada na Figura 3.22 (nota-se que a escala foi alterada devido à amplitude das harmônicas). O resultado numérico da decomposição harmônica é mostrado comparativamente no item 3.8.

Para o reator alimentando 4 lâmpadas, o valor obtido do fator de crista foi 1,68. Já, para 2 lâmpadas, obteve-se 1,57. A perda em  $R_V$  foi de 14 W, para o reator alimentando 4 lâmpadas; já para 2 lâmpadas, foi de 7 W.

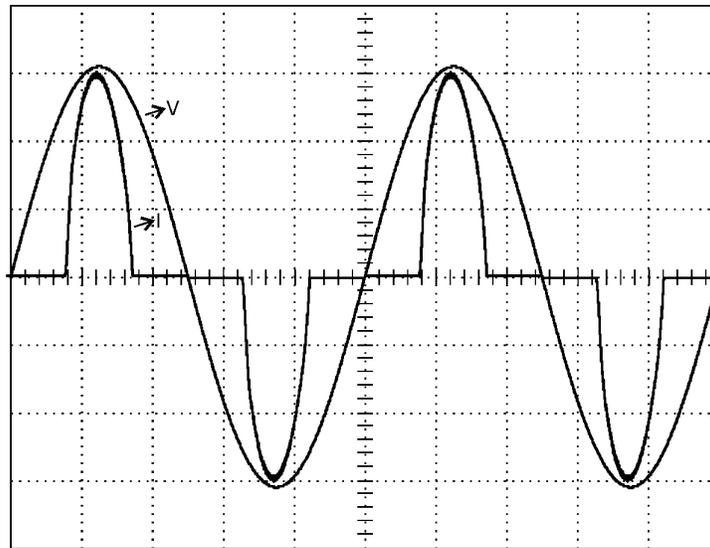


Figura 3.20 – Tensão e corrente de entrada do circuito 5 (100 V/div; 500 mA/div).

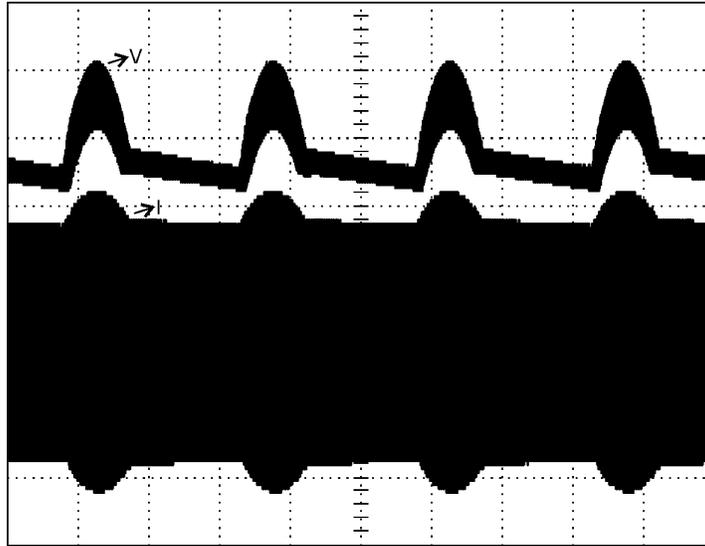


Figura 3.21 – Tensão no barramento e envoltória da corrente na lâmpada  
(100 V/div; 200 mA/div).

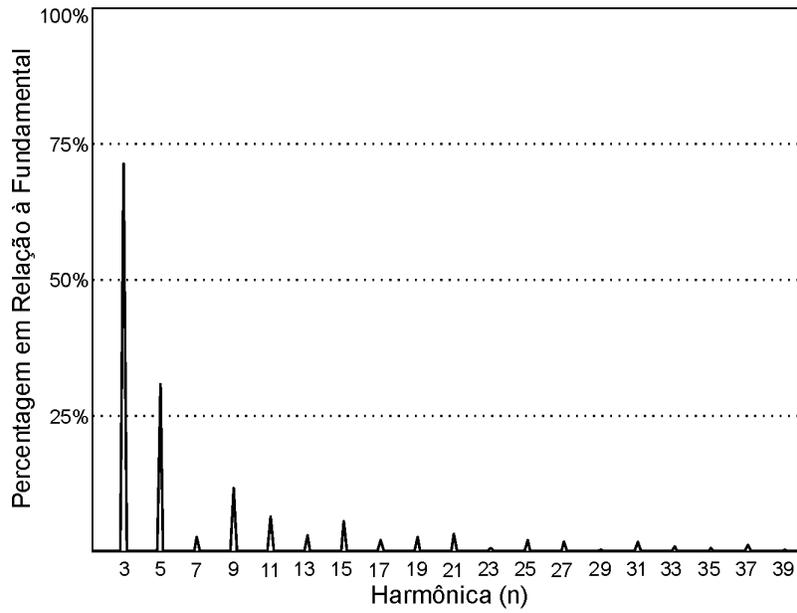


Figura 3.22 – FFT percentual da corrente de entrada.

### 3.6.6 Filtro Valley-Fill Melhorado (Circuito 6)

Este circuito é apresentado em [45] e mostrado na Figura 3.23. Na região de vale, a tensão da rede está em um valor menor que o dos capacitores  $C_{f1}$  e  $C_{f2}$ , em paralelo. Deste modo, os diodos  $D_5$  e  $D_6$  conduzem e, a carga é alimentada pelos capacitores de barramento.

Na região direta, a rede fornece energia para a lâmpada e, ao contrário do filtro VF convencional, os capacitores  $C_{f1}$  e  $C_{f2}$  são carregados alternadamente através de  $C_{f3}$  e um dos diodos,  $D_7$  ou  $D_8$ , com uma corrente de alta frequência gerada pelo inversor ressonante, o que elimina o pico de corrente da etapa 3 do filtro VF convencional. O capacitor  $C_{f3}$  tem a função de controlar o valor da tensão de barramento, pois o valor de sua reatância determina a carga de  $C_{f1}$  e  $C_{f2}$ ; e, conseqüentemente, o valor da tensão de barramento. Por exemplo, se  $C_{f3}$  tiver uma reatância pequena, o valor da corrente de carga de  $C_{f1}$  e  $C_{f2}$  será alto, elevando o patamar da tensão de barramento. No entanto, como no circuito 5, a desvantagem da melhora do FC é o aumento da DHT da corrente de entrada do reator.

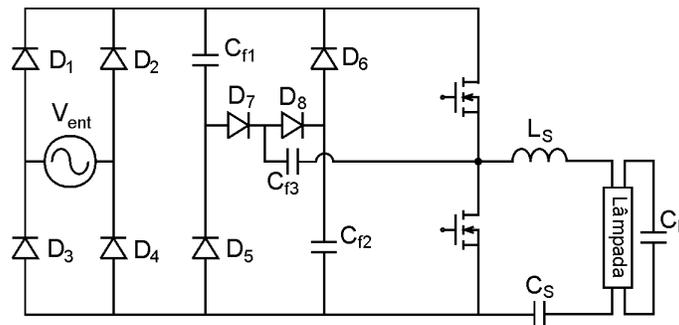


Figura 3.23 – Circuito 6.

#### 3.6.6.1 Resultados de Simulação do Circuito 6

Os valores dos componentes, de acordo com a Figura 3.23, são definidos abaixo:

- $L_S = 2 \text{ mH}$ ;
- $C_S = 150 \text{ nF}$ ;

- $C_P = 10 \text{ nF}$ ;
- $C_{f3} = 120 \text{ nF}$ .

As formas de onda de tensão e corrente de entrada são mostradas na Figura 3.24, a tensão no barramento e conseqüente envoltória da corrente em uma das lâmpadas (as demais são idênticas) são mostradas na Figura 3.25, e a decomposição harmônica da corrente de entrada, em termos percentuais em relação à fundamental, para 4 lâmpadas, é mostrada na Figura 3.26 (nota-se que a escala foi alterada devido à amplitude das harmônicas). O resultado numérico da decomposição harmônica é mostrado comparativamente no item 3.8.

Para o reator alimentando 4 lâmpadas, o valor obtido do fator de crista foi 1,69. Já, para 2 lâmpadas, obteve-se 1,58.

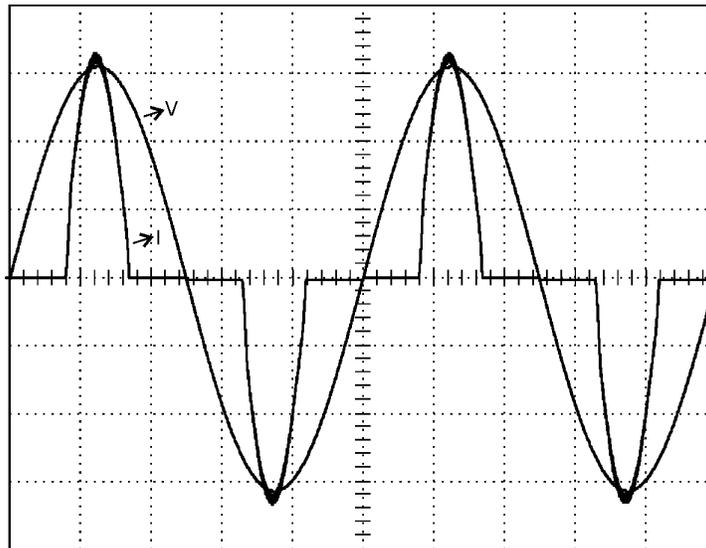


Figura 3.24 – Tensão e corrente de entrada do circuito 6 (100 V/div; 500 mA/div).

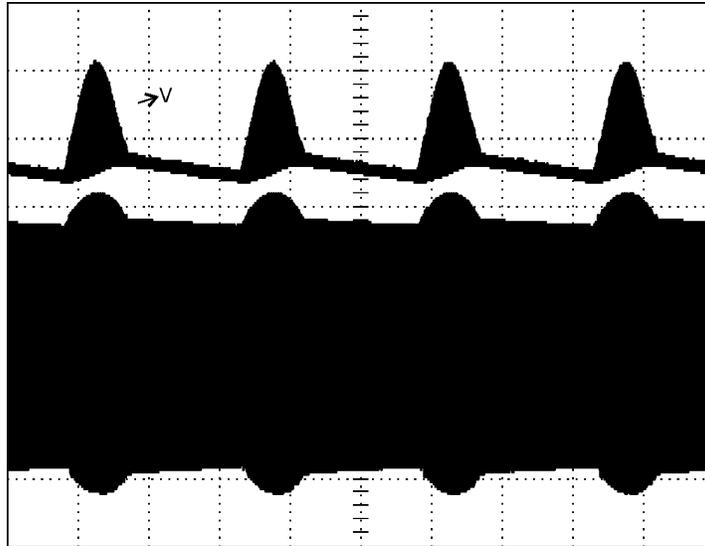


Figura 3.25 – Tensão no barramento e envoltória da corrente na lâmpada (100 V/div; 200 mA/div).

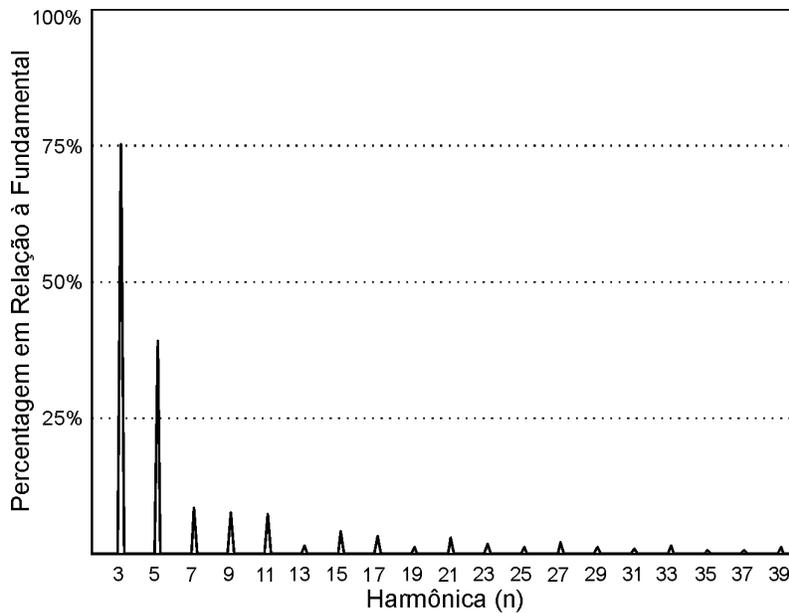


Figura 3.26 – FFT percentual da corrente de entrada.

### 3.6.7 Filtro Valley-Fill com Enrolamento Auxiliar (Circuito 7)

O princípio básico deste circuito, apresentado em [44], é manter uma fração pré-determinada de tensão no capacitor eletrolítico ( $C_{f1}$ ), a qual irá maximizar o fator de potência, otimizando o ângulo de condução da corrente de

linha. Isto é conseguido por um enrolamento auxiliar do indutor do filtro de saída, para carregar o capacitor de barramento. No entanto, o aumento no tempo de condução da corrente de linha acarreta em uma elevação da ondulação da tensão de barramento, deteriorando o FC do reator. A relação de transformação utilizada foi de 2:1, ou seja,  $n = 0,5$ . Este circuito é mostrado na Figura 3.27.

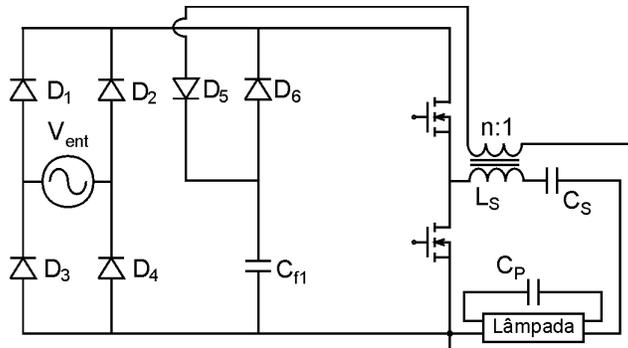


Figura 3.27 – Circuito 7.

### 3.6.7.1 Resultados de Simulação do Circuito 7

Os valores dos componentes, de acordo com a Figura 3.27, são definidos abaixo:

- $L_S = 1,2 \text{ mH}$ ;
- $C_S = 150 \text{ nF}$ ;
- $C_P = 10 \text{ nF}$ ;
- $n = 0,5$ .

As formas de onda de tensão e corrente de entrada são mostradas na Figura 3.28, a tensão no barramento e conseqüente envoltória da corrente em uma das lâmpadas (as demais são idênticas) são mostradas na Figura 3.29, e a decomposição harmônica da corrente de entrada, em termos percentuais em relação à fundamental, para 4 lâmpadas, é mostrada na Figura 3.30. O resultado numérico da decomposição harmônica é mostrado comparativamente no item 3.8.

Para o reator alimentando 4 lâmpadas, o valor obtido do fator de crista foi 2,14. Já, para 2 lâmpadas, obteve-se 1,87.

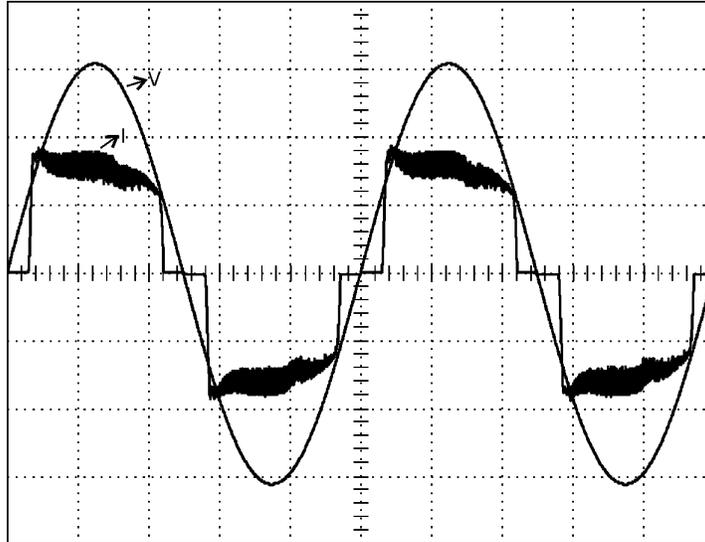


Figura 3.28 – Tensão e corrente de entrada do circuito 7 (100 V/div; 500 mA/div).

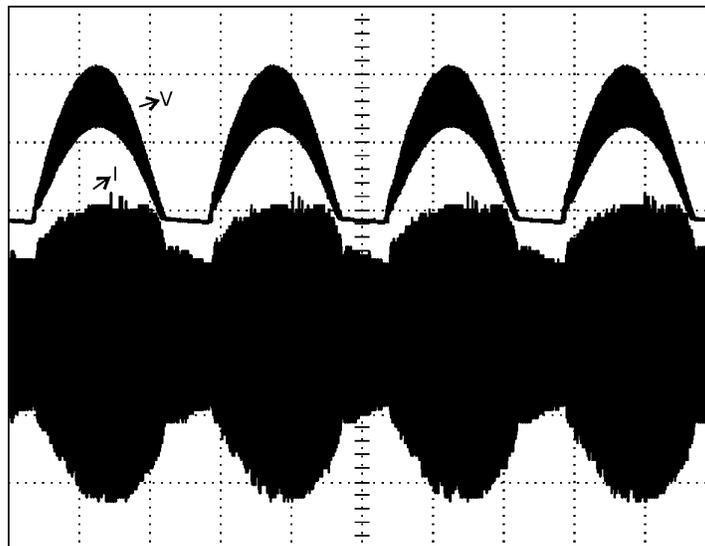


Figura 3.29 – Tensão no barramento e envoltória da corrente na lâmpada (100 V/div; 200 mA/div).

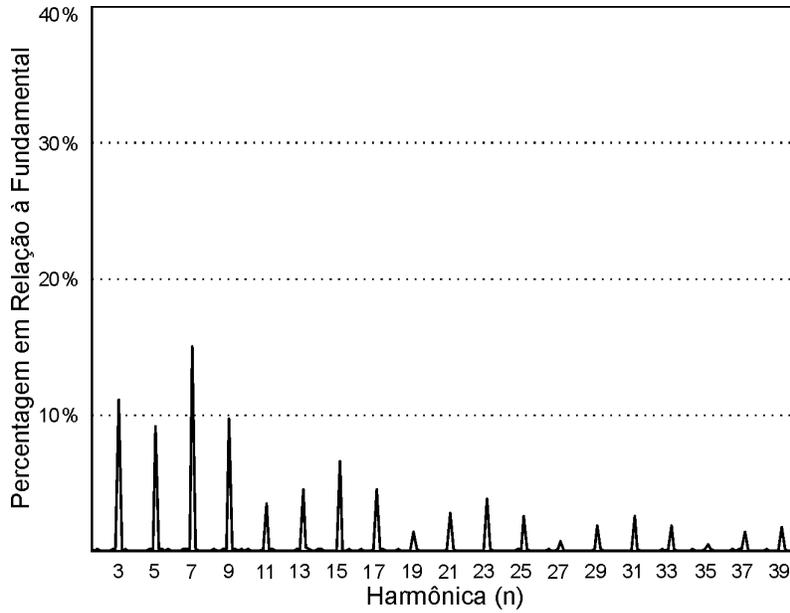


Figura 3.30 – FFT percentual da corrente de entrada.

### 3.6.8 Filtro Valley-Fill com Modulação da Carga do Capacitor de Barramento (Circuito 8)

Apresentada em [50], e mostrada na Figura 3.31, esta topologia utiliza um circuito de carga do capacitor de barramento, formado por  $C_2$ ,  $C_S$ ,  $D_6$  e  $D_7$ . Este circuito utiliza a corrente da lâmpada para fazer a carga do capacitor de barramento ( $C_{r1}$ ) e, também, previne a circulação de corrente contínua na lâmpada, devido ao caminho dado pelo diodo  $D_7$ . Do mesmo modo que no circuito 7, o aumento no tempo de condução da corrente de linha acarreta em uma elevação da ondulação da tensão de barramento, deteriorando o FC do reator.

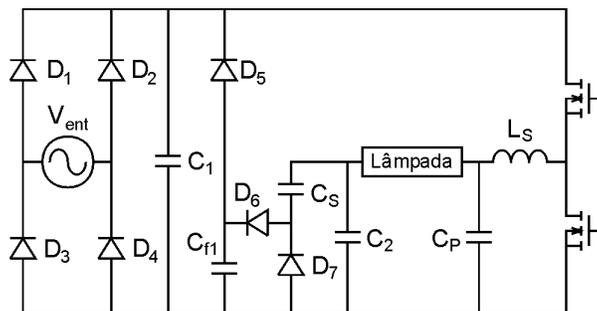


Figura 3.31 – Circuito 8.

### 3.6.8.1 Resultados de Simulação do Circuito 8

Os valores dos componentes, de acordo com a Figura 3.31, são definidos abaixo:

- $L_S = 1,2 \text{ mH}$ ;
- $C_S = 150 \text{ nF}$ ;
- $C_P = 10 \text{ nF}$ ;
- $C_1 = C_2 = 100 \text{ nF}$ .

As formas de onda de tensão e corrente de entrada são mostradas na Figura 3.32, a tensão no barramento e conseqüente envoltória da corrente em uma das lâmpadas (as demais são idênticas) são mostradas na Figura 3.33, e a decomposição harmônica da corrente de entrada, em termos percentuais em relação à fundamental, para 4 lâmpadas, é mostrada na Figura 3.34. O resultado numérico da decomposição harmônica é mostrado comparativamente no item 3.8.

Para o reator alimentando 4 lâmpadas, o valor obtido do fator de crista foi 2,2. Já, para 2 lâmpadas, obteve-se 2,16.

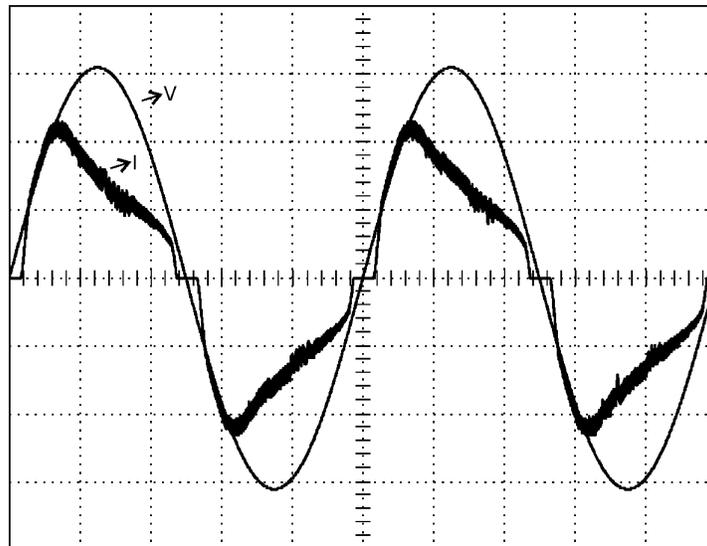


Figura 3.32 – Tensão e corrente de entrada do circuito 8 (100 V/div; 500 mA/div).

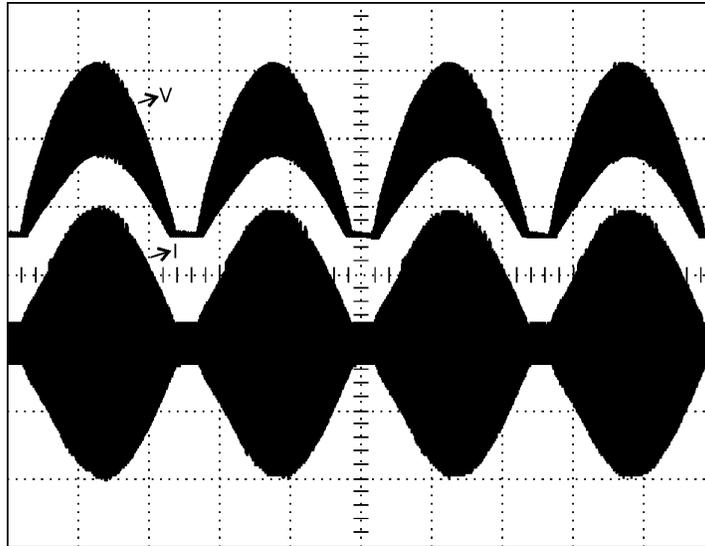


Figura 3.33 – Tensão no barramento e envoltória da corrente na lâmpada (100 V/div; 200 mA/div).

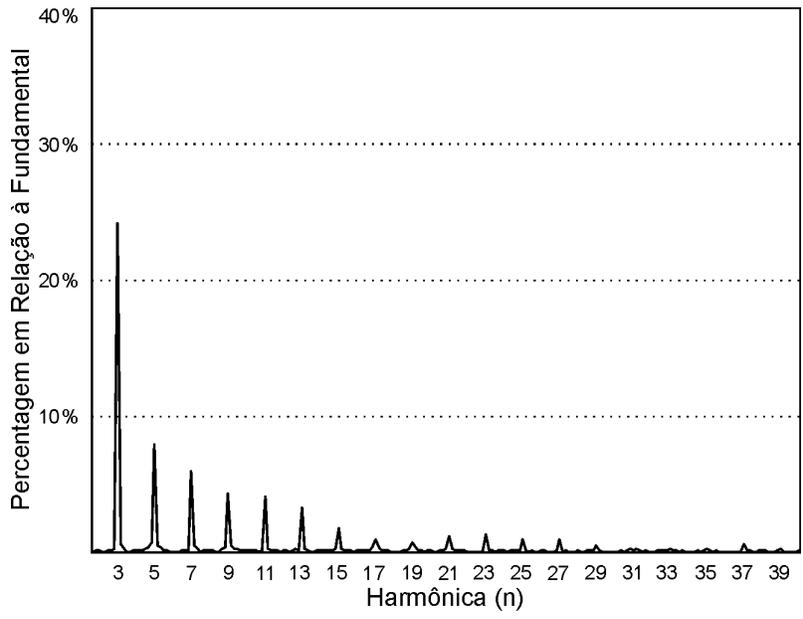


Figura 3.34 – FFT percentual da corrente de entrada.

### 3.6.9 Filtro Valley Charge Pumping (Circuito 9)

Este circuito é apresentado em [51], e mostrado na Figura 3.35. O circuito é composto pelos capacitores  $C_{p1}$  e  $C_{p2}$ , denominados *charge-pumping*, adicionados ao filtro VF melhorado (circuito 6). Do mesmo modo que no filtro VF convencional, tem-se a região direta e a região de vale.

Na região direta, a corrente do inversor é fornecida pela rede e se considera que a corrente da carga e descarga de  $C_{p1}$  e  $C_{p2}$  não influencia na corrente de linha, por ter uma magnitude bem inferior. Na região de vale, os capacitores  $C_{p1}$  e  $C_{p2}$  drenam corrente da rede a medida em que a tensão do inversor, conectada a eles, varia. Deste modo, esta corrente preenche o intervalo de descontinuidade (etapa 1) do filtro VF convencional, melhorando o resultado de DHT do reator sem comprometer o FC. Assim como no circuito 6, a adição do capacitor  $C_{f3}$  diminui a ondulação da tensão de barramento, corrigindo assim o FC da corrente nas lâmpadas.

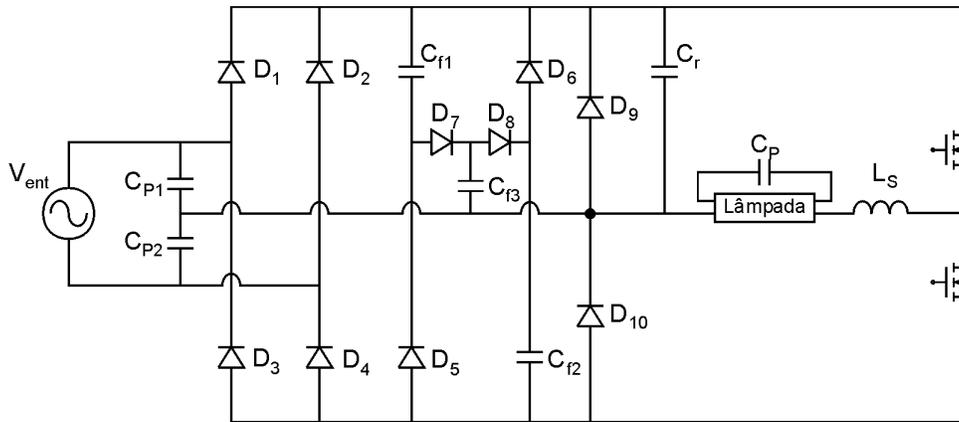


Figura 3.35 – Circuito 9.

#### 3.6.9.1 Resultados de Simulação do Circuito 9

Os valores dos componentes, de acordo com a Figura 3.35, são definidos abaixo:

- $L_S = 2,3 \text{ mH}$ ;

- $C_R = 60 \text{ nF}$ ;
- $C_P = 10 \text{ nF}$ ;
- $C_{P1} = C_{P2} = 150 \text{ nF}$ ;
- $C_{f3} = 6,8 \text{ nF}$ .

As formas de onda de tensão e corrente de entrada são mostradas na Figura 3.36, a tensão no barramento e conseqüente envoltória da corrente em uma das lâmpadas (as demais são idênticas) são mostradas na Figura 3.37, e a decomposição harmônica da corrente de entrada, em termos percentuais em relação à fundamental, para 4 lâmpadas, é mostrada na Figura 3.38. O resultado numérico da decomposição harmônica é mostrado comparativamente no item 3.8.

Para o reator alimentando 4 lâmpadas, o valor obtido do fator de crista foi 1,75. Já, para 2 lâmpadas, obteve-se 1,75.

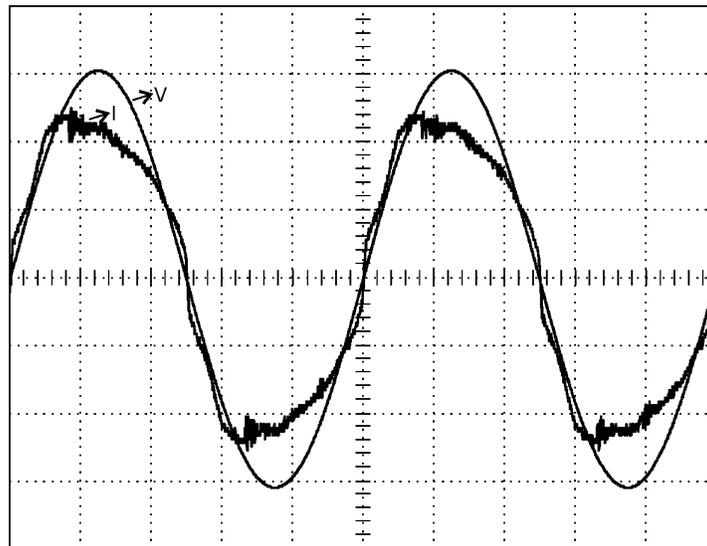


Figura 3.36 – Tensão e corrente de entrada do circuito 9 (100 V/div; 500 mA/div).

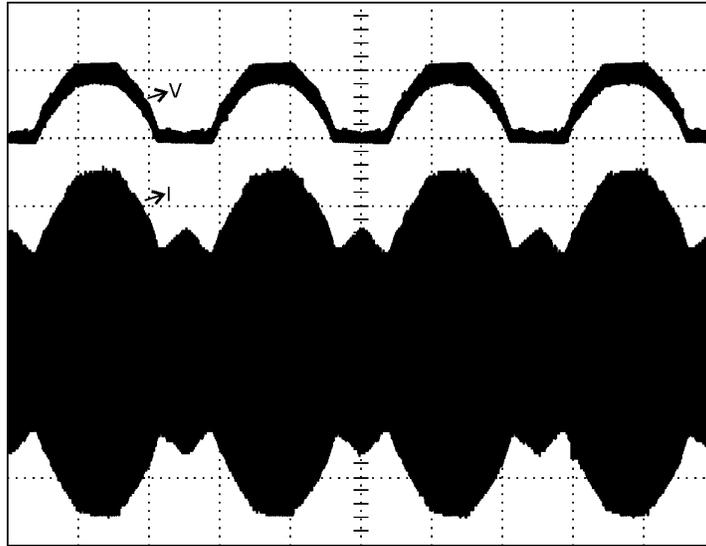


Figura 3.37 – Tensão no barramento e envoltória da corrente na lâmpada (100 V/div; 200 mA/div).

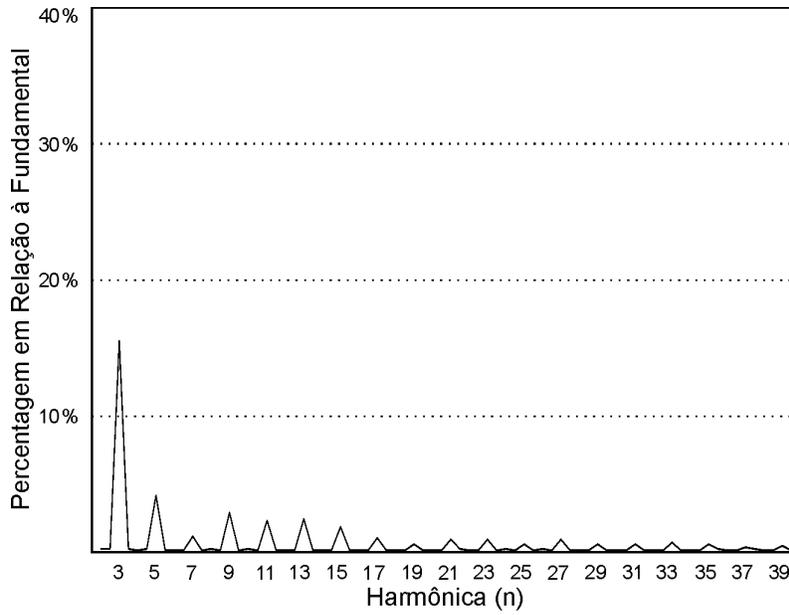


Figura 3.38 – FFT percentual da corrente de entrada.

### **3.7 Análise de Custo dos Circuitos Propostos**

A principal justificativa de se utilizar um método passivo de correção do fator de potência é seu baixo custo. Sendo assim, um parâmetro essencial de comparação entre os circuitos propostos é o custo dos mesmos. A análise de custo proposta nesta dissertação é baseada em [47], onde o custo relativo de cada alternativa é referenciado ao custo do filtro VF convencional (Figura 3.3), para o qual foi convencionado de custo unitário ( $CT = 1$ ). Para este fim, foi feita uma pesquisa baseada no mercado de varejo de componentes eletrônicos (comércio local e internet). Sendo que, para produção em larga escala, é possível que haja alguma discrepância nos valores dos custos relativos. Convém ressaltar que esta análise de custo será feita apenas para o estágio de correção do FP, não sendo analisado o custo total do reator.

#### ***3.7.1 Custo Unitário Relativo de Cada Componente***

Neste item é apresentado o custo unitário relativo de cada componente, em relação ao custo total do filtro VF convencional. Para tanto, foi convencionado que os circuitos que necessitam de diodos lentos utilizarão o diodo 1N4007. Já os que necessitam diodos de alta frequência utilizarão o UF4007. O filtro VF convencional é composto de 3 diodos 1N4007 e dois capacitores eletrolíticos de  $100 \mu\text{F} / 250 \text{V}$ , tendo seu custo total (CT) igual a 1. O custo relativo (CR), de cada componente em relação a CT, é discriminado abaixo. Assim, o custo relativo total de cada circuito é obtido a partir da soma dos custos relativos de cada componente do circuito em questão.

- Diodo de baixa frequência (1N4007):  $CR = 0,0097$ ;
- Diodo de alta frequência (UF4007):  $CR = 0,0485$ ;
- Capacitor eletrolítico de  $100 \mu\text{F} / 250 \text{V}$ :  $CR = 0,4854$ ;
- Capacitor eletrolítico de  $220 \mu\text{F} / 350 \text{V}$ :  $CR = 1,068$ ;
- Capacitor de polipropileno  $6,8 \text{nF} / 100 \text{V}$ :  $CR = 0,0485$ ;
- Capacitor de polipropileno  $68 \text{nF} / 300 \text{V}$ :  $CR = 0,0388$ ;
- Capacitor de polipropileno  $100 \text{nF} / 250 \text{V}$ :  $CR = 0,0485$ ;
- Capacitor de polipropileno  $120 \text{nF} / 100 \text{V}$ :  $CR = 0,0388$ ;

- Capacitor de polipropileno 150 nF / 200 V: CR = 0,0485;
- Capacitor de polipropileno 1,5  $\mu$ F / 200 V: CR = 0,1456;
- Capacitor de polipropileno 2,2  $\mu$ F / 200 V: CR = 0,2621;
- Resistor de 47  $\Omega$  / 14 W: CR = 0,2912;
- Resistor de 82  $\Omega$  / 4 W: CR = 0,068;
- Resistor de 100  $\Omega$  / 2 W: CR = 0,0291;
- Resistor de 100  $\Omega$  / 4 W: CR = 0,0873;
- Transformador em núcleo EE20 100 / 200 voltas: CR = 0,02564.

Tendo-se em mãos o custo unitário de cada componente, é possível se determinar o custo relativo de cada circuito proposto, o que é feito no item a seguir.

### 3.7.2 Custo Relativo dos Circuitos Propostos

De acordo com os componentes que compõe os filtros VF estudados, é apresentado o custo relativo de cada um deles na Tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Custo relativo dos circuitos propostos.

Circuito	1	2	3	4	5	6	7	8	9
CR	1	1,07	1,29	1,58	1,37	1,13	1,16	1,27	1,37

### 3.8 Comparação Entre os Circuitos Propostos

Neste item são comparadas as principais características dos filtros VF estudados, de modo a selecionar qual o circuito mais indicado para ser utilizado no restante desta dissertação. Como já foi citado anteriormente, os reatores eletrônicos devem atender aos limites de distorção harmônica da corrente de entrada impostos pela IEC 61000-3-2, os quais são mostrados na Tabela 3.1. Deste modo, o resultado da decomposição harmônica da corrente de entrada de todos os circuitos estudados, para as condições de carga de 2 e 4 lâmpadas (2 l e 4 l), é mostrado na Tabela 3.3, sendo que as harmônicas que não atendem à norma aparecem sombreadas em cinza.

Do resultado mostrado na Tabela 3.3, é verificado que os únicos circuitos que atendem à IEC 61000-3-2 são os circuitos 4, 8 e 9. Portanto, deve-se escolher entre estes o que mais se adapta ao trabalho proposto.

Quanto ao circuito 4, pode-se afirmar que, conforme já demonstrado, é o circuito que apresenta o maior custo, possui elementos dissipativos (resistores) que comprometem sua eficiência e necessita de um circuito auxiliar para correção do fator de crista.

O circuito 8, apesar de atender à norma IEC 61000-3-2, não apresenta componentes dissipativos em seu princípio de funcionamento. No entanto, para aumentar o período de condução da corrente de entrada, há um comprometimento significativo do fator de crista da corrente nas lâmpadas, devido à ondulação da tensão de barramento. Deste modo, este circuito necessita de um circuito auxiliar para correção do FC.

O circuito 9 foi o que apresentou melhores resultados. Além de apresentar o melhor resultado quanto à corrente de entrada, este ainda apresenta possibilidade de corrigir o FC sem a necessidade de circuito auxiliar. Sendo assim, este é o circuito selecionado para o restante do trabalho. Convém ressaltar que, por enquanto, foram feitos apenas ensaios de simulação. Os detalhes de funcionamento e resultados experimentais são mostrados posteriormente.

Tabela 3.3 – Análise harmônica dos circuitos estudados.

Circuito	→	1	2	3	4	5	6	7	8	9
3 <sup>a</sup> h	2 I	32	21	4	21	80	83	19	26	7,5
	4 I	30	17	8	20	72	75	11	23	12,5
5 <sup>a</sup> h	2 I	6	1,5	19	10	45	57	14	8,5	2,5
	4 I	12	1	16	9,5	32	40	9	8	5,5
7 <sup>a</sup> h	2 I	23	15	11	5,5	17	28	13	7	5
	4 I	30	15	22	7	2,5	8,5	15	6	1,5
9 <sup>a</sup> h	2 I	12	3	20	5	4	4,5	8	4,5	2
	4 I	18	6,5	19	2	12	7,5	10	4,5	2,5
11 <sup>a</sup> h	2 I	4,5	9	4	1	10,5	7,5	3	3	2
	4 I	6	5	6	3	6,5	7	3,5	3	2,5
13 <sup>a</sup> h	2 I	3,5	5,5	17,5	3	7	9	6	3	1
	4 I	10	8	18	3	3	1,5	4	3	2
15 <sup>a</sup> h	2 I	4,5	1,5	4	3	1	4,5	5	2	0,5
	4 I	5	4	5	2,5	5,5	4	6,5	2	1,5
17 <sup>a</sup> h	2 I	3,5	3	9	3	4	2	3	1	0,5
	4 I	4	2	6,5	3	2	3	4	1	1
19 <sup>a</sup> h	2 I	1	4	3	1	3,5	4,5	2	2	0,5
	4 I	4,5	3,5	6	2,5	2,5	1	1,5	0,5	0,5
21 <sup>a</sup> h	2 I	4	1	7	1	1	4	4	2	0,5
	4 I	3,5	4	5	1,5	3	3	3	1	0,5
23 <sup>a</sup> h	2 I	1,5	3	4,5	1	2	1	2,5	2	0,5
	4 I	2	1,5	3,5	0,5	0,5	2	4	1	1
25 <sup>a</sup> h	2 I	0,5	3	6	1,5	2	2	0,5	2	0,5
	4 I	3	3	7	2	2	1	2,5	1	0,5
27 <sup>a</sup> h	2 I	2,5	0,5	5	2,5	1	3	2	0,5	0,5
	4 I	2,5	3	4	2	2	2	1	1	0,5
29 <sup>a</sup> h	2 I	1,5	3	6	2,5	1	2	2	0,5	0,5
	4 I	2,5	1	4	2,5	0,5	1	2	0,5	0,5
31 <sup>a</sup> h	2 I	1,5	1,5	5	2	1,5	0	1	1	0,5
	4 I	1	1,5	4	2	1,5	1	2,5	0	0,5
33 <sup>a</sup> h	2 I	2	0,5	6	1	1	1	0,5	1	0,5
	4 I	1,5	2	5	2	1	1,5	2	0	0,5
35 <sup>a</sup> h	2 I	0,5	1	7	1	0,5	1,5	1,5	1	0,5
	4 I	2	1,5	7	0,5	0,5	0,5	0,5	0	0,5
37 <sup>a</sup> h	2 I	1	1	6	1	1	1	1	0,5	0,5
	4 I	1	1	6	2	1	1	1	0,5	0,5
39 <sup>a</sup> h	2 I	1,5	1	6,5	2	0,5	0,5	0,5	0	0,5
	4 I	1,5	2	5	2	0,5	1	2	0	0,5

## CAPÍTULO 4

# PROJETO DO COMANDO AUTO-OSCILANTE

---

### 4.1 Objetivo

O objetivo deste capítulo é o de realizar uma análise do comando auto-oscilante, de modo a desenvolver um procedimento de projeto do mesmo, para o reator proposto nesta dissertação. Em primeiro lugar é justificado o uso do comando auto-oscilante e então é realizada uma análise teórica do mesmo, como um sistema de controle. Dentro desta análise, é demonstrado o procedimento de cálculo para o filtro de saída, assim como o procedimento de cálculo para determinação do transformador auto-oscilante, responsável pela frequência de operação do reator. Finalmente, é desenvolvida uma modificação do comando auto-oscilante, de modo a viabilizar a alimentação de quatro lâmpadas independentes, sem haver modificação na frequência de comutação do comando auto-oscilante quando a carga varia.

### 4.2 Introdução

O circuito de comando auto-oscilante, quando empregado em reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes, apresenta várias vantagens, como: baixo custo, simplicidade, robustez e confiabilidade. No entanto, o que restringe sua aplicação é o desconhecimento, de parte dos fabricantes, de um projeto simples e preciso para o mesmo.

Este circuito começou a se tornar difundido por volta de 1955, com o aparecimento do transistor bipolar. E, antes de ser aplicado em reatores eletrônicos, teve sua aplicação em modulação em frequência, demodulação, amplificação, conversores de potência, sistemas de comunicação e telemetria [53]. Algumas aplicações são mostradas detalhadamente em [54].

Por se tratar de um transformador de corrente, o circuito auto-oscilante adaptou-se muito bem à aplicação com transistores bipolares. No entanto, a dificuldade de definir determinados parâmetros internos do transistor bipolar prejudica a generalização de um projeto para o comando auto-oscilante. Algumas propostas de projeto utilizando o transistor bipolar são mostradas em [55], [56] e [57].

Com o surgimento do *Mosfet*, e o conseqüente acesso a um maior número de especificações do mesmo, houve uma melhora na exatidão dos projetos empregando o comando auto-oscilante. Em [58] e [59] é apresentada uma análise do reator eletrônico auto-oscilante (REAO), na forma de um sistema de controle.

Dentre os comandos utilizados em reatores eletrônicos atualmente, pode-se citar os de freqüência fixa, como microcontroladores e circuitos dedicados (ex: IR215X), e o comando auto-oscilante. A diferença funcional básica entre estes dois tipos de comando é a dependência da carga, ou seja, o comando auto-oscilante tem seu funcionamento dependente da carga que o conversor está alimentando, dificultando sua utilização em aplicações com carga variável. Já o comando de freqüência fixa não sofre influência da carga que o conversor está alimentando.

### **4.3 Equacionamento do Filtro LCC de Saída**

A análise de projeto do comando auto-oscilante empregada nesta dissertação utiliza como parâmetro a corrente do filtro ressonante de saída. Deste modo, antes de analisar o comando auto-oscilante em si, é preciso definir os componentes do filtro LCC de saída.

Como citado anteriormente, a lâmpada fluorescente é uma carga bastante peculiar, apresentando uma resistência elétrica bastante elevada na partida e um valor de resistência fixo para um ponto de operação em regime permanente [12]. Sendo assim, o filtro utilizado na saída deve possuir um ganho elevado na partida e manter a potência nominal da lâmpada em regime permanente. De acordo com [60], a configuração do filtro mais indicada para isto é a LC série e C paralelo, como mostrado na Figura 4.1.

Outro fator muito importante, no projeto de reatores eletrônicos, é a comutação dos interruptores. Ou seja, é necessário que os interruptores operem com comutação suave, senão as perdas nos mesmos prejudicam a eficiência do reator, tornando-o impraticável. O correto projeto do filtro LCC de saída garante a comutação suave (ZVS) nos interruptores.

A seguir, é desenvolvido um método de cálculo para o filtro LCC de saída, utilizando como parâmetro o ângulo de defasagem entre a componente fundamental da tensão aplicada ao filtro e a corrente no mesmo. Deste modo, é possível equacionar o filtro de modo a atender às especificações supracitadas. Este método é apresentado em [62].

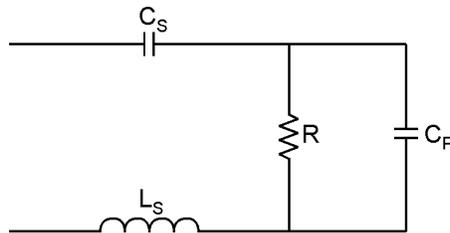


Figura 4.1 – Filtro LC série e C paralelo.

#### **4.3.1 Equacionamento para Projeto**

Em primeiro lugar, é preciso adotar algumas aproximações:

- A lâmpada fluorescente é representada pela sua resistência equivalente, de acordo com o modelo desenvolvido no Capítulo 1 desta dissertação;
- Considera-se somente a harmônica fundamental da tensão aplicada ao filtro, valendo-se da característica passa-banda do filtro;
- Todos os componentes são lineares e ideais.

A) 1º Passo: Determinar a Impedância de Entrada do Filtro.

Para determinar a impedância de entrada do filtro LCC pode-se redesenhar o circuito da Figura 4.1, da seguinte forma:

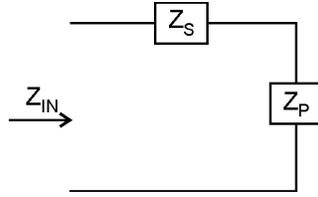


Figura 4.2 – Impedância de entrada do filtro LCC.

Ou seja, a impedância de entrada  $Z_{IN}$  é a soma da impedância de  $C_S$  e  $L_S$  em série ( $Z_S$ ) com a impedância de  $R$  e  $C_P$  em paralelo ( $Z_P$ ). Assim, a impedância de entrada do filtro pode ser determinada por:

$$Z_{IN} = Z_S + Z_P. \quad (4.1)$$

Determinam-se, então, as parcelas da equação (4.1) separadamente:

$$Z_S = j.\omega.L_S - \frac{j}{\omega.C_S}. \quad (4.2)$$

$$Z_S = \frac{j.(\omega^2.L_S.C_S - 1)}{\omega.C_S}. \quad (4.3)$$

E,

$$\frac{1}{Z_P} = \frac{1}{R} + j.\omega.C_P. \quad (4.4)$$

$$Z_P = \frac{R}{1 + j.\omega.R.C_P}. \quad (4.5)$$

Racionalizando,

$$Z_P = \frac{R}{1 + j.\omega.R.C_P} \cdot \frac{(1 - j.\omega.R.C_P)}{(1 - j.\omega.R.C_P)}. \quad (4.6)$$

$$Z_P = \frac{R - j.\omega.R^2.C_P}{1 + \omega^2.R^2.C_P^2}. \quad (4.7)$$

Deste modo, a impedância de entrada fica:

$$Z_{IN} = \frac{j.(\omega^2.L_S.C_S - 1)}{\omega.C_S} + \frac{R - j.\omega.R^2.C_P}{1 + \omega^2.R^2.C_P^2}. \quad (4.8)$$

$$Z_{IN} = \frac{j.(\omega^2.L_S.C_S - 1).(1 + \omega^2.R^2.C_P^2) + (\omega.C_S).(R - j.\omega.R^2.C_P)}{(\omega.C_S).(1 + \omega^2.R^2.C_P^2)} \quad (4.9)$$

B) 2º Passo: Determinar o Argumento da Impedância de Entrada do Filtro.

A expressão da impedância de entrada pode ser representada da seguinte forma:

$$Z_{IN} = \text{Re}(Z_{IN}) + j\text{Im}(Z_{IN}). \quad (4.10)$$

Onde,

$$\text{Re}(Z_{IN}) = \frac{\omega.R.C_S}{(\omega.C_S).(1 + \omega^2.R^2.C_P^2)}. \quad (4.11)$$

$$\text{Im}(Z_{IN}) = \frac{(\omega^2.L_S.C_S - 1).(1 + \omega^2.R^2.C_P^2) - (\omega^2.R^2.C_S.C_P)}{(\omega.C_S).(1 + \omega^2.R^2.C_P^2)}. \quad (4.12)$$

Deste modo, o argumento da impedância de entrada pode ser determinado por:

$$\arg(Z_{IN}) = \arctan\left[\frac{\text{Im}(Z_{IN})}{\text{Re}(Z_{IN})}\right]. \quad (4.13)$$

$$\arg(Z_{IN}) = \arctan\left[\frac{(\omega^2.L_S.C_S - 1).(1 + \omega^2.R^2.C_P^2) - (\omega^2.R^2.C_S.C_P)}{\omega.R.C_S}\right] \quad (4.14)$$

C) 3º Passo: Determinar o Argumento da Corrente no Filtro.

Considerando a tensão aplicada ao filtro com referência de ângulo zero, pode-se determinar o ângulo da corrente no filtro ressonante pela seguinte expressão:

$$\phi = \arg\left[\frac{1}{Z_{IN}}\right]. \quad (4.15)$$

$$\phi = -\arg[Z_{IN}] \quad (4.16)$$

$$\phi = -\arctan\left[\frac{(\omega^2.L_S.C_S - 1).(1 + \omega^2.R^2.C_P^2) - (\omega^2.R^2.C_S.C_P)}{\omega.R.C_S}\right]. \quad (4.17)$$

D) 4º Passo: Determinar a Potência Real no Filtro.

De acordo com as aproximações propostas no começo deste capítulo, a lâmpada fluorescente é representada por uma resistência equivalente e a tensão aplicada ao filtro é aproximada por sua componente fundamental  $V_{AC}$ . Deste modo, pode-se aproximar a potência na lâmpada pela potência real do filtro de saída.

$$P = \operatorname{Re} \left( \frac{V_{AC}^2}{Z_{IN}} \right) \quad (4.18)$$

Considerando-se  $V_{AC}$  com ângulo zero, deste modo possuindo apenas componentes reais, apenas é necessário calcular a parte real de  $1/Z_{IN}$ .

$$\frac{1}{Z_{IN}} = \frac{1}{\operatorname{Re}(Z_{IN}) + j\operatorname{Im}(Z_{IN})} \quad (4.19)$$

$$\frac{1}{Z_{IN}} = \frac{1}{\operatorname{Re}(Z_{IN}) + j\operatorname{Im}(Z_{IN})} \cdot \frac{(\operatorname{Re}(Z_{IN}) - j\operatorname{Im}(Z_{IN}))}{(\operatorname{Re}(Z_{IN}) - j\operatorname{Im}(Z_{IN}))} \quad (4.20)$$

$$\frac{1}{Z_{IN}} = \frac{\operatorname{Re}(Z_{IN}) - j\operatorname{Im}(Z_{IN})}{\operatorname{Re}(Z_{IN})^2 + \operatorname{Im}(Z_{IN})^2} \quad (4.21)$$

Ou seja,

$$\operatorname{Re} \left( \frac{1}{Z_{IN}} \right) = \frac{\operatorname{Re}(Z_{IN})}{\operatorname{Re}(Z_{IN})^2 + \operatorname{Im}(Z_{IN})^2} \quad (4.22)$$

$$\operatorname{Re} \left( \frac{1}{Z_{IN}} \right) = \frac{\frac{\omega.R.C_S}{(\omega.C_S).(1 + \omega^2.R^2.C_P^2)}}{\left( \frac{\omega.R.C_S}{(\omega.C_S).(1 + \omega^2.R^2.C_P^2)} \right)^2 + \dots} \quad (4.23)$$

$$\operatorname{Re} \left( \frac{1}{Z_{IN}} \right) = \frac{\omega.R.C_S \cdot (\omega.C_S).(1 + \omega^2.R^2.C_P^2)}{\omega^2.R^2.C_S^2 + \left( (\omega^2.L_S.C_S - 1).(1 + \omega^2.R^2.C_P^2) - (\omega^2.R^2.C_S.C_P) \right)^2} \quad (4.24)$$

Assim, a potência real do filtro pode ser expressa por:

$$P = \frac{V_{AC}^2 \cdot \omega^2.R.C_S^2.(1 + \omega^2.R^2.C_P^2)}{\omega^2.R^2.C_S^2 + \left( (\omega^2.L_S.C_S - 1).(1 + \omega^2.R^2.C_P^2) - (\omega^2.R^2.C_S.C_P) \right)^2} \quad (4.25)$$

E) 5º Passo: Relacionar a Potência na Lâmpada com o Ângulo  $\phi$ .

Em primeiro lugar, é necessário isolar uma parcela da expressão de  $\phi$  que coincida com alguma parcela da expressão de  $P$ . Assim, de (4.17) tem-se:

$$\tan(\phi) = -\left[\frac{(\omega^2 \cdot L_S \cdot C_S - 1) \cdot (1 + \omega^2 \cdot R^2 \cdot C_P^2) - (\omega^2 \cdot R^2 \cdot C_S \cdot C_P)}{\omega \cdot R \cdot C_S}\right] \quad (4.26)$$

$$\tan(-\phi) \cdot \omega \cdot R \cdot C_S = (\omega^2 \cdot L_S \cdot C_S - 1) \cdot (1 + \omega^2 \cdot R^2 \cdot C_P^2) - (\omega^2 \cdot R^2 \cdot C_S \cdot C_P) \quad (4.27)$$

A expressão à direita do sinal de igualdade de (4.27) coincide com uma parcela de  $P$ . Sendo assim, pode-se reescrever (4.25) da seguinte maneira:

$$P(\phi) = \frac{V_{AC}^2 \cdot \omega^2 \cdot R \cdot C_S^2 \cdot (1 + \omega^2 \cdot R^2 \cdot C_P^2)}{\omega^2 \cdot R^2 \cdot C_S^2 + (\tan(-\phi) \cdot \omega \cdot R \cdot C_S)^2} \quad (4.28)$$

E, simplificando:

$$P(\phi) = \frac{V_{AC}^2 \cdot (1 + \omega^2 \cdot R^2 \cdot C_P^2)}{R \cdot (\tan^2(-\phi) + 1)} \quad (4.29)$$

F) 6º Passo: Determinação dos Componentes do Filtro em Função do Ângulo  $\phi$ .

De (4.29), percebe-se que o valor do capacitor paralelo  $C_P$  depende da potência na lâmpada  $P$ , da tensão  $V_{AC}$ , da frequência de operação do reator  $\omega$  e da resistência equivalente da lâmpada  $R$ , que são valores definidos no projeto. A única variável livre é  $\phi$ . Sendo assim, manipula-se a expressão (4.29) para isolar  $C_P$  em função de  $\phi$ .

$$C_P(\phi) = \frac{1}{\omega \cdot R} \sqrt{\frac{P \cdot R \cdot (\tan^2(-\phi) + 1)}{V_{AC}^2} - 1} \quad (4.30)$$

Da mesma forma, é possível isolar-se o valor de  $L_S$  em função de  $\phi$ . No entanto, para isso é preciso escolher um valor típico para  $C_S$ , pois a função básica deste é a de filtrar o nível CC da tensão de saída do inversor. Apenas toma-se o cuidado de utilizar um valor bastante superior ao de  $C_P$ , pois durante a partida da lâmpada os dois estarão em série.

Para isolar  $L_S$ , da mesma forma que para  $C_P$ , manipulam-se as expressões anteriores, chegando ao seguinte resultado:

$$L_S(\phi, C_S, C_P) = \frac{1}{\omega^2 \cdot C_S} + \frac{\omega \cdot R \cdot C_S \cdot \tan(-\phi) + \omega^2 \cdot R^2 \cdot C_S \cdot C_P}{\omega^2 \cdot C_S \cdot (1 - \omega^2 \cdot R^2 \cdot C_P^2)} \quad (4.31)$$

Como pode ser verificado, os valores dos componentes do filtro LCC de saída dependem somente da correta escolha do ângulo  $\phi$ .

G) 7º Passo: Escolha do Ângulo  $\phi$ .

A correta escolha do ângulo  $\phi$  deve atender às seguintes condições:

- Garantir a comutação suave (ZVS) dos interruptores;
- Proporcionar a partida da lâmpada fluorescente, ou seja, apresentar um ganho elevado para um valor de R elevado;
- Garantir a potência nominal na lâmpada, quando em regime permanente.

Para tanto, é utilizado um método gráfico. Ou seja, plota-se o gráfico de  $P$  em função de  $\phi$ , para as condições de R nominal (de acordo com o modelo) e também para a condição de partida da lâmpada (estima-se  $100 \times R$ ). Convém ressaltar que somente são utilizados valores de  $\phi$  que garantam a operação ZVS do conversor, ou seja, valores entre 0 e  $180^\circ$ , como pode ser observado na Figura 4.3. A representação teórica deste gráfico é mostrada na Figura 4.4.

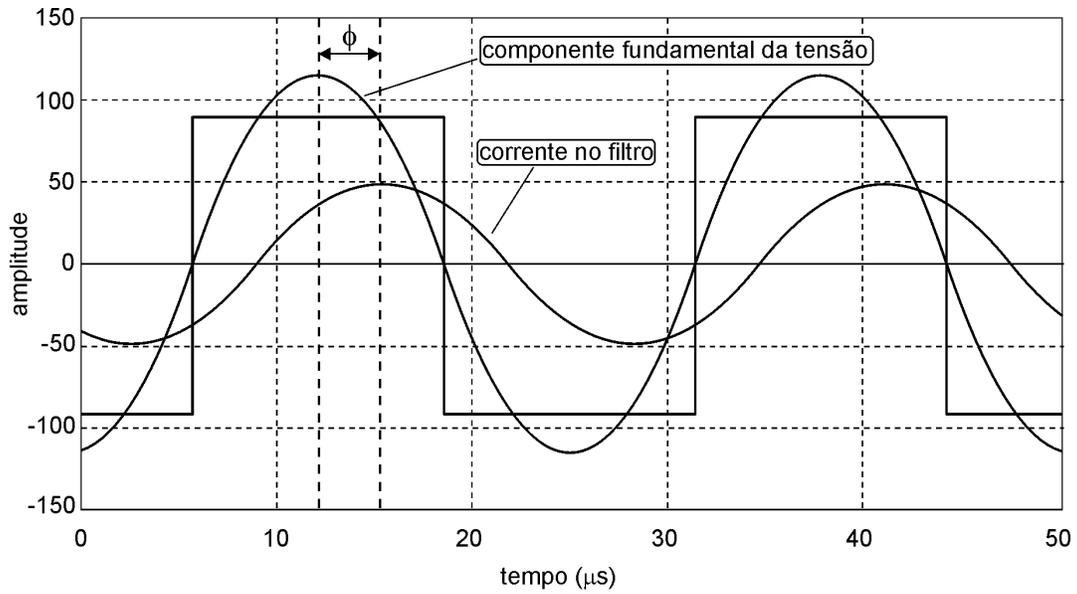


Figura 4.3 – Representação de  $\phi$ .

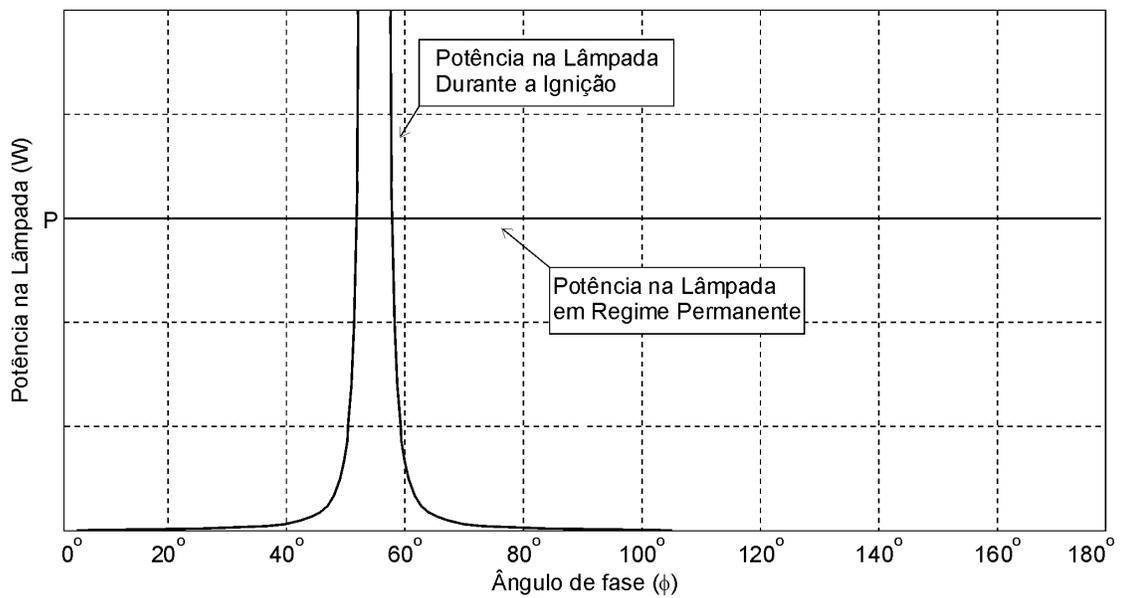


Figura 4.4 –  $P(\phi)$  teórico.

Tendo-se em mãos o valor de  $\phi$ , a partir de (4.30) e (4.31) pode-se determinar os valores dos componentes do filtro.

#### **4.4 Projeto do Circuito de Comando Auto-Oscilante**

O projeto do circuito de comando auto-oscilante é baseado em [63]. Onde é realizada uma análise qualitativa, considerando o reator eletrônico auto-oscilante (REAO) como um sistema de controle. Então, a partir desta análise, são determinados os componentes do circuito, de forma quantitativa.

No entanto, o projeto do circuito auto-oscilante desenvolvido para este trabalho de dissertação apresenta algumas modificações. Neste sentido, a seguir é desenvolvido o projeto do reator auto-oscilante de frequência fixa (REAOFF), ou seja, o valor da frequência de comutação do mesmo é independente da carga.

##### ***4.4.1 Idéia Proposta para o Desenvolvimento do REAOFF***

A idéia proposta para desenvolver o comando auto-oscilante, independente da carga, é substituir uma das lâmpadas do circuito por um resistor de valor fixo ( $R_{FF}$ ). Deste modo, o enrolamento primário ( $L_P$ ) do transformador do comando auto-oscilante é ligado em série com  $R_{FF}$ , o que garante um valor de frequência de comutação fixo, para qualquer número de lâmpadas que o reator alimente. Por se tratar de um resistor, não é preciso usar um filtro LCC de saída, pois este é utilizado para garantir ganho suficiente para a partida da lâmpada. Sendo assim, pode-se usar apenas um filtro LC série para alimentar o resistor. Outra simplificação que pode ser feita, em relação ao circuito auto-oscilante tradicional, é a união do indutor série do filtro com  $L_P$ .

Para não comprometer a eficiência do REAOFF é necessário calcular o filtro LC, de modo a se dissipar um pequeno valor de potência em  $R_{FF}$  ( $P_R$ ). O circuito proposto é mostrado na Figura 4.5. Neste caso, para equacionamento do circuito de comando, é utilizado para confecção do reator o conversor *half-bridge* convencional, alimentando o arranjo de lâmpadas proposto no capítulo 2 desta dissertação.

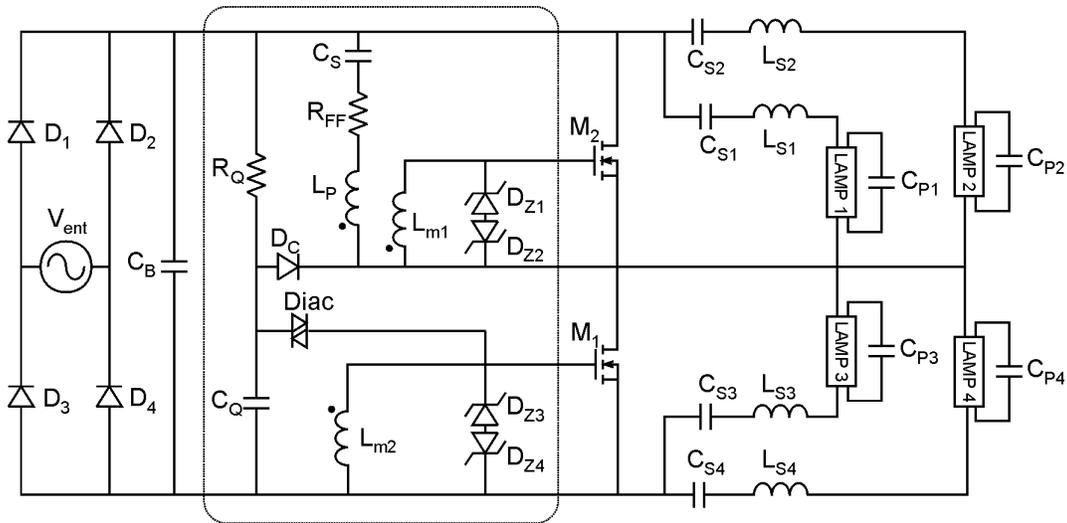


Figura 4.5 – Comando auto-oscilante independente da carga.

#### 4.4.2 Análise Qualitativa do REAOFF

Como citado anteriormente, o projeto do circuito de comando auto-oscilante é baseado em [63]. Portanto, serão apresentados os aspectos mais importantes do mesmo. Em primeiro lugar, deve-se definir seu funcionamento como um sistema de controle, sendo que sua operação depende da realimentação de uma das variáveis de estado do filtro ressonante. Neste caso, é utilizada a corrente no filtro ressonante  $i_L$ .

A análise clássica de sistemas lineares não fornece informações suficientes para o projeto do REAOFF, pois o mesmo possui a descontinuidade devido à troca de estado dos interruptores do circuito. Portanto, o projeto e a análise do REAOFF devem ser realizados utilizando ferramentas que possam ser utilizadas com um sistema de controle não-linear.

Para tanto, o comando auto-oscilante mostrado na Figura 4.5 pode ser representado pelo diagrama de blocos da Figura 4.6. A troca de estado da tensão aplicada no *gate* dos interruptores é representada pela não-linearidade tipo relé (*Hard Limit*), que resulta na tensão  $V_Z(s)$ . O bloco K representa a constante que relaciona a tensão zener  $V_Z(s)$  com a tensão de saída do inversor *half-bridge*  $V_{ab}(s)$ . O bloco  $G_F(s)$  representa a função de transferência da corrente ressonante do filtro LC pela tensão  $V_{ab}(s)$ . A constante  $n$  representa a relação de espiras do transformador auto-oscilante. O bloco  $G_M(s)$  é a função

de transferência entre a corrente magnetizante do transformador auto-oscilante e a tensão zener.

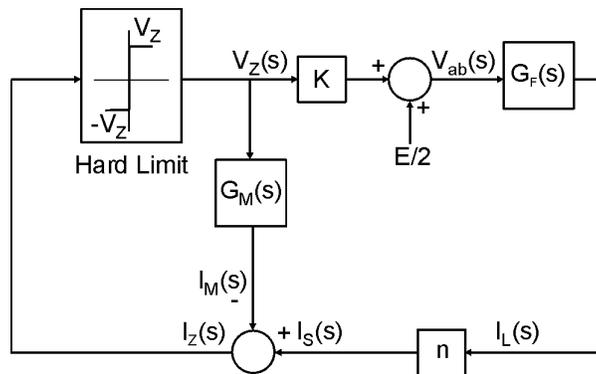


Figura 4.6 – Diagrama de blocos do circuito proposto.

Portanto, o REAOFF apresenta uma parte linear e uma não-linear. O objetivo da análise de tal sistema é verificar a existência e a estabilidade de ciclos limite, pois o funcionamento do REAOFF é baseado na existência destes ciclos, que também são conhecidos como oscilações auto-sustentadas.

#### 4.4.3 A Função Descritiva

Dentre as técnicas utilizadas na literatura para o projeto do comando auto-oscilante [58], [59], [61], [62] e [63], a que foi mais bem sucedida foi utilizando o critério de Nyquist estendido para sistemas não-lineares [64]. No entanto, para poder aplicar este critério, é preciso representar a não-linearidade do circuito por uma função descritiva. E, para utilizar tal método, o sistema deve apresentar as seguintes características:

- Existe somente um componente não-linear e, na existência de dois ou mais, deve-se os representar por uma única função descritiva, ou se considera o elemento não-linear mais significativo;
- O componente não-linear é invariante no tempo;
- Considera-se somente a componente fundamental da não-linearidade, o que é satisfeito devido à característica passa-baixa do filtro de saída;
- A não-linearidade é do tipo ímpar.

O REAOFF possui as características supracitadas, o que permite a utilização da função descritiva e também do critério estendido de Nyquist. Assim, de acordo com [63], a função descritiva da não-linearidade tipo *hard-limit* da tensão zener fica:

$$N = \frac{4.V_Z}{\pi.I_Z} \angle 0^\circ. \quad (4.32)$$

Onde  $V_Z$  é um valor constante determinado na especificação do diodo zener e  $I_Z$  é a amplitude da corrente de polarização definida entre 10 e 100% da potência máxima do diodo zener utilizado, de modo a polarizá-lo corretamente.

Chamando de  $G(s)$  os elementos lineares do REAOFF, pode-se determinar a existência de ciclos limite pela interseção do lugar geométrico de  $G(s)$  com o inverso da função descritiva ( $-1/N$ ) do elemento não-linear. Esta análise é realizada através do critério estendido de Nyquist.

#### **4.4.4 O Critério de Nyquist para Sistemas Lineares**

Antes de apresentar o critério de Nyquist aplicado a sistemas não-lineares, é apresentado o mesmo aplicado a sistemas puramente lineares, o qual é necessário para melhor entendimento de sua extensão. Este critério é bem conhecido na literatura e apresentado com detalhes em [64]. Portanto, é feita uma explanação breve sobre o mesmo e, para não haver confusão com o restante das equações de projeto, é usada como variável complexa genérica para análise e descrição do sistema no domínio da frequência a variável  $p$ .

Considerando o sistema linear da Figura 4.7, a equação característica deste sistema é definida por:

$$\delta(p) = 1 + G(p).H(p). \quad (4.33)$$

Ou seja, supondo que não há perturbação externa no sistema,  $\delta(p) = 0$ , portanto:

$$G(p).H(p) = -1. \quad (4.34)$$

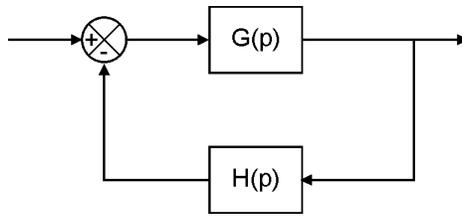


Figura 4.7 – Diagrama de blocos do sistema linear considerado.

Pode-se resumir o critério de Nyquist nos seguintes passos, ilustrados na Figura 4.8, considerando-se  $G(p)H(p)$  qualquer:

1 - Plota-se, no plano  $p$ , o caminho de Nyquist englobando o semiplano direito;

2 - Mapeia-se este caminho em outro plano complexo através de  $G(p)H(p)$ ;

3 - Determina-se  $V$  como o número de voltas deste gráfico, em torno do ponto  $(-1,0)$ ;

4 - Avalia-se  $Z$ , o número de zeros da função  $\delta(p)$  no semiplano direito  $p$ , por  $Z = V + I$ , onde  $I$  é o número de pólos instáveis de  $\delta(p)$ . Assim,  $I$  é o número de pólos instáveis do sistema em malha fechada.

Assim, se o sistema apresenta pólos instáveis, trata-se de um sistema instável.

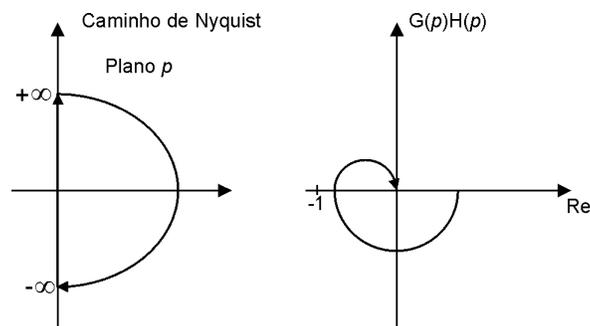


Figura 4.8 – Análise de estabilidade pelo critério de Nyquist.

Uma simples extensão formal no critério de Nyquist pode ser obtida pela adição de uma constante no caminho direto, como mostra a Figura 4.9. Esta modificação é importante na interpretação da análise de estabilidade de ciclos limite usando o método de função descritiva. A função de transferência de malha fechada torna-se:

$$\delta(p) = 1 + K.G(p).H(p). \quad (4.35)$$

Ou seja, considerando-se o sistema sem perturbação externa:

$$G(p).H(p) = -1/K. \quad (4.36)$$

Neste caso, a análise aplicada anteriormente ao ponto (-1,0) passa a ser aplicada ao ponto (-1/K,0).

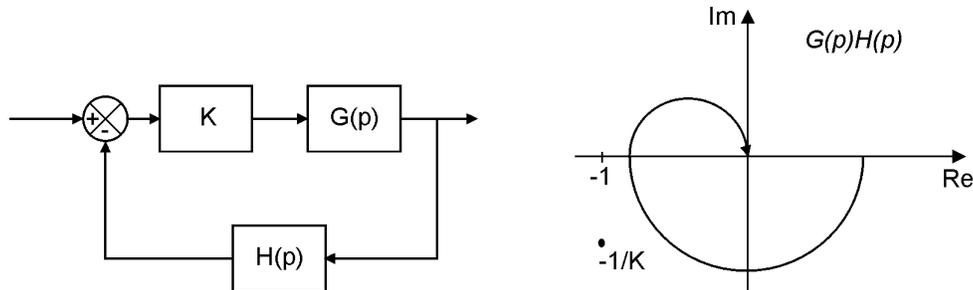


Figura 4.9 – Extensão do critério de Nyquist a uma constante K.

#### 4.4.5 O Critério de Nyquist Estendido para Sistemas Não-Lineares

A extensão do critério de Nyquist utiliza a função descritiva da não-linearidade do REAOFF para avaliar a existência de ciclos limite, assim como para analisar a estabilidade do mesmo. Assim, da mesma forma que no item anterior, pode-se verificar a existência de um ciclo limite por

$$G(j\omega)H(j\omega) = -1/N. \quad (4.37)$$

Se a igualdade acima é satisfeita, então a saída pode exibir um ciclo limite. E, a posição relativa dos lugares geométricos de  $-1/N$  e de  $G(j\omega)H(j\omega)$  fornece as informações da estabilidade. Esta análise é obtida da análise da Figura 4.10, onde é plotado  $-1/N$  e  $G(j\omega)H(j\omega)$ , onde P é um ponto que representa uma possível oscilação auto-sustentada.

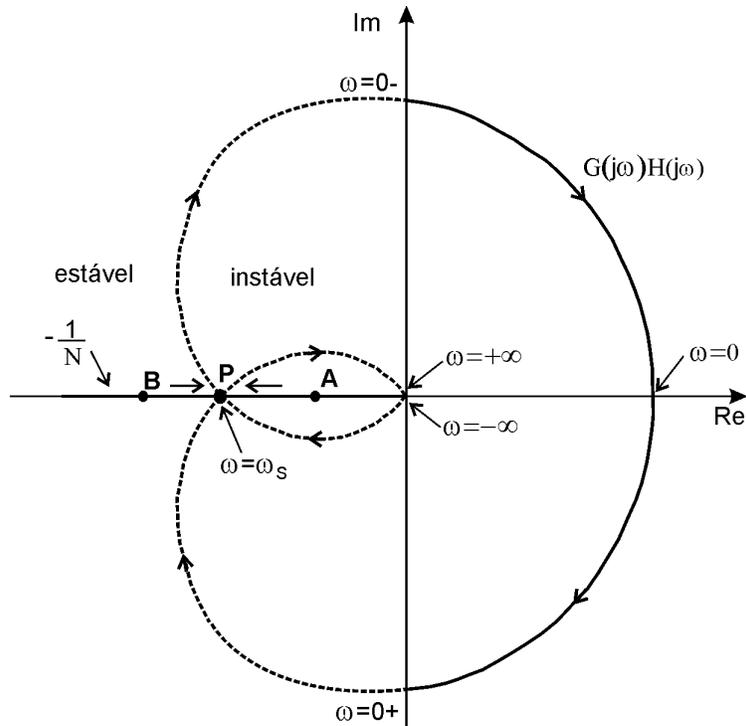


Figura 4.10 – Critério de Nyquist estendido aplicado ao REAOFF.

A análise da estabilidade do ciclo limite é semelhante à análise pelo critério de Nyquist convencional. Ou seja, em primeiro lugar se assume que o ponto P se desloca para A, nota-se que este passa a ser envolvido por  $G(j\omega)H(j\omega)$  e corta  $-1/N$  duas vezes no sentido horário. Por se tratar de uma região instável, a amplitude de A tende a aumentar, retornando ao ponto P. Por outro lado, se houver um distúrbio em P que o leve a B, o qual não é envolvido por  $G(j\omega)$ , resultando em um comportamento estável e tendendo novamente ao ponto P. Portanto, segundo o critério estendido de Nyquist, o Ponto P representa uma possível oscilação auto-sustentada e as condições de equilíbrio do mesmo são satisfeitas. Além do mais, através da solução de (4.37) é possível determinar os parâmetros adequados do REAOFF.

#### 4.4.6 O Cálculo de $L_m$

A frequência de operação do comando auto-oscilante, de acordo com [63], depende da indutância magnetizante do transformador auto-oscilante. Este valor de indutância é calculado a partir da análise do REAOFF como um

sistema de controle, utilizando função descritiva e o critério estendido de Nyquist. Para tanto, observa-se o gráfico da Figura 4.10. O ponto que representa um ciclo limite, ou seja, a frequência de operação do comando auto-oscilante, é um ponto de interseção da função de transferência da parte linear do REAOFF com a função descritiva da não-linearidade, ambas com parte imaginária igual a zero.

Para definir a função de transferência da parte linear do REAOFF, utiliza-se o diagrama de blocos mostrado na Figura 4.6. De onde pode ser definido que:

$$G(s) = K.G_F(s).n - G_M(s). \quad (4.38)$$

Assim, pode-se redesenhar o diagrama de blocos como mostrado na Figura 4.11. A equação característica deste sistema é:

$$1 + N.G(s) = 0. \quad (4.39)$$

Que, manipulada, fica:

$$G(s) = -1 / N. \quad (4.40)$$

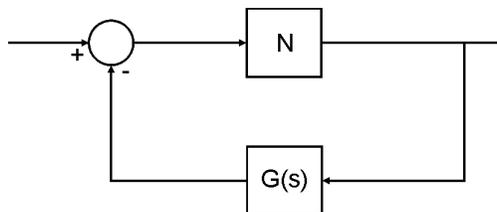


Figura 4.11 – Diagrama de blocos do REAOFF simplificado.

Como a função descritiva não apresenta defasagem angular, ou seja, não possui parte imaginária, é possível se definir o ponto de auto-oscilação do sistema, igualando-se a parte imaginária de  $G(s)$  à zero. Para tanto, determina-se a parte imaginária de cada parcela de (4.38), separadamente.

Em primeiro lugar, é definida a parte imaginária de  $G_F(s)$ . Por definição,  $G_F(s)$  relaciona a tensão aplicada ao filtro LC ressonante com a corrente do mesmo, ou seja, é a admitância do filtro. Em (4.9) é calculada a impedância de entrada do filtro LCC ressonante. Portanto, para definir a admitância do filtro LC basta apenas igualar a variável  $C_p$  a zero e fazer o inverso do resultado. Deste modo,

$$\text{Im}(G_F(j\omega)) = -\frac{\omega.C_S.(\omega^2.L_S.C_S - 1)}{(\omega^2.L_S.C_S - 1)^2 + \omega^2.R_{FF}^2.C_S^2}. \quad (4.41)$$

Substituindo  $s=j\omega$  na expressão da indutância magnetizante, obtém-se a função de transferência da mesma:

$$G_M(j\omega) = \frac{1}{L_m \cdot j\omega}. \quad (4.42)$$

A qual, depois de racionalizada, possui a seguinte parcela imaginária:

$$\text{Im}(G_M(j\omega)) = -\frac{1}{L_m \cdot \omega}. \quad (4.43)$$

Assim, substituindo  $s=j\omega$  em (4.38) chega-se à expressão:

$$G(j\omega) = K.G_F(j\omega).n - G_M(j\omega). \quad (4.44)$$

Igualando-se a parte imaginária de  $G(j\omega)$  à zero, tem-se:

$$K.\text{Im}(G_F(j\omega)).n - \text{Im}(G_M(j\omega)) = 0. \quad (4.45)$$

Deste modo, substituindo (4.41) e (4.43) em (4.45), pode-se isolar o valor de  $L_m$ , chegando à seguinte expressão:

$$L_m = \frac{1}{K.n.\omega.2} \left( \frac{(\omega^2.L_S.C_S - 1)^2 + \omega^2.R_{FF}^2.C_S^2}{\omega.C_S.(\omega^2.L_S.C_S - 1)} \right). \quad (4.46)$$

Onde  $K$  é a relação entre a tensão zener e a tensão aplicada ao filtro ressonante e  $n$  é a relação de espiras do transformador auto-oscilante, a qual deve ser calculada de modo a fornecer corrente de polarização suficiente aos diodos zener do comando. Convém ressaltar que, devido ao fato de o transformador possuir dois secundários, a relação de espiras deve ser calculada de modo que,

$$n = 2 \cdot \frac{i_S}{i_P}. \quad (4.47)$$

Onde  $i_S$  é a corrente exigida pelo diodo zener e  $i_P$  é a corrente que circula no primário do transformador auto-oscilante. Então, esta variável

confere um certo grau de liberdade ao projeto de  $L_m$ . Pois, para polarizar um diodo zener, tem-se que fornecer entre 10 e 100% de sua corrente máxima.

#### 4.5 Procedimento de Cálculo e Resultados Experimentais

De modo a validar o comando proposto, apresenta-se um exemplo de projeto e os resultados experimentais relativos ao mesmo. E, além disso, é apresentado o procedimento de projeto detalhado.

Escolhendo como valor de frequência de operação o valor de 35 kHz, em primeiro lugar é definido o ângulo de defasagem do filtro LC série. Que, segundo [60], pode ser calculado por:

$$\phi = -\arctan\left(\sqrt{\frac{V_{ac}^2}{P_R \cdot R_{FF}} - 1}\right). \quad (4.48)$$

Onde  $V_{ac}$  é a tensão aplicada ao filtro,  $P_R$  é a potência estimada a ser dissipada no resistor (2 W) e  $R_{FF}$  é o valor estimado para o resistor (25 k $\Omega$ ). Assim,  $\Phi = -10^\circ$ .

Deste modo, para calcular o filtro LC, estima-se para  $C_S$  o valor de 15 nF. E, igualando o valor de  $C_P$  a zero, pode-se calcular  $L_S$  a partir de (4.31). Assim,  $L_S = 20$  mH.

Depois, calcula-se o valor da corrente eficaz no primário do transformador auto-oscilante  $i_P$ , por:

$$i_P = \sqrt{\frac{P_R}{R}} \approx 9\text{mA}. \quad (4.49)$$

Então é definida a corrente necessária no secundário do transformador, ou seja, a corrente necessária para polarizar os diodos zener  $i_Z$ . Para tanto, divide-se a potência do diodo zener (0,25 W) pela sua tensão de operação (12 V), chegando-se ao valor de, aproximadamente, 20 mA.

Como há dois enrolamentos secundários no transformador, a relação de transformação do comando deve ter o seguinte valor:

$$n = 2 \cdot \frac{i_Z}{i_P} \approx 4. \quad (4.50)$$

Assim, tem-se a primeira aproximação para a indutância magnetizante, que fica em torno de 2 mH. A partir daí é montado o protótipo mostrado na Figura 4.5, para verificar o funcionamento do circuito proposto.

#### 4.5.1 Resultados Experimentais

Para comprovar o funcionamento do circuito de comando foi montado um reator convencional sem correção do FP, utilizando o arranjo de lâmpadas selecionado no capítulo 2 desta dissertação. O filtro de saída das lâmpadas foi calculado de acordo com o procedimento apresentado no item 4.3, o que leva aos seguintes valores:  $L_S = 2,2$  mH,  $C_S = 150$  nF e  $C_P = 10$  nF.

Quanto aos valores dos componentes do circuito de comando, devido às simplificações propostas, houve uma pequena diferença entre os valores calculados e os utilizados no protótipo. Utilizando uma relação de transformação de 4,  $L_S = 16$  mH e  $L_{m1} = L_{m2} = 1$  mH.

Deste modo, são apresentados os resultados experimentais a seguir. Estes resultados são apresentados para o reator alimentando 1 e 4 lâmpadas, o que já é suficiente para analisar o funcionamento do circuito proposto. Na Figura 4.12 é mostrada a tensão aplicada no comando dos interruptores, na Figura 4.13 são mostradas a tensão e corrente nos interruptores, comprovando o funcionamento ZVS do circuito e na Figura 4.14 é mostrada a forma de onda da corrente no resistor  $R_{FF}$ .

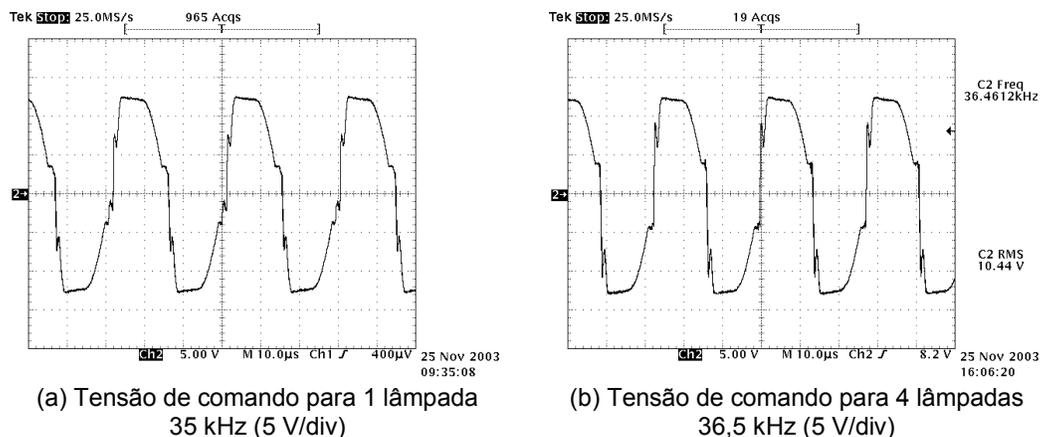
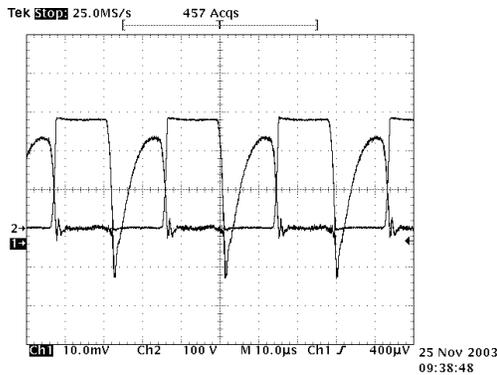
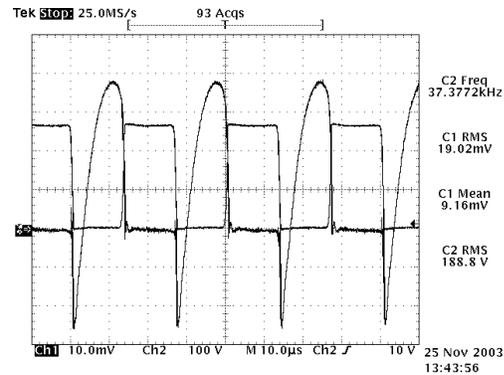


Figura 4.12 – Tensão de comando.

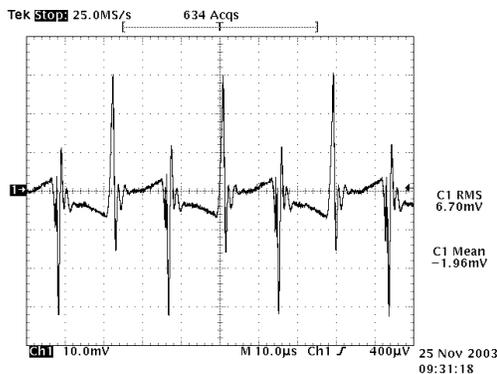


(a) Tensão e corrente nos interruptores para 1 lâmpada (100 V/div; 500 mA/div)

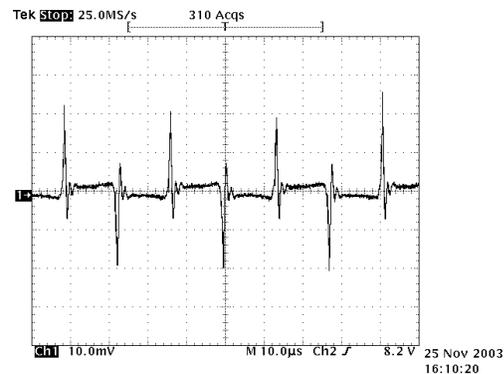


(b) Tensão e corrente nos interruptores para 4 lâmpadas (100 V/div; 500 mA/div)

Figura 4.13 – Tensão e corrente nos interruptores.



(a) Corrente em  $R_{FF}$  para 1 lâmpada (20 mA/div)



(a) Corrente em  $R_{FF}$  para 4 lâmpadas (50 mA/div)

Figura 4.14 – Corrente no resistor  $R_{FF}$ .

A potência total dissipada em  $R_{FF}$  para o caso de o reator alimentando 1 lâmpada foi de 0,2 W e para 4 lâmpadas de 0,4 W.

## 4.6 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado um circuito de comando inédito na literatura, sendo constituído de uma modificação do comando auto-oscilante tradicional, de modo a poder alimentar 4 lâmpadas independentes sem modificação na frequência de operação do mesmo, nem a adição de um sistema de controle externo. Além disso, foi feita uma análise do comando auto-oscilante como um sistema de controle, sendo desenvolvido um procedimento de projeto para o mesmo.

O circuito proposto apresentou ótimos resultados quanto ao seu desempenho e também quanto ao seu rendimento, pois a potência dissipada no resistor do comando é praticamente desprezível, de cerca de 0,3 W. Outro fator positivo deste circuito proposto é uma característica inerente ao circuito auto-oscilante, ou seja, não necessita de fonte auxiliar nem circuitos integrados para seu funcionamento, o que garante um baixo custo ao mesmo.

Os resultados experimentais foram apresentados de modo a validar o procedimento de projeto desenvolvido. Notou-se que a frequência de comutação do conversor permaneceu praticamente constante com a variação da carga. Ou seja, o circuito proposto atingiu seu propósito.

## CAPÍTULO 5

# REATOR ELETRÔNICO

## PROPOSTO

---

### 5.1 Objetivo

O objetivo deste capítulo é o de reunir os tópicos estudados nos capítulos anteriores, de modo a confeccionar um reator eletrônico com correção passiva do fator de potência, para alimentar quatro lâmpadas independentes. Este reator deve atender a norma IEC 61000-3-2, no que diz respeito à distorção harmônica da corrente de entrada, e o fator de crista da corrente nas lâmpadas não deve ultrapassar o valor pré-estabelecido por norma, de 1,7. No decorrer do capítulo serão apresentados: o procedimento completo de projeto, as modificações em relação ao projeto teórico desenvolvido nos capítulos anteriores, o diagrama completo do circuito desenvolvido, os valores dos componentes utilizados e os resultados experimentais do protótipo.

### 5.2 Projeto do Circuito de Comando

O projeto do circuito de comando, como mostrado anteriormente, é independente dos demais componentes do circuito. Sendo assim, pode-se projetá-lo como ponto de partida para o projeto do reator.

Os valores dos componentes do circuito foram definidos como no procedimento de cálculo mostrado no item 4.5 do capítulo anterior. No entanto, devido à ondulação de tensão no barramento, característica da utilização do filtro *valley-fill*, há uma diminuição no valor eficaz da tensão  $V_{ac}$  (cerca de 0,85 da tensão de pico da rede), a qual é um dos parâmetros para equacionamento do circuito de comando. Assim, definem-se os valores dos componentes do

circuito de comando, de acordo com o procedimento apresentado no item 4.5, os quais são listados abaixo, de acordo com a Figura 4.5:

- $f_s = 40 \text{ kHz}$ ;
- $R_{FF} = 18 \text{ k}\Omega$ ;
- $C_S = 15 \text{ nF}$ ;
- $L_m = 1 \text{ mH}$ ;
- $n = 4$ ;
- $L_P = 16 \text{ mH}$ ;
- Diodos zener ( $D_{Z1}$ ,  $D_{Z2}$ ,  $D_{Z3}$  e  $D_{Z4}$ ) de  $12 \text{ V} / 0,25 \text{ W}$ ;
- Diodo DC 1N4007;
- Diac DB3;
- $R_Q = 220 \text{ k}\Omega$ ;
- $C_Q = 100 \text{ nF}$ .

### **5.3 Projeto dos Filtros de Saída**

Neste item é apresentado o cálculo dos filtros de saída para as lâmpadas, de acordo com o projeto desenvolvido no item 4.3 do capítulo anterior. No entanto, o projeto pode ser simplificado devido ao fato de que a tensão, aplicada ao filtro de saída, é simétrica. Deste modo, pode-se eliminar o capacitor série  $C_S$  dos filtros de saída e, no procedimento de projeto, zera-se seu valor para o cálculo de  $C_P$  e  $L_S$ . Isto garante uma boa economia de componentes.

Assim, utilizando como parâmetros de cálculo: a frequência de operação de  $40 \text{ kHz}$ , o modelo da lâmpada, potência de  $32 \text{ W}$  e  $C_S = 0$ ; determina-se os valores dos componentes do filtro de acordo com o procedimento desenvolvido no capítulo anterior. O que resulta nos seguintes valores:

- $C_P = 8,2 \text{ nF}$ ;
- $L_S = 1,6 \text{ mH}$ .

## **5.4 Circuito para Correção do Fator de Potência**

Os valores dos componentes do circuito de correção do fator de potência utilizados são definidos abaixo, com algumas modificações em relação ao apresentado no capítulo 3. O capacitor  $C_{f3}$  foi substituído por um curto-circuito, de modo a se atingir o valor máximo no patamar da tensão de barramento.

Foi verificado que há uma interação entre a ação dos capacitores  $C_{P1}$  e  $C_{P2}$ , com a correção do fator de crista do circuito. Ou seja, com valores de capacitância muito altos, a correção do fator de crista não funciona. Sendo assim, foi verificado experimentalmente quais valores seriam mais adequados ao funcionamento do circuito, onde se atendesse a norma tanto no que diz respeito ao fator de crista da corrente nas lâmpadas, quanto à distorção harmônica da corrente de entrada.

Deste modo, define-se os valores dos componentes do circuito de correção do fator de potência abaixo:

- $D_5 - D_6$ : 1N4007;
- $D_7 - D_{10}$ : UF4007;
- $C_{P1} = C_{P2} = 15 \text{ nF}$ ;
- $C_r = 68 \text{ nF}$ ;
- $C_{f1} = C_{f2} = 100 \text{ } \mu\text{F}$ .

## **5.5 Reator Proposto**

Neste item é apresentado o diagrama completo do reator proposto, reunindo: o circuito de correção do FP, comando auto-oscilante com a frequência de comutação independente da carga e arranjo independente de lâmpadas. O circuito completo é mostrado na Figura 5.1.

Deste circuito serão realizadas as aquisições experimentais, de modo a validar a idéia proposta.

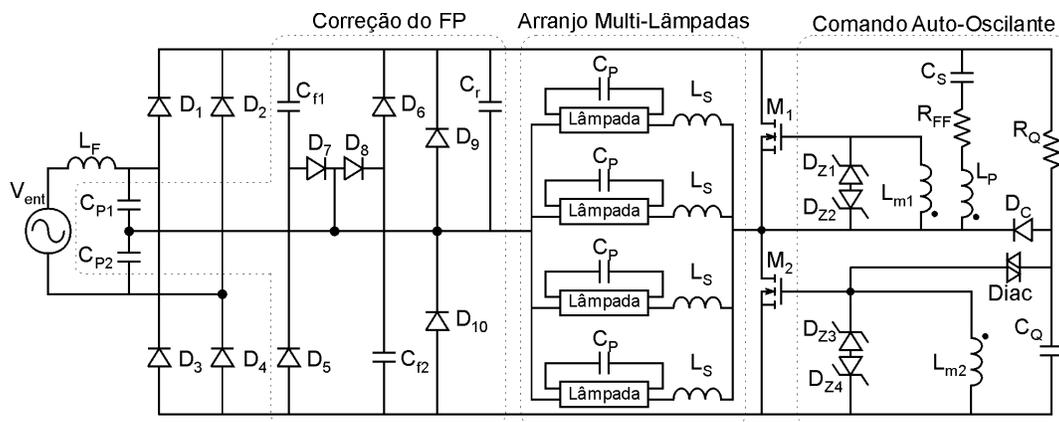


Figura 5.1 – Diagrama completo do reator proposto.

Apresentado o circuito completo do reator proposto, pode-se fazer a listagem completa dos componentes do circuito:

- $C_{f1} = C_{f2} = 100 \mu\text{F} / 200 \text{ V}$ , eletrolítico;
- $C_p = 8,2 \text{ nF} / 600 \text{ V}$ , polipropileno;
- $C_{p1} = C_{p2} = 15 \text{ nF} / 630 \text{ V}$ , polipropileno;
- $C_Q = 100 \text{ nF} / 100 \text{ V}$ , polipropileno;
- $C_r = 82 \text{ nF} / 200 \text{ V}$ , polipropileno;
- $C_s = 15 \text{ nF} / 630 \text{ V}$ ; polipropileno;
- $D_1 - D_6$ : 1N4007;
- $D_7 - D_{10}$  e  $D_C$ : UF4007;
- Diac DB3;
- $D_{z1} - D_{z4}$ : diodo zener de 12 V / 0,25 W, C12ST;
- Lâmpada: OSRAM FO 32W / 841;
- $L_F = 4 \text{ mH}$ , em núcleo de ferrite EE25/6, material IP12;
- $L_p - L_{m1} - L_{m2}$ , transformador 200 / 50 / 50 voltas em núcleo de ferrite EE25/6, material IP12;
- $L_s = 1,6 \text{ mH}$ , em núcleo de ferrite EE25/6, material IP12;
- $M_1 - M_2$ : Mosfet IRF 740;
- $R_{FF} = 18 \text{ k}\Omega / 0,5 \text{ W}$ ;
- $R_Q = 220 \text{ k}\Omega / 0,25 \text{ W}$ .

## 5.6 Resultados Experimentais

Neste item são apresentados os resultados experimentais do circuito proposto, de modo a validar seu projeto teórico. As formas de onda mais relevantes são mostradas nas figuras abaixo. Todas as formas de onda são apresentadas para o reator alimentando de 1 a 4 lâmpadas.

Na Figura 5.2 são apresentadas a tensão e a corrente de entrada do reator, para comprovar o princípio de correção do fator de potência. Posteriormente, será apresentado o resultado da distorção harmônica da corrente de entrada, em forma de tabela.

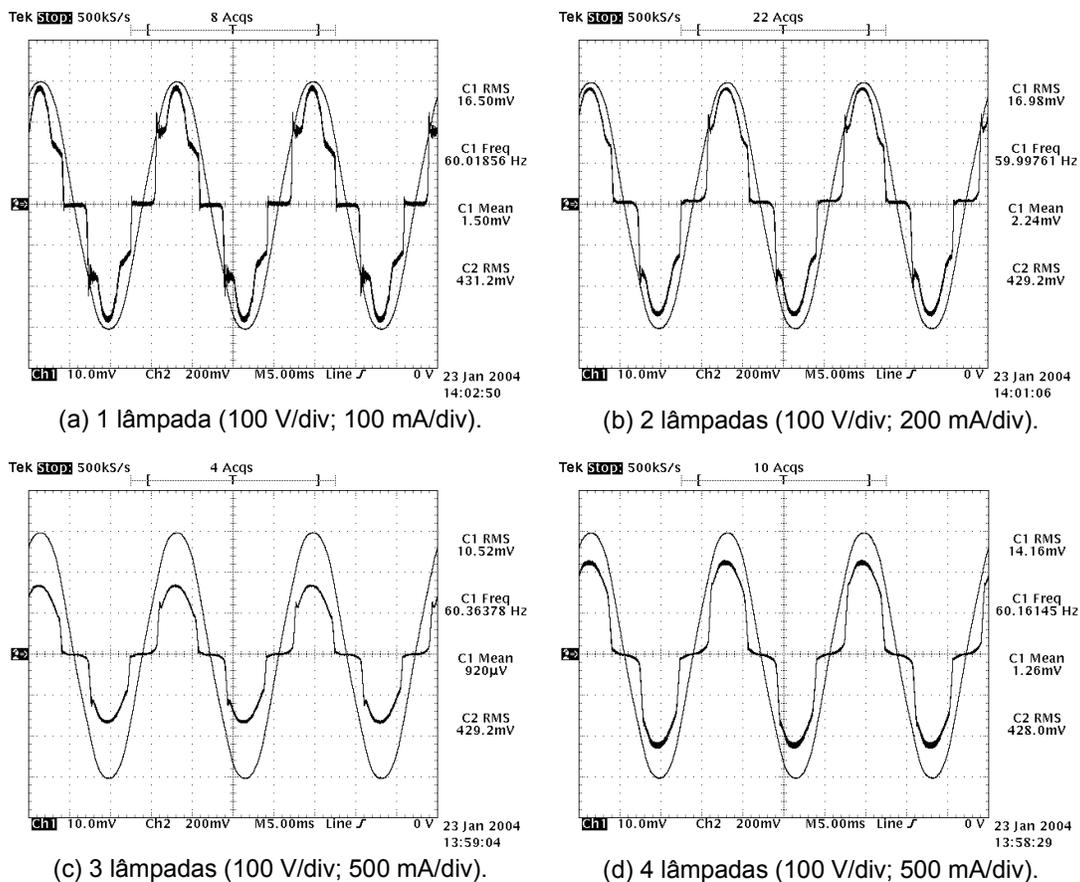


Figura 5.2 – Tensão e corrente de entrada (5 ms/div).

Na Figura 5.3 são apresentadas as envoltórias de tensão e corrente na lâmpada, de modo a demonstrar o princípio de correção do fator de crista da corrente nas lâmpadas. Estas formas de onda são de uma das lâmpadas do

arranjo, para o reator alimentando um diferente número de lâmpadas. Isto pode ser feito devido ao fato de, para as demais lâmpadas, as formas de onda serem praticamente idênticas. A forma de onda do canal 1 é a corrente, e a do 2 é a tensão.

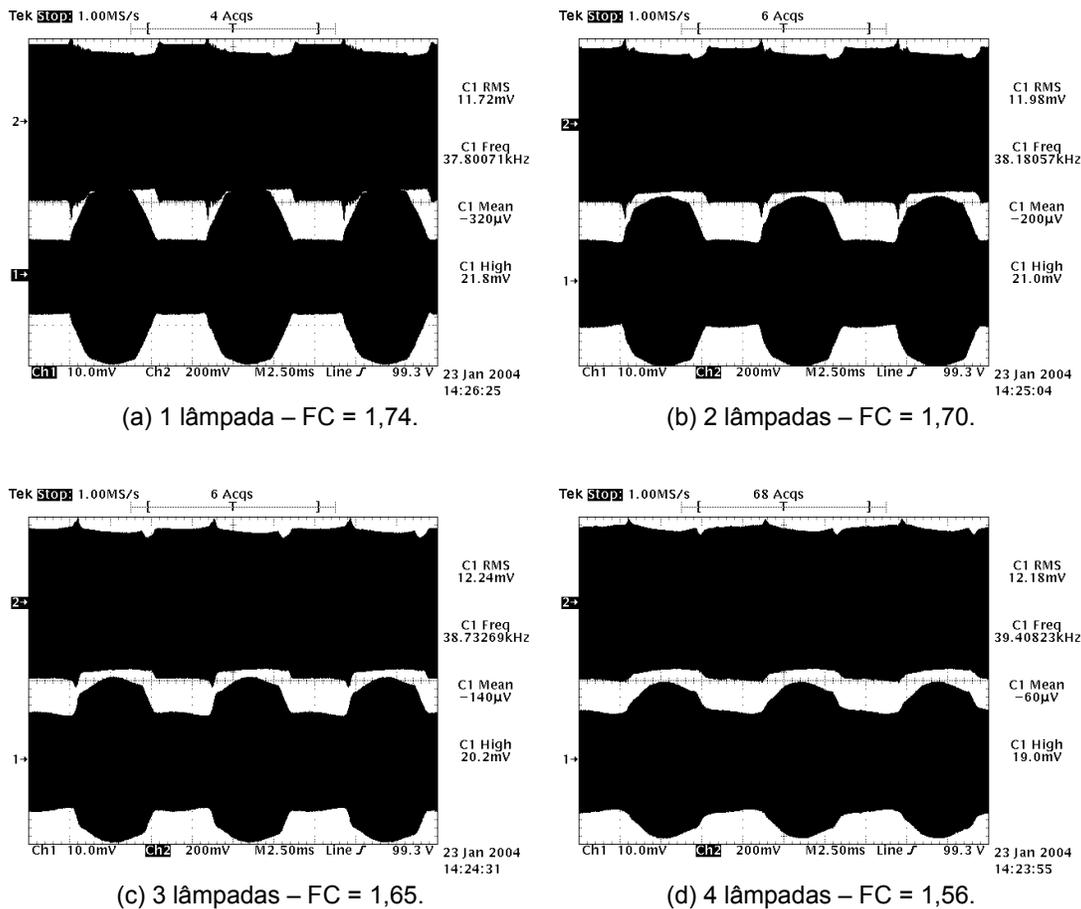
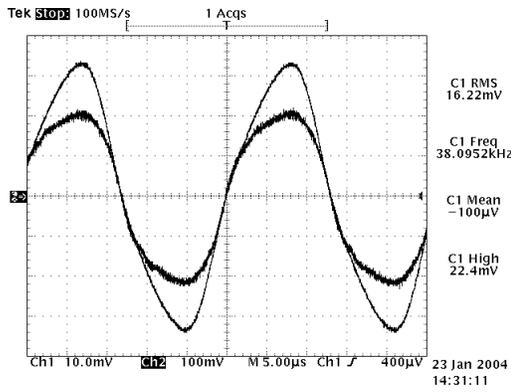


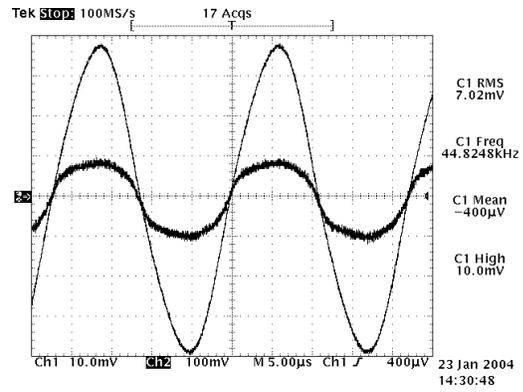
Figura 5.3 – Envoltória de tensão e corrente na lâmpada (100 V/div; 200 mA/div; 2,5 ms/div).

As mesmas formas de onda da figura anterior são apresentadas em alta frequência na Figura 5.4. Esta figura comprova o formato senoidal da corrente e da tensão na lâmpada, tanto para a região direta como para a região de vale. A forma de onda de maior amplitude é a tensão na lâmpada, e vice-versa.

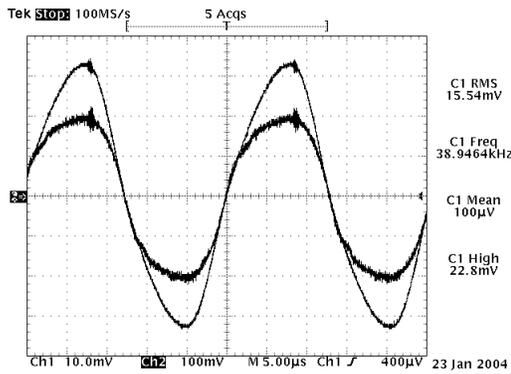
A Figura 5.5 mostra o princípio da correção do FC. No canal 2 é mostrada a tensão no barramento, e no canal 1 a envoltória da corrente na lâmpada. O que comprova que na região direta o circuito atua, aumentando a tensão de barramento, assegurando um valor de FC dentro das normas.



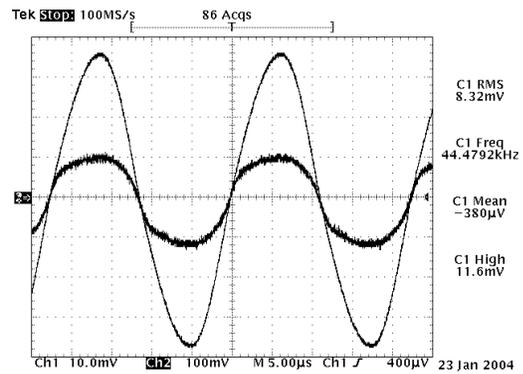
(a) 1 lâmpada – região direta.



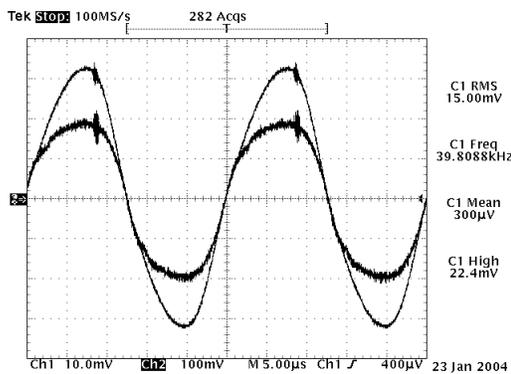
(b) 1 lâmpada – região de vale.



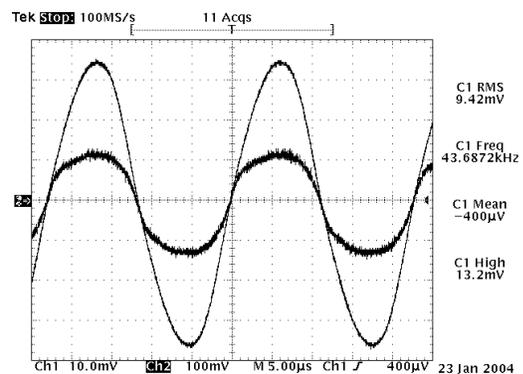
(c) 2 lâmpadas – região direta.



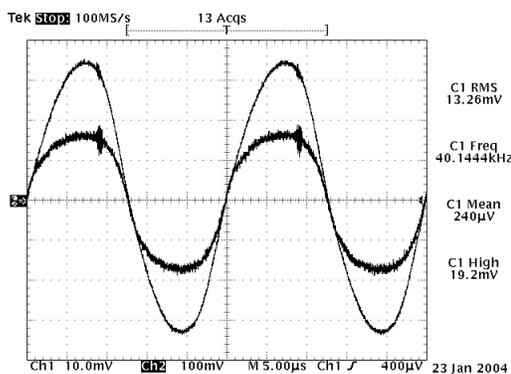
(d) 2 lâmpadas – região de vale.



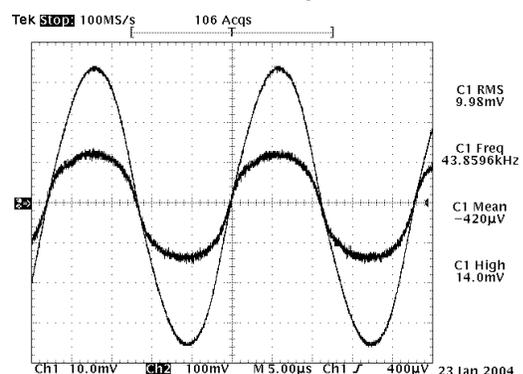
(e) 3 lâmpadas – região direta.



(f) 3 lâmpadas – região de vale.

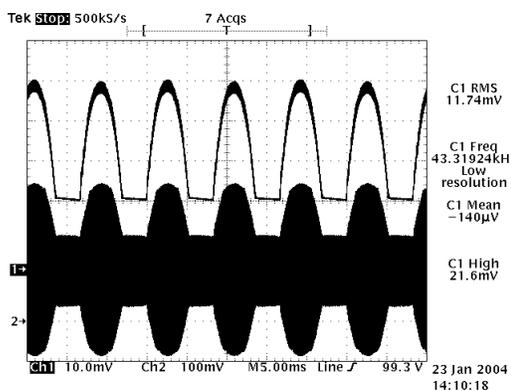


(g) 4 lâmpadas – região direta.

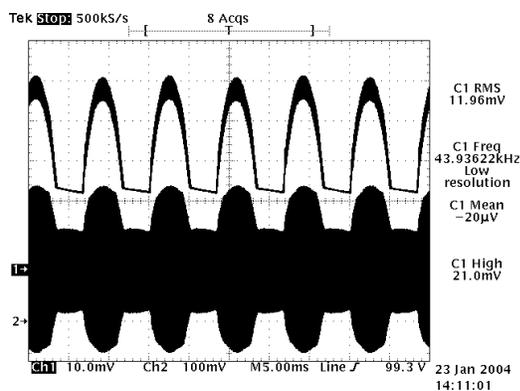


(h) 4 lâmpadas – região de vale.

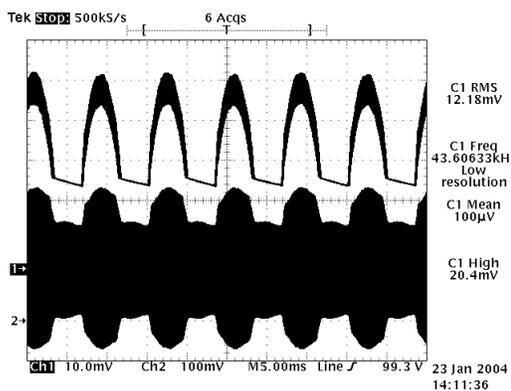
Figura 5.4 – Tensão e corrente na lâmpada em alta frequência (50 V/div; 200 mA/div; 5  $\mu$ s/div).



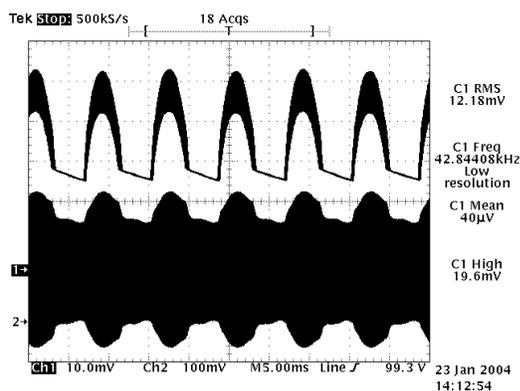
(a) 1 lâmpada.



(b) 2 lâmpadas.



(c) 3 lâmpadas.



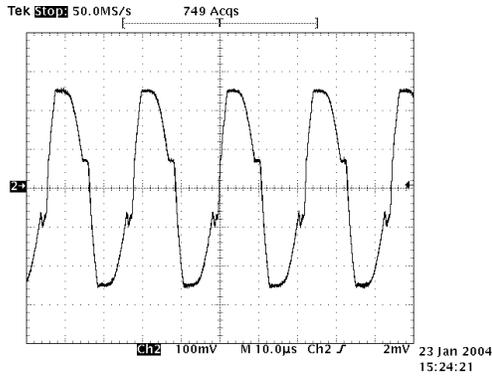
(d) 4 lâmpadas.

Figura 5.5 – Tensão no barramento e corrente na lâmpada (50 V/div; 200 mA/div; 5 ms/div).

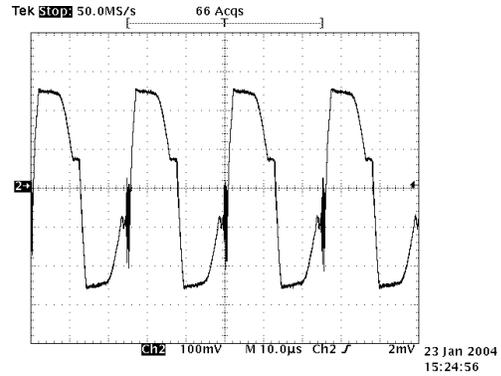
A forma de onda da tensão aplicada ao comando dos interruptores é mostrada na Figura 5.6. Da mesma forma, as formas de onda são apresentadas em um dos interruptores, para todas as condições de carga do circuito.

Na Figura 5.7 são apresentadas a tensão e a corrente em uma das lâmpadas do arranjo no momento de sua ignição. Estas formas de onda comprovam a ignição das lâmpadas para todas as condições de carga do circuito.

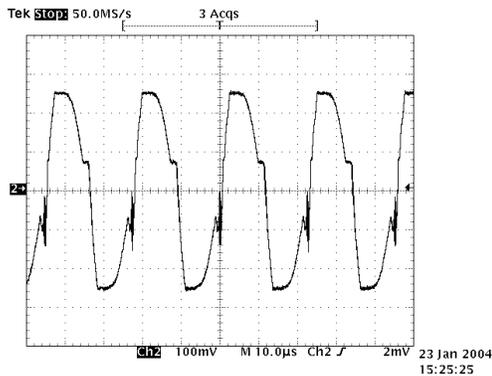
A Figura 5.8 mostra a tensão e corrente em um dos interruptores do reator para a região direta e de vale. Estas formas de onda ilustram a comutação suave (ZVS) nos reatores, para todas as condições de carga.



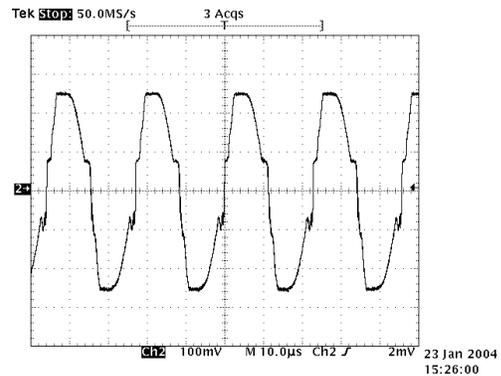
(a) 1 lâmpada (40,5 kHz).



(b) 2 lâmpadas (40,8 kHz).

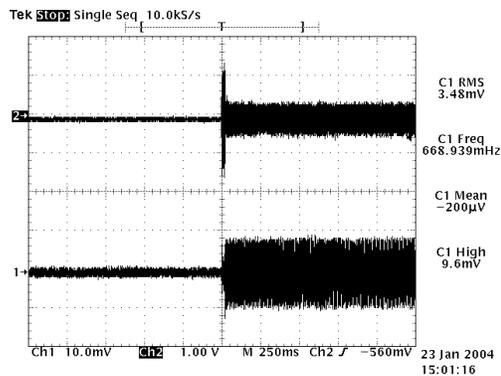


(c) 3 lâmpadas (41,3 kHz).

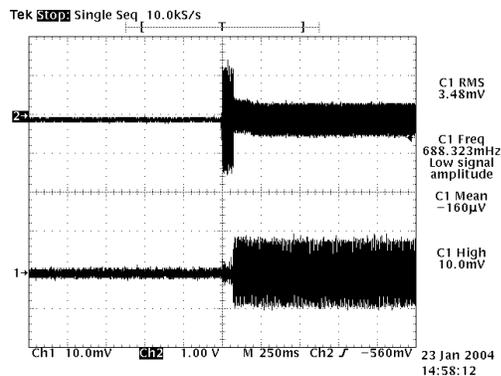


(d) 4 lâmpadas (41,7 kHz).

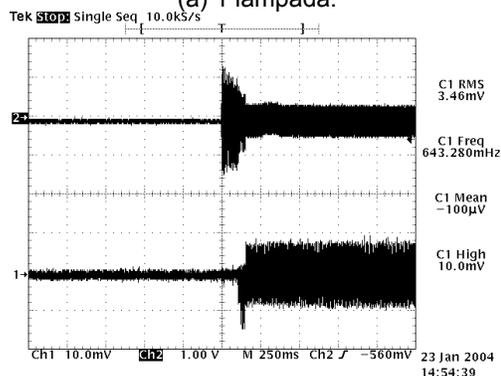
Figura 5.6 – Tensão no comando (5 V/div; 10 μs/div).



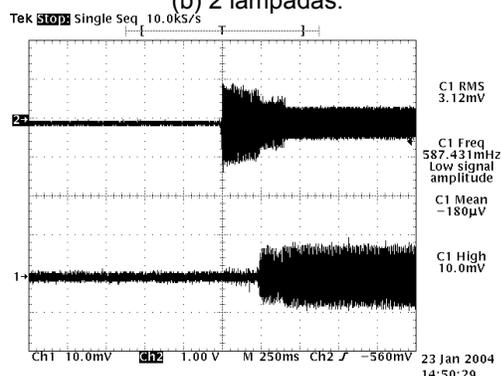
(a) 1 lâmpada.



(b) 2 lâmpadas.

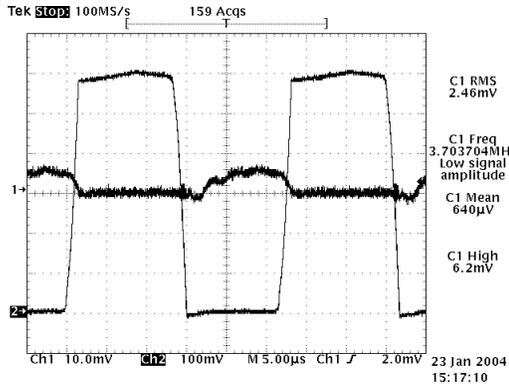


(c) 3 lâmpadas.

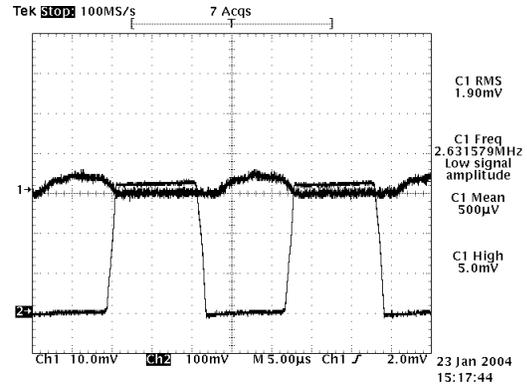


(d) 4 lâmpadas.

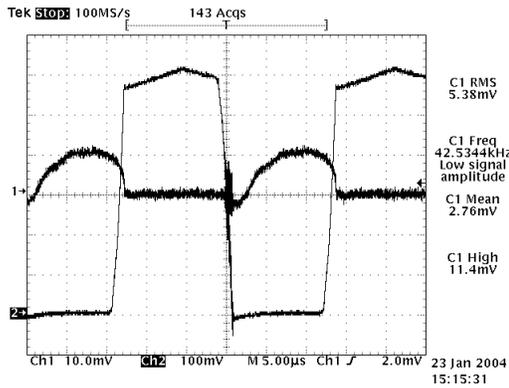
Figura 5.7 – Tensão de partida da lâmpada (500 V/div; 500 mA/div; 250 ms/div).



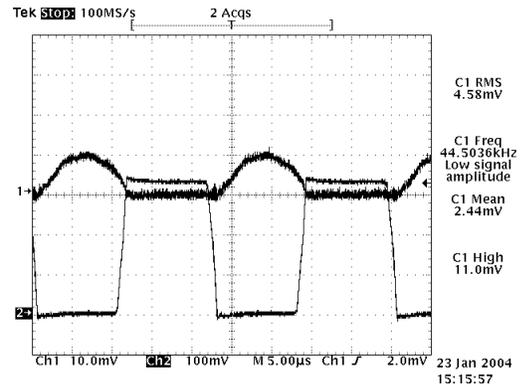
(a) 1 lâmpada (região direta).



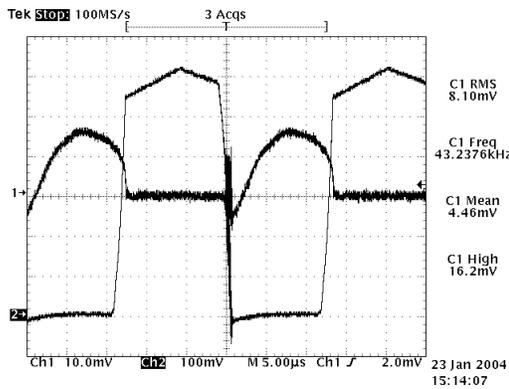
(b) 1 lâmpada (região de vale).



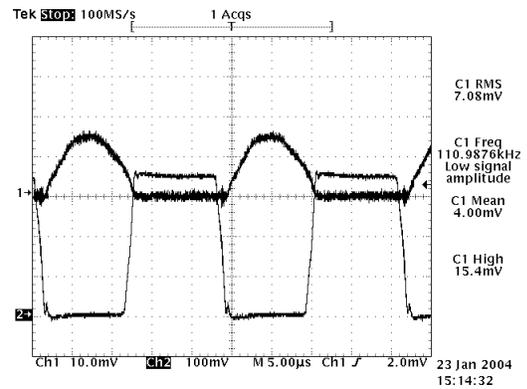
(c) 2 lâmpadas (região direta).



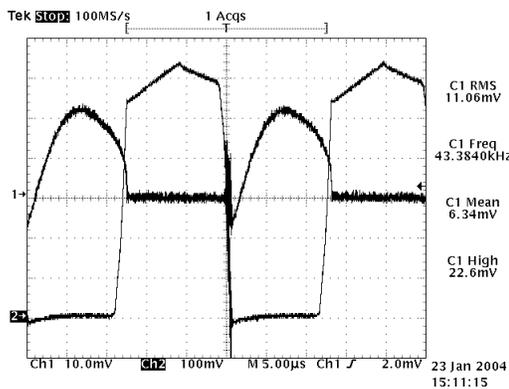
(d) 2 lâmpadas (região de vale).



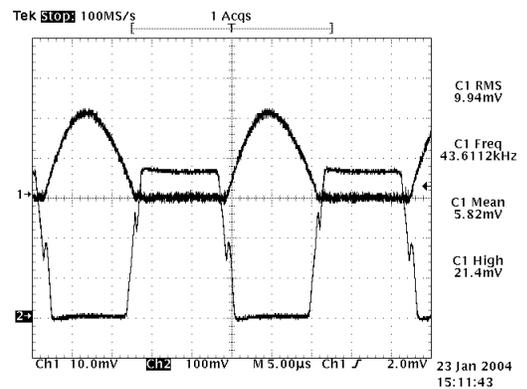
(e) 3 lâmpadas (região direta).



(f) 3 lâmpadas (região de vale).



(g) 4 lâmpadas (região direta).



(h) 4 lâmpadas (região de vale).

Figura 5.8 – Tensão e corrente em um dos interruptores (50 V/div; 1 A/div; 5 µs/div).

Os resultados experimentais são apresentados na Tabela 5.1. Nesta tabela são apresentados os resultados para o reator alimentando de 1 a 4 lâmpadas. Os resultados apresentados são os seguintes: fator de potência (FP), fator de crista (FC), potência de entrada ( $P_{ent}$ ), potência de saída ( $P_{saída}$ ), rendimento do reator ( $\eta$ ) e a perda ôhmica no resistor do comando  $R_{FF}$  ( $P_{com}$ ).

Tabela 5.1 – Resultados experimentais.

	1 lâmpada	2 lâmpadas	3 lâmpadas	4 lâmpadas
FP	0,953	0,955	0,953	0,947
FC	1,75	1,70	1,65	1,56
$P_{ent}$ (W)	36,4	68	102,9	137,7
$P_{saída}$ (W)	32	63,4	95,1	126,9
$\eta$ (%)	87,91	93,23	92,41	92,15
$P_{com}$ (W)	0,35	0,34	0,36	0,36

O conteúdo das harmônicas ímpares da corrente de entrada, para o reator alimentando de 1 a 4 lâmpadas, é apresentado até a 39ª harmônica na Tabela 5.2.

Tabela 5.2 – Conteúdo harmônico da corrente de entrada (% em relação à fundamental).

	1 lâmpada	2 lâmpadas	3 lâmpadas	4 lâmpadas
3ª harmônica	27,2	26	27,1	27,3
5ª harmônica	11,3	10	9,5	9,7
7ª harmônica	4,2	4,7	6,3	4,7
9ª harmônica	6,2	3,8	5	3,4
11ª - 39ª harmônica	< 3	< 3	< 3	< 3

## **5.7 Conclusão**

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais do reator proposto, de modo a validar seu projeto teórico. O reator apresentou ótimos resultados com relação ao fator de crista da corrente na lâmpada. No entanto, este valor ficou um pouco acima da norma para o reator alimentando uma lâmpada (1,75). O que não é preocupante, pois este reator é destinado a alimentar quatro lâmpadas. Ou seja, o reator alimentando apenas uma lâmpada é uma condição de carga atípica.

Quanto à distorção harmônica da corrente de entrada, o reator atendeu os limites da IEC 61000-3-2 alimentando 2 lâmpadas ou mais. Isto é aceitável, uma vez que a norma brasileira exige que o reator possua correção do fator de potência quando alimente uma carga superior a 60 W.

O circuito de comando desenvolvido se mostrou bastante confiável, pois não utiliza circuitos integrados. E, ainda, consome uma potência ínfima no seu funcionamento, garantindo um rendimento muito bom, o que pode ser conferido nos resultados experimentais.

## CONCLUSÃO

---

O trabalho desenvolvido nesta dissertação aborda aspectos importantes na vasta área de reatores eletrônicos para alimentação de lâmpadas fluorescentes. Foi desenvolvido um reator simples e de baixo custo, por apresentar correção passiva do fator de potência e circuito de comando auto-oscilante, que atendeu tanto à norma limitante da distorção harmônica da corrente de entrada, quanto à norma que limita o fator de crista da corrente nas lâmpadas. Portanto, trata-se de um reator econômica e tecnicamente viável para produção em larga escala, pois abrange um nicho de mercado pouco explorado, que é o de luminárias para quatro lâmpadas.

Foram abordados os aspectos das lâmpadas fluorescentes mais importantes para um projetista de reatores eletrônicos, que são suas características elétricas. Um modelo matemático, aproximando o comportamento elétrico da lâmpada por uma função exponencial, é apresentado. Este modelo facilita muito o projeto do reator, por ser um modelo de fácil implementação e que não apresenta erros de convergência. Devido à ondulação da tensão do barramento, característica da utilização do filtro valley-fill para correção do fator de potência, não se pôde usar uma resistência para simular a lâmpada fluorescente. Então, o modelo desenvolvido adaptou-se perfeitamente para a simulação da mesma.

Foram estudados os diversos arranjos multi-lâmpadas existentes na literatura, começando pelo estudo dos inversores. Deste estudo foi eleito o inversor half-bridge assimétrico como o mais indicado para o trabalho proposto. Então, dentre os diversos arranjos de lâmpadas, foi escolhido o de um filtro

independente para cada lâmpada, de modo a tornar o funcionamento de qualquer uma das lâmpadas totalmente independente das demais.

Um estudo comparativo, dentre as diversas modificações do filtro valley-fill propostas na literatura, foi realizado. Os principais itens analisados neste estudo foram: a distorção harmônica da corrente de entrada, verificando se esta não excedia o limite imposto pela norma internacional IEC 61000-3-2; o fator de crista da corrente nas lâmpadas; a perda nos componentes dissipativos de cada circuito; e o custo relativo de cada circuito. Deste modo, foi eleito o circuito do filtro valley-fill modificado, para o desenvolvimento do reator proposto.

Como o comando auto-oscilante tradicional tem sua frequência de operação dependente da carga alimentada pelo conversor, foi necessário desenvolver uma modificação deste circuito, que fosse imune a este problema. Deste modo, foi desenvolvido o comando auto-oscilante de frequência fixa, o qual apresentou ótimos resultados tanto na sua frequência de operação, que não sofreu variações significativas para o diferente número de lâmpadas que o reator alimentou, quanto na potência dissipada no mesmo, que não chegou ao valor de meio watt.

Os resultados experimentais confirmaram a aplicabilidade do sistema proposto, pois o protótipo desenvolvido apresentou-se dentro das normas tanto quanto à corrente de entrada, como quanto ao fator de crista da corrente nas lâmpadas. Além disso, o rendimento do reator é outro fator positivo do reator desenvolvido.

Deste modo, nesta dissertação procurou-se contribuir com a pesquisa na área de reatores eletrônicos, apresentando vários aspectos importantes para uma melhor utilização da energia elétrica em sistemas de iluminação artificial. Para isto, foi apresentado um reator com alto fator de potência, para alimentar quatro lâmpadas independentes, sem a necessidade de sistemas complexos de controle e circuitos integrados.

## Referências

---

- [1] BOWERS, B. **Historical Review of Artificial Light Sources**. IEE Proceedings, vol. 127, n. 3, April 1980.
- [2] BOWERS, B. **New Lamps for Old – The Story of Electric Lighting**. IEE Review, November 1995.
- [3] EDISON, T. A. **Electric Lamp**. U. S. Patent 223,898, January 27, 1880.
- [4] SWAN, A. **Holder for Incandescent Electric Lamps**. U. S. Patent 313,965, March 17, 1885.
- [5] RUFF, H. R. **Light Sources**. Light and Light, pp. 6-13, January 1958.
- [6] OBE, H. **Electric Lamps, Past and Present**. IEE Engineering Science and Education Journal, p. 161-170, Aug. 1993.
- [7] **The History of Fluorescent Lights and Fluorescent Lamps**. Disponível em: <[http://inventors.about.com/library/inventors/bl\\_fluorescent.htm](http://inventors.about.com/library/inventors/bl_fluorescent.htm)>. Acesso em 05 de janeiro de 2004.
- [8] WILLOUGHBY, A. H. **The Evolution of Electric Lamps**. Lighting Res. & Technol., pp. 69-77, 1969.
- [9] MEYER, F. **Metal Vapour Lamp**. U. S. Patent 2,182,732, December 19, 1927.
- [10] HAMMER, E. E. **High Frequency Characteristics of Fluorescent Lamps Up to 500 kHz**. Journal of Illuminating Engineering Society, pp. 52-61, Winter 1987.
- [11] BONALDO, S. A. **Desenvolvimento de Novas Topologias de Circuitos Eletrônicos com Controle de Intensidade Luminosa para Iluminação Fluorescente**. Dissertação de Mestrado, UFSM, 1998.
- [12] KALINOWSKY, S. A.; AND MARTELLO, J. J. **Electrical and Illumination Characteristics of Energy-Saving Fluorescent Lighting as a Function of**

- Potential.** IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 25, n. 2, pp. 52-61, March/April 1989.
- [13] HAMMER, E. E.; AND MCGOWAN, T. K. **Characteristics of Various F40 Fluorescent Systems at 60 Hz and High Frequency.** IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 21, n. 1, pp. 11-16, 1985.
- [14] VERDERBER, R. R.; MORSE, O. C.; AND RUBINSTEIN, F. M. **Performance of Electronic Ballast and Controls With 34- and 40-Watt F40 Fluorescent Lamps.** IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 25, n. 6, November/December 1989.
- [15] BOWERS, B. **Scanning Our Past From London.** Proceedings of IEEE, vol. 90, n. 10, pp. 1696-1700, October 2002.
- [16] INMAN, G. E. **Electric Discharge Lamp.** U. S. Patent 2,259,040, April 22, 1936.
- [17] KAISER, W. **Conversor Eletrônico de alta Eficiência para Alimentação de Lâmpadas Fluorescentes Tubulares - Uma Metodologia de Projeto.** Tese de Doutorado. Universidade de São Paulo, São Paulo, 1988.
- [18] ANSI. **High-Frequency Fluorescent Lamp Ballasts.** ANSI C82.11-1993.
- [19] JI, Y.; DAVIS, R.; O'ROURKE, C.; CHUI, E. W. M. **Compatibility Testing of Fluorescent Lamp and Ballast Systems.** IEEE Transactions on Industry Application, vol. 35, n. 6, pp. 1271-1276, November/December 1999.
- [20] ALLING, W. R. **Important Design Parameters for Solid-State Ballasts.** IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 25, n. 2, pp. 203-207, March/April 1989.
- [21] MADER, U.; AND HORN, P. A. **Dynamical Model for the Electrical Characteristics of Fluorescent Lamps.** IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, pp. 1928-1934, IAS'92.
- [22] COSBY JR., M. C.; AND NELMS, R. M. **A Resonant Inverter for Electronic Ballast Applications.** IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 41, n. 4, pp. 418-425, August 1994.
- [23] DO PRADO, R. N.; CERVI, M.; FORTES, E. C.; SEIDEL, Á. R.; AND BISOGNO, F. E. **Fluorescent Lamp Model Employing Tangent**

- Approximation.** IEEE Industry Applications Society - IAS, vol. 2, pp. 1249-1253, September/October 2001.
- [24] DO PRADO, R. N.; CERVI, M.; SEIDEL, Á. R.; AND BISOGNO, F. E. **Fluorescent Lamp Model Based on the Equivalent Resistance Variation.** IEEE Industry Applications Society - IAS, vol. 1, pp. 680-684, October 2002.
- [25] Philips Electronics N. V. **Power Semiconductor Application Handbook 1995.** Philips Semiconductor, 1994.
- [26] CHANG, C.; AND BRUNING, G. **Voltage-Fed Half-Bridge Resonant Converter for Multiple Lamp Independent Operation.** Industry Applications Conference – IAS, vol. 1, pp. 218-222, September/October 2001.
- [27] MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; AND ROBBINS, W. P. **Power Electronics – Converters, Applications, and Design.** 2<sup>nd</sup> edition, John Wiley & Sons, inc., 1995. 802p.
- [28] RIBARICH, T. J.; AND RIBARICH, J. J. **A New Control Method for Dimmable High-Frequency Electronic Ballasts.** Industry Applications Conference – IAS, vol. 3, pp. 2038-2043, October 1998.
- [29] BEN-YAAKOV, S.; SHVARTSAS, M.; AND IVENSKY, G. **HF Multiresonant Electronic Ballast for Fluorescent Lamps with Constant Filament Preheat Voltage.** Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC, vol. 2, pp. 911-917, March 2002.
- [30] CÓ, M. A.; SIMONETTI, D. S. L.; AND VIEIRA, J. L. F. **High Power Factor Electronic Ballast Operating in Critical Conduction Mode.** IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 13, n. 1, pp. 93-101, January 1998.
- [31] CÓ, M. A.; SIMONETTI, D. S. L.; AND VIEIRA, J. L. F. **High Power Factor Electronic Ballast Based on a Single Power Processing Stage.** IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 47, n. 4, pp. 809-820, August 2000.
- [32] BRIOSCHI, R. O.; LAMEGO, M. M.; VIEIRA, J. L. F. **Reator Eletrônico de Baixo Custo e Alto Fator de Potência.** SBA Controle & Automação, vol. 9, n. 3, pp. 149-155, Setembro-Dezembro 1998.
- [33] SHACKLE et. al. **High Power Factor Circuit for Energizing Gas Discharge Lamps.** U. S. Patent 5,374,875, December 20, 1994.

- [34] DALLA COSTA, M. A.; PRADO, R. N.; SEIDEL, A. R.; AND BISOGNO, F. E. **An Improved Arrangement of the Lamps in the Half-Bridge Topology.** Industry Applications Conference - IAS, vol. 1, September/October 2001.
- [35] DALLA COSTA, M. A.; PRADO, R. N.; AND LANDERDAHL JR., M. L. **Independent Multi-Lamp Electronic Ballast.** Industry Applications Conference - IAS, vol. 2, pp. 1065-1070, October 2002.
- [36] DALLA COSTA, M. A.; PRADO, R. N.; SEIDEL, A. R.; AND BISOGNO, F. E. **Self-Oscillating Dimmable Electronic Ballast to Supply Two Independent Lamps.** Industry Applications Conference - IAS, vol. 2, pp. 1059-1064, October 2002.
- [37] LEE, Y. L.; HU, Y. Q.; AND SIU, K. W. **Single-Switch Electronic Ballast With Near-Unity Power Factor and Soft-Switching Characteristic.** IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 48, n. 6, pp. 1188-1195, December 2001.
- [38] WAKABAYASHI, F. T.; AND CANESIN, C. A. **Novel High-Power-Factor Isolated Electronic Ballast for Multiple Tubular Fluorescent Lamps.** Industry Applications Conference – IAS, vol. 1, pp. 230-237, September/October 2001.
- [39] GULES, R.; BARBI, I.; AND SIMÕES, E. M. **A 1.2 kW Electronic Ballast for Multiple Lamps, with Dimming Capability and High-Power-Factor.** Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC, vol. 2, pp. 720-726, March 1999.
- [40] WU, T. F.; LIU, Y. C.; WU, Y. J.; AND HEUR, P. E. **High Efficiency, Low Stress Electronic Dimming Ballasts for Multiple Fluorescent Lamps.** IEEE Industry Applications Conference – IAS, vol. 3, pp. 2380-2387, October 1997.
- [41] ALONSO, J. M.; DÍAS, J.; BLANCO, C.; AND RICO, M. **A Smart-Lighting Emergency Ballast for Fluorescent Lamps Based on Microcomputer.** Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC, pp. 549-555, 1993.
- [42] LIU, K. H.; AND LIN, Y. L. **Current Waveform Distortion in Power Factor Correction Circuits Employing Discontinuous-Mode Boost Converters.**

- Power Electronics Specialist Conference – PESC, vol. 2, pp. 825-829, June 1989.
- [43] SPANGLER, J.; AND BEHERA, A. K. **Power Factor Correction Techniques Used for Fluorescent Lamp Ballast**. IEEE Industry Applications Conference – IAS, vol. 2, pp. 1836-1841, October 1991.
- [44] KHERALUWALA, M. H.; AND EL-HAMANSY, S. A. **Modified Valley Fill High Power Factor Electronic Ballast for Compact Fluorescent Lamps**. Power Electronics Specialist Conference – PESC, vol. 1, pp. 10-14, June 1995.
- [45] YOUN, Y. S.; CHAE, G. AND CHO, G. H. **A Unity Power Factor Electronic Ballast for Fluorescent Lamp Having Improved Valley Fill and Valley Boost Converter**. Power Electronics Specialist Conference – PESC, vol. 1, pp. 53-59, June 1997.
- [46] ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **Reatores Eletrônicos Alimentados em Corrente Alternada para Lâmpadas Fluorescentes Tubulares – Prescrições de Desempenho**. Projeto 03:034.02-012/1998, Jul 1998. 34p.
- [47] BRAGA, H. A. C.; AND MARQUES, R. N. Valley-Fill Filters Applied to Electronic Ballasts. IV Conferência de Aplicações Industriais – INDUSCON, vol. 2, pp. 611-616, novembro de 2000.
- [48] SUM, K. K. **Improved Valley-Fill Passive Current Shaper**. HFPC Power Conversion Proceedings, pp. 42-50, September 1997.
- [49] SUM, K. K. **Valley-Fill Power Factor Correction Circuit**. U. S. Patent 6,141,230, October 31, 2000.
- [50] KONOPKA, J. G. **Electronic Ballast with Lamp Current Valley-Fill Power Factor Correction**. U. S. Patent 5,994,847, November 30, 1999.
- [51] CHAE, G.; YOUN, Y. S.; AND CHO, G. H. **High Power Factor Correction Circuit Using Valley Charge-Pumping for Low Cost Electronic Ballasts**. Power Electronics Specialist Conference – PESC, vol. 2, pp. 2003-2008, May 1998.

- [52] PRADO, R. N.; SEIDEL, A. R.; BISOGNO, F. E.; PAVÃO, R. K.; AND PINHEIRO, H. **Self-Oscillating Dimmable Electronic Ballast**. Proceedings of IECON, vol. 2, pp. 1038-1043, November/December 2001.
- [53] HULME, V.B. **Some Switching-Circuit Applications of Transistor and Saturable Magnetic Cores**. International Convention on Transistors and Associated Semiconductor Devices, May 1959.
- [54] GU, W.; HARADA, K. **A Novel, Self-Excited, PWM Forward Converter with ZVS Resonant Transition Using Two Minor-Loop-Operated Saturable Cores**. PESC 92, Record.
- [55] DO PRADO, R. N.; SEIDEL, A. R.; BISOGNO, F. E.; MARCHESAN, T. B. **Designing a Self-Oscillating Electronic Ballast with Bipolar Transistor**. IAS 2002, Record.
- [56] BAXANDALL, P. J. **Transistor Sine-Wave LC Oscillators**. International Convention on Transistors and Associated Semiconductor Devices, May 1959.
- [57] NORMAN, P.; SMITH, J. E. **The Design of Transistor Blocking Oscillator**. International Convention on Transistors and Associated Semiconductor Devices, May 1959.
- [58] CHANG, C.; CHANG, J.; BRUNING, G. W. **Analysis of the Self-Oscillating Series Resonant Inverter for Electronic Ballasts**. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 14, n° 3, pp. 533-540, 1999.
- [59] CHANG, C.; BRUNING, G. W. **Self-Oscillating Electronic Ballast Analysis via Relay Systems Approach**. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 37, n° 1, pp. 255-261, 2001.
- [60] BISOGNO, F. E. **Topologia Para Iluminação Fluorescente Utilizando Conversor Boost-Push-Pull Integrado com Um Único Interruptor**. Dissertação de Mestrado, UFSM, 2001.
- [61] PINHEIRO, H.; JAIN, P. K.; JOÓS, G. **Self-Sustained Oscillating Resonant Converters Operating Above the Resonant Frequency**. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 14, pp. 803-815, 1999.

- [62] DALLA COSTA, M. A.; DO PRADO, R. N.; SEIDEL, A. R.; BISOGNO, F. E. **A Design Method for Electronic Ballast for Fluorescent Lamps.** Proceedings of IECON, vol. 1, pp. 2279-2284, 2000.
- [63] DO PRADO, R. N.; SEIDEL, A. R.; BISOGNO, F. E.; PAVÃO, R. K. **Self-Oscillating Electronic Ballast Design Based on the Point of View of Control System.** IEEE Industry Applications Conference – IAS, vol. 1, pp. 211-217, September/October 2001.
- [64] SLOTINE, J. J. E.; AND LI, W. **Applied Nonlinear Control.** Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1991, pp. 159-190.

# APÊNDICE

---

## SUGESTÕES PARA CONTINUAÇÃO DO TRABALHO

Neste apêndice são apresentadas algumas propostas para a continuidade do trabalho, de modo a complementar e aperfeiçoar o trabalho proposto.

### **Ap. 1 Controle Automático de Intensidade Luminosa**

Uma ótima alternativa para economia de energia elétrica, utilizando a iluminação natural do ambiente, é a implantação de um sistema que faça o controle da intensidade luminosa das lâmpadas.

### **Ap. 2 Patente da Modificação do Circuito de Comando Auto-Oscilante**

O circuito de comando desenvolvido nesta dissertação é inédito na literatura, pois não havia notícia de um comando auto-oscilante independente da carga. Deste modo, um passo importante a ser dado é patentear a idéia desenvolvida.

### **Ap. 3 Utilização do Comando Desenvolvido em Reatores Para Lâmpadas de Alta Pressão**

Um problema comum encontrado na confecção de reatores para alimentação de lâmpadas de alta pressão, como a de vapor de sódio, é a utilização do comando auto-oscilante. Isto porque este tipo de lâmpada tem sua resistência variável tanto com a potência, quanto com o tempo de uso da mesma. Além disso, o principal problema está na ignição deste tipo de lâmpada, pois ela leva cerca de quinze minutos para estabilizar um valor de resistência.

Deste modo, o circuito auto-oscilante de frequência fixa, desenvolvido nesta dissertação, adapta-se perfeitamente para este tipo de aplicação.

### **Ap. 4 Protótipo**

Na página a seguir é apresentado o protótipo montado em laboratório.