

Universidade Federal de Minas Gerais

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**Estudo, análise e implementação de formas de onda de tensão sintetizadas através de *PWM*, com estágio de ignição e de correção de fator de potência para reatores eletrônicos para lâmpadas *HPS***

**Lenin Martins Ferreira Morais**

Texto de tese submetido à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Pedro Francisco Donoso Garcia

Co-Orientador: Prof. Dr. Seleme Isaac Seleme Junior

Belo Horizonte, 10 de maio de 2007

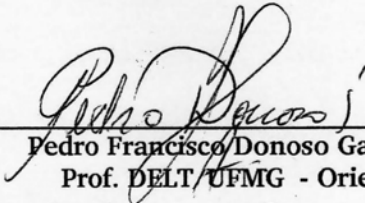
**"ESTUDO, ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DE  
FORMAS DE ONDA DE TENSÃO SINTETIZADAS  
ATRAVÉS DE PWM, COM ESTÁGIO DE  
IGNIÇÃO E DE CORREÇÃO DE FATOR  
DE POTÊNCIA PARA REATORES  
ELETRÔNICOS PARA LÂMPADAS HPS"**

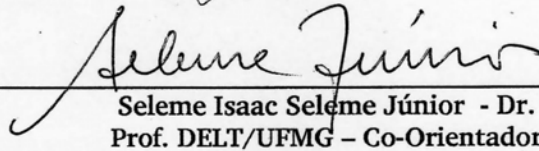
*LENIN MARTINS FERREIRA MORAIS*

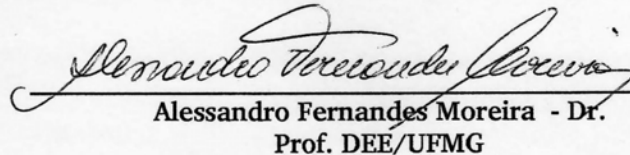
Tese de Doutorado submetida à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de *Doutor em Engenharia Elétrica*.

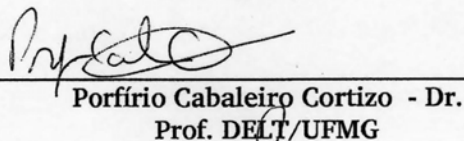
Aprovada em 10 de Maio de 2007.

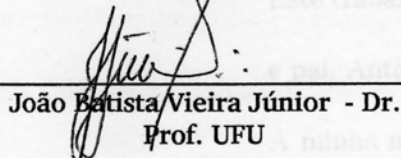
Por:

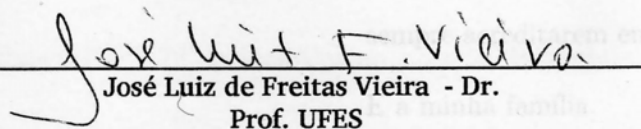
  
Pedro Francisco Donoso Garcia - Dr.  
Prof. DELT/UFMG - Orientador

  
Seleme Isaac Seleme Júnior - Dr.  
Prof. DELT/UFMG - Co-Orientador

  
Alessandro Fernandes Moreira - Dr.  
Prof. DEE/UFMG

  
Porfírio Cabaleiro Cortizo - Dr.  
Prof. DELT/UFMG

  
João Batista Vieira Júnior - Dr.  
Prof. UFU

  
José Luiz de Freitas Vieira - Dr.  
Prof. UFES

## *Dedicatória*

Este trabalho é dedicado ao meu grande amigo  
e pai, Antônio Morais.

A minha mãe Marly, minha irmã Christie por  
sempre acreditarem em mim.

E a minha família.

## *Agradecimentos*

Agradeço acima de tudo a Deus, por tudo que realizou em minha vida...

Agradeço o meu pai que foi e continua sendo um exemplo para mim de homem, pai e profissional e que nunca me deixou desistir dos meus objetivos; à minha mãe por seu esforço e amor; à minha irmã e grande amiga Christie.

À Daniela Aragão pelo seu carinho, companheirismo, alegria, amizade, à Silene Ferreira pelos incentivos, momentos de aprendizado como pessoa e profissional, amizade e à Marta Maia por toda confiança, apoio, carinho, paciência e tudo mais que representa para mim.

Ao meu orientador Pedro Donoso pela amizade, confiança e conselhos que foram fundamentais na conquista deste objetivo.

Aos professores Paulo Seixas, Marcos Severo e principalmente ao Porfírio Cortizo pelo interesse, amizade e importantíssimas orientações no decorrer deste período.

Ao professor Seleme Isaac Seleme Jr. pelas importantes contribuições e incentivos ao decorrer deste trabalho.

Aos professores João Batista Vieira Jr., José Luiz F. Vieira e Alessandro Fernandes Moreira pela composição da banca examinadora e contribuições para a finalização deste trabalho. E ao José Luiz Silvino pelas contribuições dadas no exame de qualificação.

Ao Bruno Andrade pela amizade e auxílio no desenvolvimento das rotinas implementadas no *DSP*.

Ao corpo docente do PPGEE, principalmente ao prof. Benjamim Menezes pela paciência, estímulos desde a graduação e pela orientação durante ao estágio em docência. E aos professores do departamento de engenharia eletrônica, em especial, Júlio César de Melo, Gustavo

Parma e Leonardo Torres.

Aos amigos Felipe Evangelista, Bernardo Cougo, Rubens M. Santos Filho, Fabiano Rocha, Caio Wheden, Wanderson Ferreira e Flávio Nakamura, por tudo que passamos e aprendemos juntos. E aos meus amigos de Marliéria, em especial, Edré Moreira pela convivência, amizade e ajuda mútua nesses longos anos. E a Lécia Nidia Ferreira Taques pelas importantíssimas revisões de inglês nos artigos.

À CAPES e FAPEMIG, pelo apoio financeiro.

# Resumo

Este trabalho apresenta o estudo e a implementação de um método para aplicação de formas de onda de tensão com características especiais, para alimentação de lâmpada de vapor de sódio de alta pressão (*HPS - High-Pressure Sodium*) para evitar a ressonância acústica. A ressonância acústica é o principal problema encontrado quando se trabalha com inversores em alta frequência para o acionamento de lâmpadas *AID* (Alta Intensidade de Descarga). Foram realizados estudos sobre as lâmpadas *HPS*, tendo como ênfase a ressonância acústica, além da análise de reatores passivos e eletrônicos, operando em altas e em baixas frequências.

O método para alimentar as lâmpadas *AID* com formas de onda de tensão é proposto através da síntese das mesmas via a modulação *PWM* (*Pulse Width Modulation*), utilizando um inversor em ponte completa e um filtro *LC* projetado especificamente para esse propósito.

Para o método são propostas duas técnicas: formas de onda de tensão com a injeção de harmônicas à componente fundamental e sinais modulados com saturação. Este estudo visa determinar as características mais relevantes para que essas formas de onda evitem o aparecimento da ressonância acústica. São apresentados os resultados experimentais do ignitor integrado ao filtro *LC* possibilitando a ignição da lâmpada e o aumento da vida útil. Também é apresentado o estágio de correção do fator de potência para este reator, utilizando o

controlador repetitivo.

São apresentadas metodologias de projeto, resultados de simulação além dos resultados experimentais mostrando a eficácia do método.

# Abstract

This work presents the study of a method for synthesizing voltage waveforms with special characteristics, with the purpose of feeding High-Pressure Sodium (*HPS*) lamps in order to avoid acoustic resonance. Acoustic resonance is the main problem found when it works with high frequency inverters to the operation of High Intensity of Discharges (*HID*) lamps.

Studies on *HPS* lamps have been done, emphasizing the acoustic resonance problem, plus the analysis of the passive ballasts and the electronic ones, operating at high and low frequencies. The proposed study of the voltage waveforms is made by their synthesis via *PWM*, using a full bridge inverter and an *LC* filter specifically designed for this purpose.

For this method, two techniques are proposed: voltage waveforms with injection of harmonics to the fundamental one; and modulated signals with saturation. Experimental results of the ignitor integrated to the *LC* filter are presented, allowing the lamp ignition and increasing its lifetime. The power factor correction (*PFC*) stage of such converter is also presented, by means of a repetitive controller.

Simulation results and design methodologies are presented, as well as experimental results, showing the efficacy of the method.



# Sumário

Resumo	iv
Abstract	vi
Lista de Figuras	xii
Lista de Tabelas	xxi
Nomenclatura	xxiii
<b>1 Proposta de Tese de Doutorado</b>	<b>1</b>
1.1 Contextualização do trabalho e motivação . . . . .	1
1.2 Objetivos da Tese de Doutorado . . . . .	4
1.2.1 Objetivos Gerais . . . . .	4
1.2.2 Objetivos Específicos . . . . .	5
1.3 Estrutura do texto . . . . .	6
<b>2 Estudo sobre a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão - <i>HPS</i></b>	<b>8</b>
2.1 Introdução . . . . .	8

2.2	Caracterização das lâmpadas de descarga . . . . .	9
2.2.1	Introdução . . . . .	9
2.2.2	Justificativas para a utilização das lâmpadas de descarga . . . . .	10
2.3	Caracterização da lâmpada de vapor de sódio de alta pressão - <i>HPS</i> . . . . .	12
2.3.1	Aspectos construtivos da lâmpada <i>HPS</i> . . . . .	12
2.3.2	Características luminosas . . . . .	14
2.3.3	Acionamento da lâmpada <i>HPS</i> . . . . .	17
2.3.4	Ressonância acústica . . . . .	27
2.4	Conclusões do capítulo . . . . .	35
<b>3</b>	<b>Estudo dos reatores para lâmpada <i>HPS</i></b>	<b>36</b>
3.1	Introdução . . . . .	36
3.2	Reatores passivos - capacitivo e indutivo . . . . .	38
3.3	Reatores eletrônicos . . . . .	43
3.3.1	Topologias e características de reatores operando em alta frequência . . . . .	47
3.3.2	Topologias e características de reatores operando em baixa frequência . . . . .	54
3.4	Conclusões do capítulo . . . . .	62
<b>4</b>	<b>Estudo de formas de onda de tensão aplicadas à lâmpada <i>HPS</i> para evitar a ressonância acústica</b>	<b>64</b>
4.1	Introdução . . . . .	64
4.2	Injeção de harmônicas na tensão aplicada à lâmpada <i>HPS</i> . . . . .	65

4.3	Injeção de harmônicas através de filtros . . . . .	67
4.4	Injeção de harmônicas via <i>PWM</i> . . . . .	70
4.4.1	Métodos de modulação por largura de pulso - <i>PWM</i> . . . . .	71
4.5	Projeto do filtro <i>LC</i> . . . . .	82
4.6	Formas de onda analisadas . . . . .	87
4.6.1	Forma de onda $f_{13}a_{1.3}$ . . . . .	89
4.6.2	Forma de onda $f_{135}a_{1.5.25}$ . . . . .	91
4.7	Sinais modulados de tensão . . . . .	93
4.8	Estudo dos parâmetros $v_{sat}$ e $f_{PWM}$ . . . . .	100
4.9	Conclusões do capítulo . . . . .	102
<b>5</b>	<b>Estudo sobre ignitores para lâmpadas <i>AID</i></b>	<b>104</b>
5.1	Introdução . . . . .	104
5.2	Estudo realizado sobre os ignitores . . . . .	106
5.3	Ignitor proposto para lâmpadas <i>AID</i> . . . . .	112
5.4	Modelo analítico do circuito . . . . .	114
5.5	Projeto do circuito de ignição . . . . .	116
5.6	Resultados de simulação . . . . .	117
5.7	Conclusões do capítulo . . . . .	121
<b>6</b>	<b>Estágio de correção de potência para o reator eletrônico</b>	<b>122</b>
6.1	Introdução . . . . .	122
6.2	Pré-regulador de fator de potência . . . . .	123
6.2.1	Modo de condução contínua . . . . .	126

6.2.2	Modo de condução descontínua . . . . .	129
6.2.3	Cálculo da indutância do conversor boost (pré-regulador) . . . . .	132
6.3	Controle Repetitivo: Revisão . . . . .	134
6.4	Análise do controle repetitivo para <i>CFP</i> . . . . .	138
6.5	Resultados de simulação . . . . .	142
6.5.1	Comparação entre as técnicas de controle apresentadas . . . . .	145
6.6	Conclusões do capítulo . . . . .	152
<b>7</b>	<b>Resultados experimentais</b>	<b>154</b>
7.1	Introdução . . . . .	154
7.2	Ensaio experimentais realizados . . . . .	156
7.2.1	Ensaio 1 - Região sem ocorrência da ressonância acústica . . . . .	156
7.2.2	Ensaio 2 - Região com ocorrência da ressonância acústica . . . . .	161
7.3	Influência da amplitude da terceira harmônica . . . . .	166
7.4	Ensaio com sinais modulados de tensão alimentando lâmpadas <i>HPS</i> de 150W	169
7.5	Ensaio do ignitor proposto . . . . .	174
7.6	Ensaio do estágio de Correção do Fator de Potência baseado no conversor boost	177
7.7	Conclusões do capítulo . . . . .	187
<b>8</b>	<b>Conclusões finais e propostas de continuidade</b>	<b>190</b>
8.1	Conclusões finais . . . . .	190
8.2	Produção científica . . . . .	193
8.3	Propostas para a continuidade do trabalho . . . . .	194

<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>196</b>
<b>Apêndice A</b>	<b>210</b>
A.1 Injeção de harmônicas utilizando filtro sintonizado . . . . .	210
A.2 Projeto do Filtro Sintonizado . . . . .	212
A.3 Sensibilidade paramétrica do filtro . . . . .	218

# Lista de Figuras

2.1	Diagrama descritivo da lâmpada HPS do tipo SON-T [1]. . . . .	12
2.2	Espectro luminoso de lâmpadas. . . . .	14
2.3	Curva característica tensão-corrente da lâmpada <i>HPS</i> [1]. . . . .	18
2.4	Curva característica da tensão aplicada a lâmpada <i>HPS</i> em função do tempo[1]. . .	20
2.5	Curva de tensão em função da temperatura na lâmpada HPS[1]. . . . .	22
2.6	Curva característica da lâmpada[1]. . . . .	24
2.7	Diagrama quadrilátero de uma lâmpada <i>HPS-400W</i> . . . . .	25
2.8	Fotografia do arco de uma lâmpada AID, (a) - com ressonância acústica e (b) sem ressonância acústica [2]. . . . .	28
2.9	Faixas de ocorrência da ressonância acústica em uma lâmpada <i>MV-70W</i> fabricantes diferentes, <i>GE</i> e <i>PHILIPS</i> , respectivamente [2]. . . . .	29
2.10	Faixas de ocorrência da ressonância acústica em lâmpadas <i>HPS</i> da <i>PHILIPS</i> [1]. .	30
2.11	Fotografias do arco na lâmpada para diferentes frequências. . . . .	31
3.1	Fotografia de um reator passivo. . . . .	38
3.2	Formas de ondas para os reatores indutivo e capacitivo: ( $V_m$ ) tensão na rede, ( $V_{la}$ ) tensão na lâmpada e ( $I_{la}$ ) corrente na lâmpada [1]. . . . .	39

3.3	Formas de onda de tensão e corrente em uma lâmpada <i>HPS</i> – 150W, para diferentes frequências de acionamento. [3] . . . . .	44
3.4	Diagrama básico de um reator eletrônico convencional. . . . .	46
3.5	Tipos de circuitos ressonantes. . . . .	48
3.6	Variação da tensão de saída em relação a tensão de entrada para os circuitos ressonantes, $Q : 1.0 \rightarrow 5.0$ . . . . .	49
3.7	Tipos de inversores utilizados em reatores a)Meia-Ponte e b)Ponte Completa. . . . .	50
3.8	Outros conversores utilizados em reatores eletrônicos: a)Tipo D e b)Tipo E. . . . .	50
3.9	Diagrama básico de um reator eletrônico com <i>CFP</i> . . . . .	52
3.10	Estruturas de reatores eletrônicos com <i>CFP</i> . . . . .	53
3.11	Diagrama de blocos de um sistema eletrônico para acionamento de lâmpadas AID em baixa frequência. . . . .	55
3.12	Circuito simplificado do reator utilizando o conversor <i>BIBRED</i> . . . . .	56
3.13	Formas de onda do conversor <i>BIBRED</i> . . . . .	57
3.14	Circuito simplificado do reator utilizando conversor Buck em ponte completa. . . . .	58
3.15	Formas de onda do conversor Buck em ponte completa . . . . .	59
3.16	Circuito simplificado do reator utilizando o conversor <i>BIBRED</i> com dupla alimentação em ponte completa . . . . .	60
3.17	Formas de onda de tensão e corrente em conversor <i>BIBRED</i> ponte completa [4] . . . . .	61
4.1	Diagrama do circuito utilizado pela técnica proposta por J.Alonso [5, 6] . . . . .	66
4.2	Comandos para o inversor com a técnica de injeção de harmônicas e as formas de tensão na lâmpada e em cada braço do inversor [5, 6] . . . . .	66

## LISTA DE FIGURAS

---

4.3	Diagrama do circuito utilizado para realizar a injeção de harmônica via filtro . . . . .	67
4.4	Resposta em frequência do filtro projetado. . . . .	68
4.5	Forma de onda de tensão e corrente aplicadas à $R_{lâmp}$ . . . . .	68
4.6	Espectro harmônico da corrente aplicado à lâmpada. . . . .	69
4.7	Forma de onda da potência aplicada à lâmpada. . . . .	69
4.8	Forma de onda de referência para o $PWM$ . . . . .	70
4.9	Diagrama do circuito que utiliza a técnica de injeção de harmônicas. . . . .	71
4.10	Implementação de $PWM$ . . . . .	72
4.11	$PWM$ 2 Níveis - Meia Ponte. . . . .	73
4.12	$PWM$ 2 Níveis - Ponte Completa. . . . .	74
4.13	$PWM$ 3 Níveis. . . . .	74
4.14	Influência do tipo da Modulação $PWM$ . . . . .	76
4.15	Forma de onda de potência aplicada à lâmpada variando-se a quantidade de harmônicas. . . . .	78
4.16	Desvio padrão da potência aplicada à lâmpada. . . . .	79
4.17	Variação da amplitude da 3ª harmônica, $THD$ e $STD$ em função da frequência $f_{PWM}$ . . . . .	79
4.18	Influência da $f_{PWM}$ na tensão e potência aplicada à lâmpada. . . . .	81
4.19	a) Ganho e b) fase do filtro $LC$ em função da frequência para diferentes valores de $Q$ . . . . .	82
4.20	Ganho e fase do filtro em função da frequência para diferentes valores de $\alpha$ . . . . .	84
4.21	Ganho e fase do filtro em função da frequência para diferentes valores de $Q$ , para $\alpha = 6$ . . . . .	84
4.22	Resposta em frequência do filtro $LC$ projetado. . . . .	85
4.23	Variação da indutância e capacitância do filtro $LC$ em função da $f_{fund}$ . . . . .	86
4.24	Forma de onda de tensão na lâmpada $HPS$ , para $f = 50Hz$ e $f = 2kHz$ . . . . .	88



## LISTA DE FIGURAS

---

4.25 Formas de onda de corrente, tensão e potência aplicada à lâmpada, $f_{13}a_{1.3}$ . . . . .	89
4.26 Espectro da tensão aplicada à lâmpada, $f_{13}a_{1.3}$ . . . . .	90
4.27 Formas de onda de corrente, tensão e potência aplicada à lâmpada, $f_{135}a_{1.5.25}$ . . . . .	91
4.28 Espectro da tensão aplicada à lâmpada, $f_{135}a_{1.5.25}$ . . . . .	92
4.29 Diagramas do circuitos utilizado para aplicação dos sinais modulados. . . . .	93
4.30 Formas de onda de corrente e tensão utilizado topologia apresentada em [7]. . . . .	94
4.31 Formas de onda de corrente e tensão utilizando a topologia apresentada em [8]. . . . .	94
4.32 Diagrama do circuito utilizado para aplicação dos sinais modulados [9]. . . . .	95
4.33 Formas de onda de corrente e tensão utilizando topologia apresentada em [9]. . . . .	95
4.34 Formas de onda de corrente e tensão, carga resistiva, $f_{mod} = 300Hz$ . . . . .	97
4.35 Espectro da forma de onda de corrente $f_{mod} = 300Hz$ . . . . .	97
4.36 Formas de onda de potência aplicada à lâmpada, $f_{mod} = 300Hz$ . . . . .	98
4.37 Espectro da forma de onda de potência aplicada à lâmpada, $f_{mod} = 300Hz$ e $f_{fund} =$ $12kHz$ . . . . .	98
4.38 Formas de onda de tensão na saída do inversor. . . . .	99
4.39 Formas de onda de tensão na saída do inversor, com e sem controle do fator de crista .	99
4.40 Variação do FC em função da $v_{sat}$ , para diferentes $f_{PWM}$ . . . . .	100
4.41 Variação do FC e $V_{cc}$ em função da $v_{sat}$ . . . . .	101
5.1 Circuitos de ignição: a) ignitor externo, b) circuito ressonante. . . . .	106
5.2 Ignitores e suas formas de onda de tensão de ignição. . . . .	111
5.3 Diagrama do filtro de saída e o circuito auxiliar para a ignição da lâmpada AID. . .	112
5.4 Resposta em frequência do circuito ressonante paralelo $LC_{ign}$ . . . . .	117

## LISTA DE FIGURAS

---

5.5	Forma de tensão modulada e modulante. . . . .	118
5.6	Tensão de ignição com batimento e na frequência de ressonância. . . . .	118
5.7	Tensão de ignição obtida por simulação . . . . .	119
5.8	Variação do ganho do filtro $LC_{ign}$ e do fator de qualidade $Q$ em função da resistência da lâmpada. . . . .	120
5.9	Variação da indutância do filtro $LC_{ign}$ , $f_{ign}$ em função da $f_{fund}$ . . . . .	120
6.1	Etapas de operação do conversor boost no modo contínuo. . . . .	126
6.2	Formas de onda do conversor boost operando em modo contínuo. . . . .	127
6.3	Etapas de operação do conversor boost no modo descontínuo . . . . .	129
6.4	Formas de onda do conversor boost operando em modo descontínuo . . . . .	130
6.5	Diagrama de blocos do controlador repetitivo $K_g$ , adicionado ao controle realimentado $K_s$ . . . . .	135
6.6	Diagrama de blocos de um gerador de sinais periódicos. . . . .	135
6.7	Diagrama de blocos do controle repetitivo discretizado. . . . .	136
6.8	Diagrama do controlador repetitivo . . . . .	137
6.9	Variação da $THD$ em função de $Q$ ( $= q_r$ ). . . . .	139
6.10	Variação da $THD$ em função da variação de $C_r$ . . . . .	140
6.11	Amplitude da 3ª harmônica em função de $Q$ . . . . .	140
6.12	Variação da $THD$ em função da variação de $C_r$ . . . . .	141
6.13	Amplitude da 3ª harmônica em função de $C_r$ . . . . .	141
6.14	Diagrama do reator eletrônico e suas malhas de controle. . . . .	142
6.15	Formas de onda da tensão no barramento, variando-se $q_r$ - Resposta ao Degrau. . . . .	143

6.16 Formas de onda de tensão e corrente na entrada variando-se $q_r$ . . . . .	143
6.17 Formas de onda corrente na entrada e no indutor do boost. . . . .	144
6.18 Diagrama dos controladores implementados. . . . .	145
6.19 Formas de onda da tensão no barramento para cada técnica implementada - Resposta ao Degrau. . . . .	147
6.20 Formas de onda da corrente na entrada para cada técnica implementada. . . . .	147
6.21 Comparativo das amplitudes das harmônicas (%) e a $THD$ obtida para cada técnica implementada. Configuração 1. . . . .	148
6.22 Influência da variação do $L_{boost}$ na $THD$ . . . . .	149
6.23 Influência da variação da capacitância do conversor boost na $THD$ da corrente de entrada do reator eletrônico. . . . .	150
6.24 Influência da variação da capacitância e indutância do conversor boost na amplitude da 3ª harmônica da corrente de entrada do reator eletrônico. . . . .	151
7.1 Geração do pulso de comando no modo assimétrico . . . . .	155
7.2 Formas de onda de tensão e corrente na lâmpada e sua característica $VxI$ . $f_{fund} =$ $3kHz$ . . . . .	158
7.3 Fotografia do arco elétrico da lâmpada. $f_{fund} = 3kHz$ . . . . .	159
7.4 Forma de onda de tensão (100V/div) na saída do inversor. $f_{fund} = 3kHz$ . . . . .	159
7.5 Espectro da tensão e corrente na lâmpada. . . . .	160
7.6 Formas de onda de tensão e corrente na lâmpada e sua característica $VxI$ . $f_{fund} =$ $3,5kHz$ . . . . .	162
7.7 Fotografia do arco elétrico da lâmpada. . . . .	163

## LISTA DE FIGURAS

---

7.8	Forma de onda de tensão ( $100V/div$ ) na saída do inversor. $f_{fund} = 3,5kHz$ . . . . .	163
7.9	Espectro da tensão e corrente na lâmpada. . . . .	164
7.10	Fotografia do arco elétrico apresentando ressonância acústica. . . . .	165
7.11	Regiões determinadas pela amplitude da terceira harmônica, para a faixa 1. . . . .	166
7.12	Espectro harmônico da tensão, $f_{PWM} = 32.768Hz$ . . . . .	167
7.13	Espectro harmônico da corrente, $f_{PWM} = 32.768Hz$ . . . . .	167
7.14	Formas de onda de tensão variando-se a $v_{sat}$ . . . . .	169
7.15	Detalhe das formas de onda de tensão variando $v_{sat}$ . . . . .	170
7.16	Formas de onda de tensão ( $200V/div$ ) e corrente ( $2A/div$ ) medidas na carga resistiva. Escala de tempo: $500\mu s/div$ . . . . .	170
7.17	Formas de onda de tensão ( $200V/div$ ) e corrente ( $5A/div$ ) aplicadas à lâmpada <i>HPS</i> , em aquecimento. Escala de tempo: $1ms/div$ . . . . .	171
7.18	Formas de onda de tensão ( $200V/div$ ) e corrente ( $5A/div$ ) aplicadas à lâmpada <i>HPS</i> – $150W$ , em regime permanente, $f_{fund} = 6kHz$ e $f_{mod} = 300Hz$ . Escala de tempo: $1ms/div$ . . . . .	172
7.19	Formas de onda de tensão ( $200V/div$ ) e corrente ( $5A/div$ ) aplicadas à lâmpada <i>HPS</i> – $150W$ , em regime permanente, $f_{fund} = 12kHz$ e $f_{mod} = 300Hz$ . Escala de tempo: $500\mu s/div$ . . . . .	173
7.20	Forma de onda da tensão de ignição ( $500V/div$ ) aplicada à lâmpada <i>HPS</i> – $150W$ . Escala de tempo: $50\mu s/div$ . . . . .	174
7.21	Forma de onda da tensão de ignição ( $1kV/div$ ) aplicada à lâmpada <i>HPS</i> – $150W$ , para diferentes fabricantes. Escala de tempo: $50\mu s/div$ . . . . .	175

## LISTA DE FIGURAS

---

7.22	Forma de onda da tensão ( $1kV/div$ ) aplicada à uma carga resistiva $1M\Omega$ , (circuito aberto). Escala de tempo: $50\mu s/div$ . . . . .	176
7.23	Forma de onda de tensão ( $50V/div$ ) e corrente ( $1A/div$ ) na rede elétrica em regime permanente. Escala de tempo: $10ms/div$ . . . . .	177
7.24	Formas de onda de tensão de saída do conversor boost, para $C_{boost} = 1500\mu F$ . Controlador Clássico. . . . .	178
7.25	Formas de onda de tensão ( $50V/div$ ) e corrente ( $1A/div$ ) de entrada na rede elétrica, para $C_{boost} = 22\mu F$ – <b>Controlador Repetitivo</b> . Escala de tempo: $5ms/div$ . . . . .	181
7.26	Formas de onda de tensão ( $50V/div$ ) e corrente ( $1A/div$ ) de entrada da rede elétrica, para $C_{boost} = 22\mu F$ – <b>Controlador Clássico</b> . Escala de tempo: $5ms/div$ . . . . .	181
7.27	Forma de onda de tensão de saída ( $50V/div$ ) do conversor boost, para $C_{boost} = 22\mu F$ – Controlador Repetitivo. Escala de tempo: $10ms/div$ . . . . .	182
7.28	Forma de onda da tensão na saída do conversor boost . . . . .	183
7.29	Forma de onda da corrente de entrada, com e sem o resistor de partida. . . . .	184
7.30	Forma de onda da tensão aplicada a lâmpada <i>HPS</i> , variando o índice de modulação. . . . .	185
7.31	Espectro da forma de onda de tensão aplicada a lâmpada <i>HPS</i> , para índices de modulação diferentes. . . . .	185
A.1	Diagramas do filtro sintonizado . . . . .	211
A.2	Resposta em frequência dos filtros analisados. . . . .	214
A.3	Formas de onda de tensão sobre os indutores $L_1$ e $L_2$ . . . . .	215
A.4	Formas de onda de corrente e tensão durante a ignição, filtro 1, Tabela A.1 . . . . .	216

## LISTA DE FIGURAS

---

A.5	Forma de onda de corrente e tensão aplicada à lâmpada através do filtro sintonizado, filtro 1. . . . .	217
A.6	Espectro da tensão aplicada à lâmpada utilizando o filtro sintonizado. . . . .	217
A.7	Influência da variação dos indutores e capacitores na resposta em frequência do filtro. . . . .	222
A.8	Fluxograma utilizado pelo algoritmo . . . . .	223
A.9	Influência da variação de $L_1$ na resposta do filtro sintonizado. . . . .	224
A.10	Influência da variação de $L_1$ na resposta do filtro sintonizado analisando o ganho da 3ª harmônica natural. . . . .	225
A.11	Influência da variação dos componentes na amplitude da 3ª harmônica. . . . .	226

# Lista de Tabelas

2.1	Comparação da eficiência luminosa entre os tipos de lâmpadas [1, 10, 11, 12, 13]. . . . .	10
2.2	Comparação da vida útil média entre os tipos de lâmpadas [1, 10, 11, 12, 13]. . . . .	11
2.3	Comparação do <i>IRC</i> entre os tipos de lâmpadas [1] . . . . .	16
3.1	Perdas em reatores comerciais . . . . .	40
3.2	Circuitos ressonantes e suas equações características. . . . .	48
4.1	Equações para os tipos de <i>PWM</i> . . . . .	73
4.2	Nomenclatura utilizada. . . . .	87
5.1	Características dos ignitores segundo a ABNT, para lâmpadas <i>HPS</i> . . . . .	113
6.1	Norma IEC-61000-3-2 para equipamentos classe C . . . . .	123
6.2	Valores dos ganhos $K_p$ e $K_i$ dos <i>PI</i> . Configuração 1. . . . .	146
6.3	Valores dos ganhos $K_p$ e $K_i$ dos <i>PI</i> . Configuração 2. . . . .	146
7.1	Comparação entre a norma IEC-61000-3-2 e os resultados obtidos para o controlador repetitivo e clássico para a capacitância do boost $C_{boost} = 1500\mu F$ . . . . .	179

7.2 Comparação entre a norma IEC-61000-3-2 e os resultados obtidos para o controlador repetitivo e clássico para a capacitância do boost,  $C_{boost} = 22\mu F$ . . . . 180

7.3 Valores de  $f_{ign}$ , G e  $t_{ign}$  para diferentes valores de  $V_{cc}$ . . . . . 186

A.1 Tabela contendo os valores dos componentes para os filtros analisados. . . . . 214



# Nomenclatura

*AID* - lâmpadas de alta intensidade de descarga

*a* - relação entre frequência da modulante e a frequência fundamental do sinal

$\delta$  - relação cíclica de tensão de entrada do circuito ressonante

*C* - capacitor

*C1, C2, C3, C4, C5, C6* - comandos para as chaves utilizadas

*C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub>, C<sub>3</sub>, C<sub>4</sub>* - Capacitores utilizados no filtro sintonizado

*C<sub>eq</sub>* - capacitância equivalente

*cos $\theta$*  - cosseno do ângulo entre a fundamental de tensão e corrente

*C<sub>p</sub>* - capacitor paralelo

*C<sub>ign</sub>* - capacitor utilizado no circuito ignitor

*C<sub>s</sub>* - capacitor série *D* - relação cíclica

*C<sub>ss</sub>* - capacitor utilizado para injeção de harmônicas em regime

*d* - relação cíclica da chave boost (T3b)

*D'* - relação cíclica complementar ( $D' = 1 - D$ )

*D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, D<sub>3</sub> e D<sub>4</sub>* - diodos anti-paralelos com os interruptores do inversor ponte completa

*Db* - diodo do conversor boost

$E$  - tensão de alimentação  $CC$

$f_a$  - frequência de amostragem

$f_{mod}$  - frequência da senoíde modulante

$f_{fund}$  - frequência da senoíde fundamental

$FP$  - fator de potência

$f_s$  - frequência de chaveamento

$f_{PWM}$  - frequência de chaveamento do inversor

$G_{inv}$  - ganho do inversor

$HID$  - *High-Intensity Discharge* lamps

$HPS$  - lâmpada do tipo vapor de sódio de alta pressão - High Pressure Sodium

$i_C(t)$  - corrente instantânea no capacitor

$I_g$  - corrente da fonte / entrada

$I_{lamp}$  - corrente instantânea aplicada na lâmpada

$I_{Lb}$  - corrente no indutor do conversor boost

$I_{LR}$  - corrente no indutor do conversor ressonante

$K$  - fator que determina o modo de condução do conversor

$K_g$  o gerador de comando de referência para rastrear um sinal repetitivo  $\omega$

$K_i$  - ganho integral do controlador  $PI$

$K_s$  - controlador estabilizante

$K_p$  - ganho proporcional do controlador  $PI$

$L$  - indutor

$L_{boost}$  - indutor do conversor boost

$L_{buck}$  - indutor do conversor buck

$M(D)$  - função de transferência do conversor em função da relação cíclica

$N$  - intervalos amostrais que constituem um período do sinal de referência

$P_{lamp}$  - potência instantânea aplicada na lâmpada

$P$  - planta a ser controlada

$PWM$  - *Pulse Width Modulation*

$Q$  - fator de qualidade

$Q_p$  - fator de qualidade paralelo

$Q_s$  - fator de qualidade série

$R_{lamp}$  - carga resistiva utilizada como modelo da lâmpada

$s_{ref}$  - sinal de referência para o modulador  $PWM$

$S_1, S_2, S_3, S_4$  - chaves genéricas

$S_{ign}$  - chave de inserção do capacitor  $C_{ss}$  na ignição da lâmpada

$T, T_1, T_2, T_3, T_4$  - Interruptores do inversor em ponte completa

$THD$  - taxa de distorção harmônica

$t_{off}$  - período de bloqueio da chave

$t_{on}$  - período de condução da chave

$t_{ign}$  - período do pulso de ignição

$t_p$  - período de ocorrência do pico de corrente

$T_s$  - período de chaveamento

$\tau$  - período de chaveamento em relação ao período  $T$

$V$  - tensão de saída do conversor

$V(t)$  - tensão instantânea de saída

$V_{AB}$  - tensão de saída do inversor

$V_{CC}$  - tensão contínua / barramento contínuo

$V_g$  - tensão da fonte / entrada

$|V_g|$  - tensão da rede retificada

$V_i(j\omega)$  - tensão de entrada no domínio da frequência

$V_{in}$  - tensão de entrada do filtro sintonizado

$V_{ign}$  - tensão máxima de ignição

$V_1$  - tensão fundamental aplicada ao circuito ressonante

$V_L(t)$  - tensão instantânea no indutor

$V_{lamp}$  - tensão instantânea aplicada na lâmpada

$V_{sat}$  - tensão de saturação

$V_m$  - tensão de pico

$V_o(j\omega)$  - tensão de saída no domínio da frequência

$V_{rede}$  - tensão de alimentação / rede elétrica - 127V / 60Hz

$\omega$  - frequência de operação

$\omega_{ign}$  - frequência de ignição

$\omega_o$  - frequência de ressonância

$\omega_p$  - frequência de ressonância paralela

$\omega_r$  - frequência de ressonância

$\omega_{r(off)}$  - frequência de ressonância para circuito sem carga

$\omega_{rede}$  - frequência da rede elétrica

$\omega_s$  - frequência de ressonância série

*ZOH* - *Zero Order Holder*

# Capítulo 1

## Proposta de Tese de Doutorado

### 1.1 Contextualização do trabalho e motivação

Atualmente, o consumo e a qualidade da energia elétrica são fatores de preocupação mundial. Especificamente, a iluminação artificial representa 17% de toda energia consumida no Brasil e cerca de 30% no mundo. Parcela significativa do consumo de energia referida à iluminação artificial é devido à iluminação pública [14].

A iluminação pública no Brasil corresponde a aproximadamente 7% da demanda nacional e a 3,3% do consumo total de energia elétrica do país. O equivalente a uma demanda de 2,3GW e a um consumo de 10,2 bilhões de *kWh*/ano [14].

A iluminação pública é essencial à qualidade de vida nos centros urbanos, atuando como instrumento de cidadania, permitindo aos habitantes desfrutar, plenamente, dos espaços públicos no período noturno. Além de estar diretamente ligada à segurança pública no tráfego, a iluminação pública previne a criminalidade, embeleza as áreas urbanas, destaca e valoriza monumentos, prédios e paisagens, facilita a hierarquia viária, orienta percursos e aproveita

melhor as áreas de lazer. A melhoria da qualidade dos sistemas de iluminação pública traduz-se em melhor imagem da cidade, favorecendo o turismo, o comércio e o lazer noturno.

Por este motivo muitas pesquisas vêm se desenvolvendo com o objetivo de tornar as fontes de iluminação mais eficientes que as lâmpadas incandescentes.

As lâmpadas de alta intensidade de descarga - AID (*High-Intensity Discharge (HID)*) necessitam de dispositivos para seu acionamento que limitem a passagem de corrente para evitar danos (devido à característica corrente-tensão negativa da lâmpada) e que forneçam altas tensões para a ignição. É nesse contexto que se enquadra o reator para lâmpadas AID. Os reatores podem ser classificados em dois tipos: os eletromagnéticos, ditos convencionais ou passivos, e os eletrônicos. Ambos os tipos apresentam características próprias, tendo vantagens e desvantagens em sua utilização.

A utilização de reatores eletrônicos com estágio inversor em alta frequência pode proporcionar uma solução para o acionamento, uma vez que nestas condições as lâmpadas se comportam como uma resistência. Entretanto, pode ocorrer o aparecimento da ressonância acústica, que perturba o caminho de descarga, causando flutuações do fluxo luminoso, provoca mudança na característica da cor da luz e até podendo chegar à extinção do arco. Este fenômeno é dependente da geometria e das dimensões do tubo, da composição e das condições termodinâmicas do gás. Considerando os vários fabricantes, as tolerâncias nos processos de fabricação e as mudanças nas condições termodinâmicas da lâmpada ao longo de sua operação, a determinação das faixas de frequência em que o fenômeno ocorre torna-se mais complexo.

Várias soluções foram propostas na literatura para resolver o problema do fenômeno de ressonância acústica, dentre elas se destacam:

- 
- i)* operar em altas frequências (20 a 200) $kHz$ , nas faixas estreitas em que não ocorre a ressonância [3, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 27, 28];
  - ii)* operar acima da faixa em que ocorre a ressonância acústica, normalmente em frequência superiores a 500 $kHz$  [29, 30, 31, 32, 33];
  - iii)* operar em baixas frequências (50 a 500 $Hz$ ), acionando a lâmpada com corrente retangular [4, 34, 35, 36, 37, 38, 39, 40];
  - iv)* utilizar uma estratégia de modulação que altere a frequência do inversor antes que a ressonância acústica evolua, através de um circuito de controle programável [2, 41, 42, 43, 44, 45];
  - v)* injeção de harmônicas à componente fundamental de alta frequência com o objetivo de se aproximar da onda quadrada e mais recentemente [5, 6, 46, 47, 48], a forma de onda de tensão modulada em 120 $Hz$  [7, 9, 8, 49]. É justamente neste item que serão focados os estudos dessa tese de doutorado.

Dentre as vantagens de utilizar os reatores eletrônicos as mais importantes são:

- i)* manter a potência e o fluxo luminoso da lâmpada constantes, mesmo com o aumento da tensão, o que ocorre ao longo da vida útil;
- ii)* regulação de potência frente às variações e flutuações da tensão da rede;
- iii)* controle de fluxo luminoso;
- iv)* eliminar o efeito estroboscópico;

- v)* aumentar o fluxo luminoso, melhorar o rendimento e a qualidade da luz. Elevar o fator de potência e reduzir o conteúdo harmônico da corrente de entrada;
- vi)* reduzir os tempos de aquecimento e re-acendimento a quente das lâmpadas;
- vii)* incorporar tecnologia ao sistema de iluminação, como por exemplo: o controle do fluxo luminoso em função do nível de iluminação ambiente;
- viii)* controle à distância do estado ou do nível de potência das lâmpadas;
- ix)* detecção e diagnóstico de falhas nos reatores e lâmpadas.

## **1.2 Objetivos da Tese de Doutorado**

### **1.2.1 Objetivos Gerais**

Esta tese de doutorado tem por objetivos: a análise, o projeto, a simulação e implementação de um reator eletrônico microcontrolado para uma lâmpada de descarga com as seguintes características:

- i)* operação livre da ressonância acústica, baseada na imposição de formas de onda de tensão, que alimenta a lâmpada, com características adequadas. Nesta tese são estudados sinais com harmônicas e sinais modulados;
- ii)* correção de fator de potência, utilizando o conversor boost, comparando técnicas de controle, dentre elas, a técnica por controle repetitivo;
- iii)* alto rendimento, atendendo as normas vigentes;



- iv)* ignição suave, atendendo as normas vigentes;
- v)* faixa de potência de trabalho [70W a 150W], independente do fabricante da lâmpada;
- vi)* variação da tensão aplicada à lâmpada durante sua vida útil, visando o maior aproveitamento da sua produção de luz;
- vii)* sistema de proteção, visando à segurança do usuário.

### **1.2.2 Objetivos Específicos**

1. Estudo das lâmpadas de descarga e suas características;
2. Estudo e projeto de famílias de conversores estáticos aplicados aos reatores eletrônicos para lâmpada de alta intensidade de descarga - *AID*;
3. Estudo de técnicas de comando;
4. Estudo de formas de onda de tensão adequadas para se evitar a ressonância acústica;
5. Métodos de ignição (partida) da lâmpada *AID*;
6. Estudo do conversor para correção do fator de potência e as técnicas de controle adequadas à utilização no reator eletrônico;
7. Simulação do sistema completo;
8. Implementação do algoritmo de controle em *DSP*;
9. Projeto de Hardware (*CPU*, *DSP* e montagens);
10. Implementação de protótipo.

### 1.3 Estrutura do texto

Esta tese de doutorado está organizada da seguinte forma: O Capítulo **1** apresenta a revisão bibliográfica, o contexto no qual está inserido este trabalho e a motivação para a realização do mesmo.

O Capítulo **2** apresenta o estudo sobre as lâmpadas de descarga enfatizando a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão- (*HPS - High pressure sodium*), abordando as características construtivas e luminosas, a ignição, a estabilização do arco e a ressonância acústica.

No Capítulo **3** é realizado um estudo de reatores convencionais eletromagnéticos e de reatores eletrônicos, operando em alta ou baixa frequências.

No Capítulo **4** é apresentado o estudo de formas de onda de tensão aplicadas à lâmpada *HPS*. As formas de onda de tensão são sintetizadas via Modulação por Largura de Pulsos - (*PWM- Pulse Width Modulation*) através de inversor em ponte completa e um filtro *LC* projetado pra esse propósito.

O Capítulo **5** apresenta os ignitores apresentados na literatura, comparando-os, mostrando suas vantagens e desvantagens. Além disso, é feito o estudo, análise, projeto e implementação de um ignitor que funciona baseado no batimento de tensão, visando prolongar a vida útil da lâmpada.

O Capítulo **6** apresenta o estudo realizado sobre o estágio de correção do fator de potência, comparando as técnicas de controle aplicadas ao reator eletrônico: a clássica, uma segunda técnica que consiste na amostragem da tensão a cada  $120Hz$  e uma terceira, que utiliza o controle repetitivo. Para o controle repetitivo são feitas uma breve revisão e análise para sua

utilizando no conversor boost *CFP* - (Corretor do Fator de Potência), o qual fará parte do circuito do reator eletrônico.

No Capítulo 7 são apresentados os resultados experimentais para a técnica de injeção de harmônicas e dos sinais modulados via *PWM*, para o circuito ignitor e para o conversor boost *CFP*.

No final da presente tese serão apresentadas as conclusões finais e as propostas para continuidade do trabalho de pesquisa nesse tema.

# Capítulo 2

## Estudo sobre a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão - *HPS*

### 2.1 Introdução

Neste capítulo será apresentado um estudo sobre a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão- (*HPS - High Pressure Sodium*), um tipo de lâmpada de descarga que apresenta uma eficiência luminosa e uma vida útil muito superior que as lâmpadas incandescentes. Entretanto, os reatores utilizados para o acionamento desta lâmpada apresentam sérios inconvenientes à rede elétrica como será apresentado posteriormente.

A lâmpada de vapor de sódio de alta pressão apresenta características luminosas que justificam o seu grande uso em iluminação pública [14]. Porém, poucos trabalhos existem sobre os reatores eletrônicos para este tipo de lâmpada, o que consideramos pertinente apresentar topologias e solucionar alguns problemas em relação aos reatores convencionais.

O estudo sobre a lâmpada de vapor de sódio foi dividido em três partes, nos quais serão

descritas as características construtivas, elétricas e o funcionamento da lâmpada *HPS*. Na parte referente ao funcionamento, são descritos os processos de ignição, de estabilização, a alimentação em alta frequência e a re-ignição da lâmpada, além de apresentar características particulares, como a ressonância acústica.

## 2.2 Caracterização das lâmpadas de descarga

### 2.2.1 Introdução

As primeiras lâmpadas de descarga que surgiram foram denominadas de arco voltáico. Nestas lâmpadas a descarga elétrica se dá através do ar, onde grande parte do fluxo luminoso é produzido pela incandescência entre seus eletrodos de carvão. Este tipo de lâmpada foi muito utilizado em iluminação pública no início do século passado. Hoje são utilizadas em aparelhos de projeção, tanto cinematográfica quanto de grande potência para aplicações especiais, como teatro, artilharia, efeitos cênicos e outros.

As lâmpadas do tipo descarga eletrônica em gases a alta ou baixa pressão surgiram graças ao estudo sobre descargas elétricas em atmosferas gasosas que tornaram possível a utilização da descarga elétrica sobre gases como uma fonte de luz de aplicação prática. As lâmpadas de descarga mais comuns são: as de vapor de sódio de alta pressão (*HPS*) e de baixa pressão (*LPS-Low Pressure Sodium*), as de vapor de mercúrio (*HPMV-High Pressure Mercury Vapor*) as lâmpadas mistas e as fluorescentes.

### 2.2.2 Justificativas para a utilização das lâmpadas de descarga

Pode-se citar algumas características que justificam o uso das lâmpadas de descarga ao invés das lâmpadas incandescentes.

a) Alta eficiência: a maior parte da energia elétrica fornecida é convertida em luz, levando a uma redução no consumo de energia. A Tabela 2.1 apresenta o tipo de lâmpada e sua eficiência luminosa.

Tabela 2.1: Comparação da eficiência luminosa entre os tipos de lâmpadas [1, 10, 11, 12, 13].

<b>Tipo de Lâmpada</b>	<b>Eficiência em lúmens/Watt</b>
Incandescente	10 a 20
LED	20 a 100
Mista	17 a 25
Vapor de Mercúrio	44 a 63
Fluorescente	43 a 84
Vapor de Sódio	75 a 105
Multivapor	69 a 115
Vapor de Sódio, alta pressão	68 a 140

b) Vida útil: a vida útil é o tempo na qual a lâmpada opera em condições nominais. Entre os fatores que afetam o tempo de vida útil estão a potência de operação da lâmpada, a temperatura de operação, características do reator, a tensão da fonte e as horas de operação.

A Tabela 2.2 apresenta o tipo de lâmpada e sua vida útil em horas.

Tabela 2.2: Comparação da vida útil média entre os tipos de lâmpadas [1, 10, 11, 12, 13].

<b>Tipo de Lâmpada</b>	<b>Vida Útil (horas)</b>
Incandescente	750 a 2850
Mista	6000 a 8000
Vapor de Mercúrio	10000 a 15000
Fluorescente	3000 a 20000
Vapor de Sódio	10000 a 20000
Multivapor	12000 a 24000
Vapor de Sódio, alta pressão	20000 a 40000
LED	100000

c) Operação em temperaturas mais baixas: Outra característica da luz é a sua temperatura, entretanto este termo não representa o calor físico da lâmpada e sim o tom de cor que ela dá ao ambiente. Nas lâmpadas, esta temperatura de cor é medida em graus Kelvin ( $^{\circ}K$ ) e quanto maior for o valor, mais fria é a cor da lâmpada. Na percepção prática, a luz mais quente oferece maior aconchego e relaxamento e a luz mais fria maior atividade. O calor total produzido pela lâmpada de descarga é bem menor que a lâmpada incandescente, para um mesmo fluxo luminoso.

## 2.3 Caracterização da lâmpada de vapor de sódio de alta pressão - *HPS*

As lâmpadas de vapor de sódio podem ser divididas em dois grupos: as de baixa pressão (*LPS*) e as de alta pressão (*HPS*). Nesta seção será apresentado um estudo sobre a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão utilizada na presente tese. Os aspectos construtivos, as características e o seu acionamento são discutidos visando-se um conhecimento sobre o tipo de lâmpada de descarga, fundamento básico para análise e projeto do reator.

### 2.3.1 Aspectos construtivos da lâmpada *HPS*

A Figura 2.1 apresenta o diagrama de uma lâmpada *HPS* com suas principais partes.

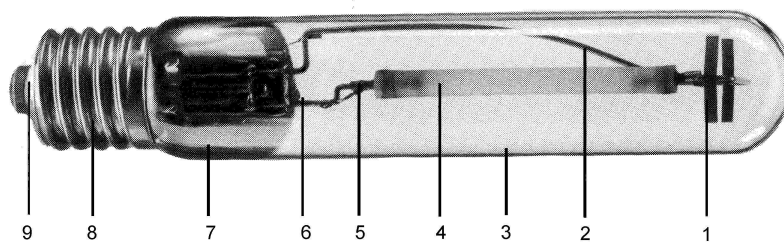


Figura 2.1: Diagrama descritivo da lâmpada *HPS* do tipo SON-T [1].

Estas partes são:

- 1 - Mola de suporte;
- 2 - Fio curvo de suporte/entrada para melhorar as características ópticas;
- 3 - Bulbo externo lacrado para isolar as influências do ar e da atmosfera;



4 - Tubo de descarga translúcido;

5 - Mecanismo de expansão para eliminar o estresse de temperatura provocado pelo tubo de descarga;

6 - Fio entrada/suporte;

7 - Absorvedor de gases para assegurar o vácuo;

8 - Base de rosca;

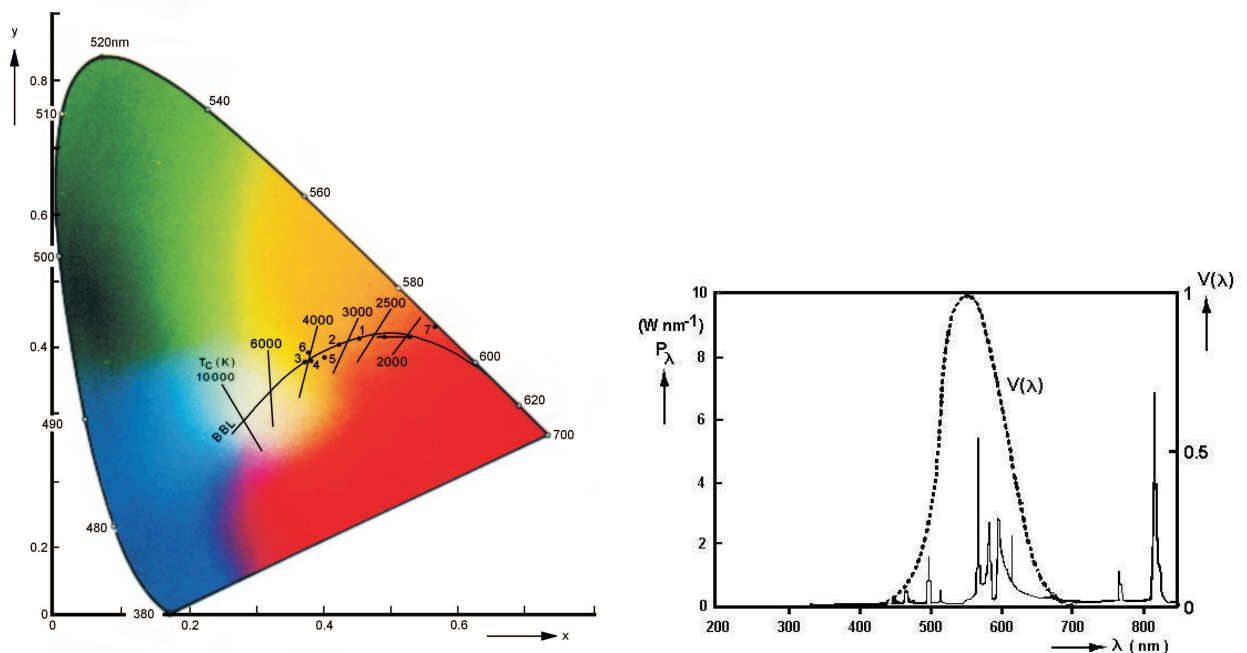
9 - Disco de porcelana para isolamento.

O formato do tubo de descarga é comprido, estreito e constituído de óxido de alumínio sinterizado translúcido onde estão os gases xenônio, responsável pela ignição da lâmpada, mercúrio utilizado para corrigir a cor e sódio em alta pressão. Possui em cada uma de suas extremidades um eletrodo principal feito de nióbio.

O tubo de descarga está localizado dentro do bulbo externo, onde é produzido o vácuo entre eles para que se possa diminuir as perdas por calor externo, além de aumentar a pressão sobre o tubo de descarga e a eficiência luminosa.

### 2.3.2 Características luminosas

A lâmpada de vapor de sódio de alta pressão possui uma propriedade de cor agradável possibilitando sua utilização em vias públicas, ferrovias, áreas de estacionamento, praticamente em todo tipo de iluminação externa e também em iluminação da parte interna de indústrias.



(a) Espectro luminoso de lâmpadas.

(b) Espectro luminoso da lâmpada HPS.

Figura 2.2: Espectro luminoso de lâmpadas.

A Figura 2.2(a) apresenta o diagrama de cores onde são apresentados pontos que representam o espectro luminoso de vários tipos de lâmpadas. As lâmpadas indicadas no gráfico são:

1 - Incandescente (GLS 100W)

2 - Halógena de tungstênio (1000W)

3 - Fluorescente branca padrão (TLD 36W/33)

4 - Fluorescente tree band (TLD 36W/84)

5 - Mercúrio de alta pressão (HPL de luxe 400W)

6 - Halógena metálica (HPI/T 400W)

7 - Vapor de sódio de baixa pressão (SOX-E131)

\* - Vapor de sódio de alta pressão (SON 400W) e a seta indica o efeito do aumento da pressão de vapor de sódio [1].

Nesta figura são mostradas as retas com as equivalentes temperaturas da radiação de corpo negro para cada comprimento de onda.

A Figura 2.2(b) mostra o espectro luminoso para a lâmpada *HPS* SON 400W. Nota-se a curva pontilhada indicando o espectro visível em função do comprimento de onda.

Uma forma de quantificar esta distribuição espectral e qualificar uma fonte de luz quanto à capacidade de reproduzir as cores é dada através do índice de reprodução de cores *IRC*. A luz solar possui um *IRC* igual a 100, o que significa que mais fielmente reproduz as cores dos objetos quando iluminadas por esta fonte, já que o que se enxerga é o reflexo da luz emitida aos objetos.

A lâmpada *HPS* possui o índice de reprodução de cores, *IRC*, definido pela CIE-1974, em torno de 25. O valor máximo para o *IRC* é de 100. Atualmente, existem lâmpadas *HPS* com melhores índices de reprodução de cores, em torno de 85, porém possuem menor vida útil e menor eficiência luminosa. Esta melhora na reprodução de cores é devida ao aumento da pressão [10].

A Tabela 2.3 apresenta alguns tipos de lâmpadas e seus respectivos índices de reprodução de cores.

Tabela 2.3: Comparação do *IRC* entre os tipos de lâmpadas [1]

<b>Tipo de Lâmpada</b>	<i>IRC</i>
HPS - SON/T	25
HPMV - HPL de Luxe	47
Fluorescente tubular (T5)	80
HPS *	85
LPM - TLD/84	86
Halógena	70-90
Incandescente	100
LED (cor branca)	85-100

\* - Com melhoria na reprodução de cores

### 2.3.3 Acionamento da lâmpada *HPS*

Nesta seção serão apresentadas as duas principais características do acionamento da lâmpada *HPS*, que são a ignição da lâmpada e a estabilização do arco.

A ignição da lâmpada de descarga corresponde à conversão do gás existente no bulbo de um estado não-condutor a estado condutor. A primeira fase no processo de ignição da lâmpada só pode ser alcançada se o circuito elétrico proporcionar uma tensão com amplitude e tempo suficientes para provocar a ionização do gás produzindo o arco elétrico entre os dois eletrodos.

A estabilização do arco se desenvolve limitando a corrente que flui por ele, pois, como o arco apresenta uma característica tensão-corrente negativa, a corrente aumentaria indefinidamente até a lâmpada ser destruída. Dessa forma, a lâmpada deve ser operada por um circuito limitador de corrente. A corrente na lâmpada pode ser ajustada ao valor desejado colocando-se um reator passivo ou um reator eletrônico entre a lâmpada e a fonte.

Para atingir a ignição formal e estabilização do arco, certas exigências devem ser satisfeitas pela lâmpada de descarga e pelo circuito elétrico no qual a lâmpada é conectada. Essas exigências serão discutidas a seguir.

#### 2.3.3.1 Ignição da lâmpada *HPS*

Uma tensão de ignição elevada é necessária para iniciar a descarga no tubo. Em seguida, as colisões eletrônicas aumentam, elevando gradativamente a temperatura do arco, vaporizando o metal e, conseqüentemente, aumentando a pressão. Ao final desta fase, que leva alguns minutos, a temperatura e a pressão do arco, bem como o brilho da lâmpada, atingem o

regime permanente.

É importante ressaltar que a tensão final de operação da lâmpada cresce ao longo de sua vida útil devido à elevação de sua temperatura de trabalho, este problema é particularmente maior nas lâmpadas de vapor de sódio.

O processo de ignição é apresentado na Figura 2.3, que descreve a característica tensão-corrente da lâmpada HPS. O fenômeno do arco pode ser simplificado por uma descarga entre as placas planas e paralelas.

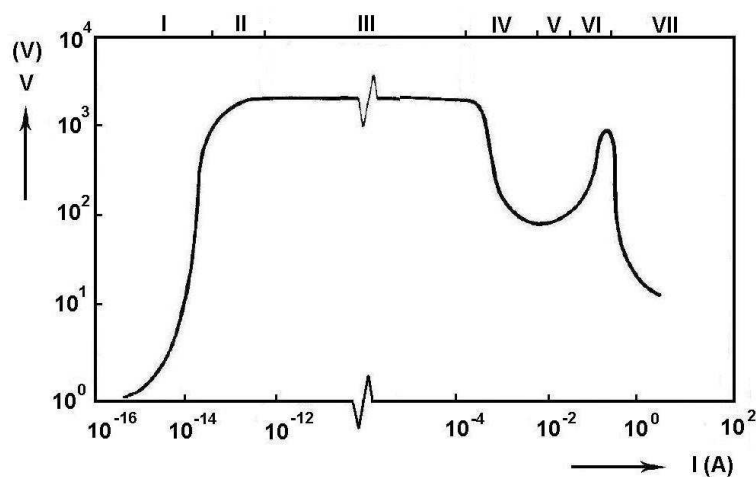


Figura 2.3: Curva característica tensão-corrente da lâmpada HPS [1].

Uma corrente muito pequena flui através do *gap* quando uma baixa tensão é aplicada. Para aumentar o valor médio da corrente, deve-se elevar a tensão, caracterizando assim a região (I), conhecida com região de Geiger [1]. Observa-se que há uma elevação da tensão aplicada para valores próximos a  $1,3kV$ . Na região (II) denominada de região Townsend, a corrente ainda é muito pequena, mas o seu valor aumenta fortemente para um pequeno aumento de tensão. O ponto de ruptura da corrente, onde a descarga se torna auto-sustentada, ocorre na região (III). A tensão diminui ligeiramente, após esta etapa, a corrente cresce e atinge o ponto

onde ocorre a tensão de ruptura. Na região de descarga de brilho subnominal (IV), ocorre uma diminuição significativa de tensão. Na região (V) a tensão é quase constante. Entretanto com o aumento da corrente, o brilho normal se desenvolve fazendo com que a tensão aumente mais uma vez, caracterizando a região (VI). E finalmente na região (VII) tem-se a descarga do arco propriamente dito [1].

O processo de ruptura é estudado aplicando-se uma alimentação à lâmpada *HPS* desligada com uma tensão constante cuja amplitude pode ser escolhida. O fenômeno de ruptura é observado quando ocorre uma variação súbita de tensão [1].

Para se obter as medidas da tensão de ruptura; as lâmpadas *HPS* devem ser operadas primeiro pelo menos durante dez minutos com uma corrente estabilizada, seguido por um período desligado de mesma duração. Um período preliminar de aquecimento e resfriamento inadequado influenciará nos resultados das medidas.

Para tempos pequenos, a tensão de ruptura fica muito maior por causa da alta pressão do vapor de mercúrio e sódio presentes na *HPS*.

Um mínimo na tensão de ruptura é encontrado para um tempo de resfriamento entre um e dois minutos. Este mínimo pode ser explicado pela possível presença de uma mistura de xenônio e sódio na lâmpada depois de tal período para esfriamento. Para períodos maiores que aproximadamente cinco minutos, a tensão de *break-down* é principalmente determinada pela presença do gás de ignição, xenônio. Essas características podem ser observadas na Figura 2.4.

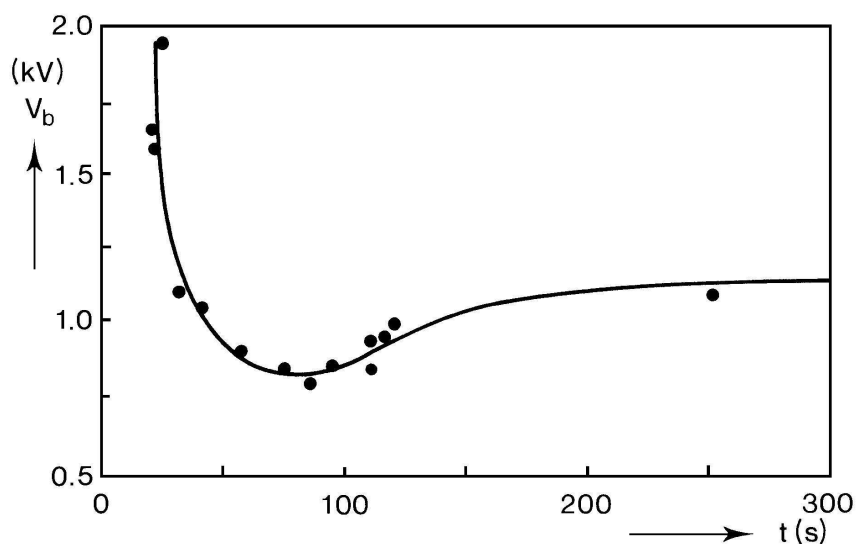


Figura 2.4: Curva característica da tensão aplicada a lâmpada *HPS* em função do tempo[1].

Para amplitudes da tensão maiores que o mínimo requerido para ruptura, o tempo para ruptura dependerá em grande parte da sobretensão (diferença entre a tensão aplicada e o mínimo requerido para ruptura).

A largura do pulso de ignição aplicado à lâmpada também influencia no tempo de ignição. Estes pulsos de ignição têm que satisfazer certas exigências mínimas com relação à amplitude, a largura e o tempo de subida do pulso.

Outra característica é que quanto maior for a tensão de alimentação, menor será o tempo de ignição. A pressão de xenônio também tem uma influência no tempo de ignição da lâmpada, que pode ser explicada pelo fato de que, para uma descarga de brilho, a densidade de corrente aumenta com o quadrado da pressão a uma queda constante no cátodo [1].

Muitas lâmpadas *HPS* que empregam xenônio, como um gás de ignição, são operadas junto com um dispositivo de ignição que, em combinação com o reator indutivo ou um trans-



formador de pulso, produz a tensão necessária para a ignição na forma de pulsos sobrepostos na tensão de alimentação. Mais detalhes sobre o pulso de ignição serão apresentados no Capítulo 5.

A temperatura e a pressão do gás no interior do tubo de descarga definem a tensão de ignição necessária para início de uma descarga. Se o arco por algum motivo for extinto, após a lâmpada estar em equilíbrio, para um reacendimento imediato seria necessária uma tensão muito elevada, já que nem a pressão, nem a temperatura retornariam às condições iniciais imediatamente. A lâmpada deve esfriar para um novo acendimento, este tempo é conhecido por tempo de resfriamento e pode levar normalmente alguns minutos. A impossibilidade de re-ignição imediata a quente, com as mesmas tensões de partida a frio, é considerado um inconveniente das lâmpadas de descarga a alta pressão.

Na Figura 2.5 é mostrada a tensão contínua de *break-down* para uma lâmpada HPS de 70W em função da temperatura do tubo de descarga. Observa-se que para uma temperatura de cerca de  $1273^{\circ}\text{C}$  ( $1000^{\circ}\text{K}$ ) é necessário um pulso de ignição com amplitude acima  $10\text{kV}$ .

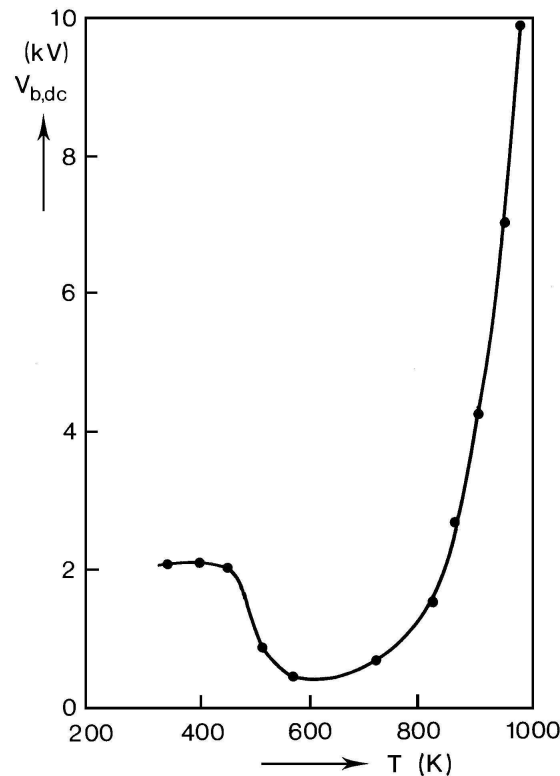


Figura 2.5: Curva de tensão em função da temperatura na lâmpada HPS[1].

### 2.3.3.2 Estabilização do arco

A função mais importante do reator é controlar a corrente de alimentação na lâmpada. Os reatores são como uma interface entre a lâmpada de descarga e a rede elétrica e têm que satisfazer tanto as exigências da lâmpada de descarga quanto da rede elétrica.

Com relação à lâmpada de descarga, o reator tem que assegurar:

- i)* que durante sua vida útil, a potência na lâmpada seja mantida constante no valor nominal

apesar das flutuações na tensão de alimentação;

*ii)* a re-ignição;

Com relação à rede elétrica, o reator tem que assegurar:

*i)* que a distorção na corrente da rede seja mantida dentro dos limites especificados por norma;

*ii)* que no caso de fontes trifásicas, a corrente de terceiro harmônico no neutro seja eliminada;

*iii)* que a corrente da rede esteja, sempre que possível, em fase com a tensão;

*iv)* que a interferência de rádio frequência, causada, por exemplo, durante a ignição e a re-ignição da lâmpada, seja suprimida adequadamente;

*v)* que o reator não perturbe sinais de controle remoto;

*vi)* que os níveis de eficiência elétrica e luminosa sejam satisfatórios.

### 2.3.3.3 Curvas características da lâmpada *HPS*

Como já mencionado, uma das funções principais do reator é assegurar que, mesmo havendo flutuações na tensão da rede, a potência fornecida à lâmpada seja constante. O modo como a potência da lâmpada varia em função da tensão para um determinado circuito elétrico, é mostrado pelas curvas do reator na Figura 2.6 .

A influência da tensão da lâmpada sobre a potência pode ser ilustrada através das curvas da lâmpada da Figura 2.6. Note que o ponto operacional da lâmpada *HPS* é determinado pelo ponto de interseção do reator e da lâmpada.

Na Figura 2.6 são apresentadas as retas que descrevem a característica potência-tensão de uma lâmpada HPS e a curva característica de um reator. As linhas pontilhadas indicam as curvas características da lâmpada sendo deslocada ao longo de sua vida útil.

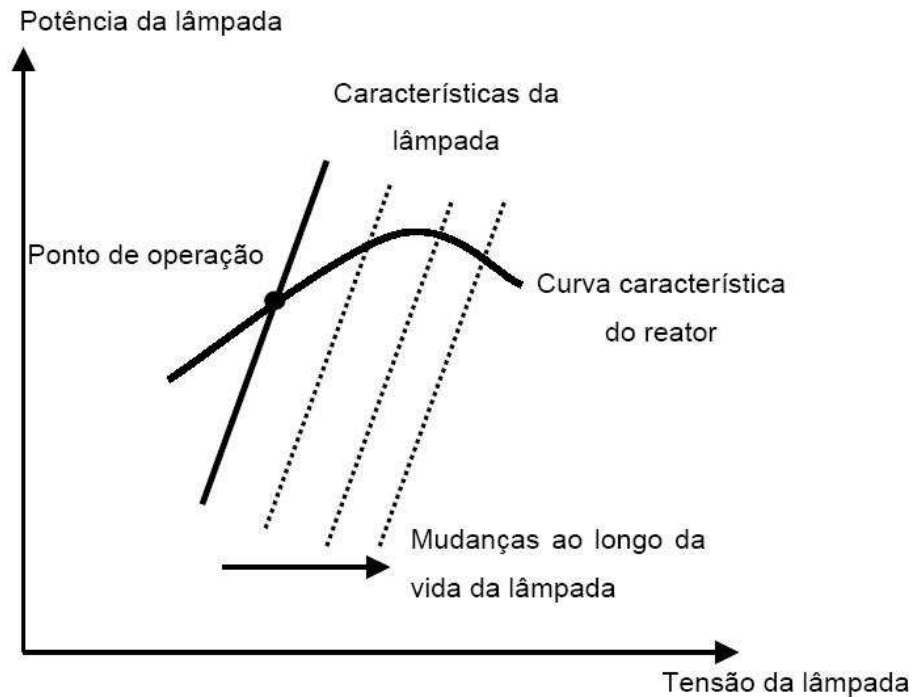


Figura 2.6: Curva característica da lâmpada[1].

As curvas da lâmpada para um determinado reator podem ser medidas variando-se a tensão de alimentação bem como sua potência. A curva da lâmpada mostra que a tensão aplicada se torna mais alta para lâmpadas mais velhas, como pode se verificar na Figura 2.6.

### 2.3.3.4 Diagrama quadrilátero

O reator e os fabricantes de lâmpada impõem certas limitações nos seus produtos para assegurar que eles operem dentro das especificações. Os limites operacionais da lâmpada podem ser especificados convenientemente por meio de um quadrilátero ou diagrama trapezoidal mostrados na Figura 2.7 [1].

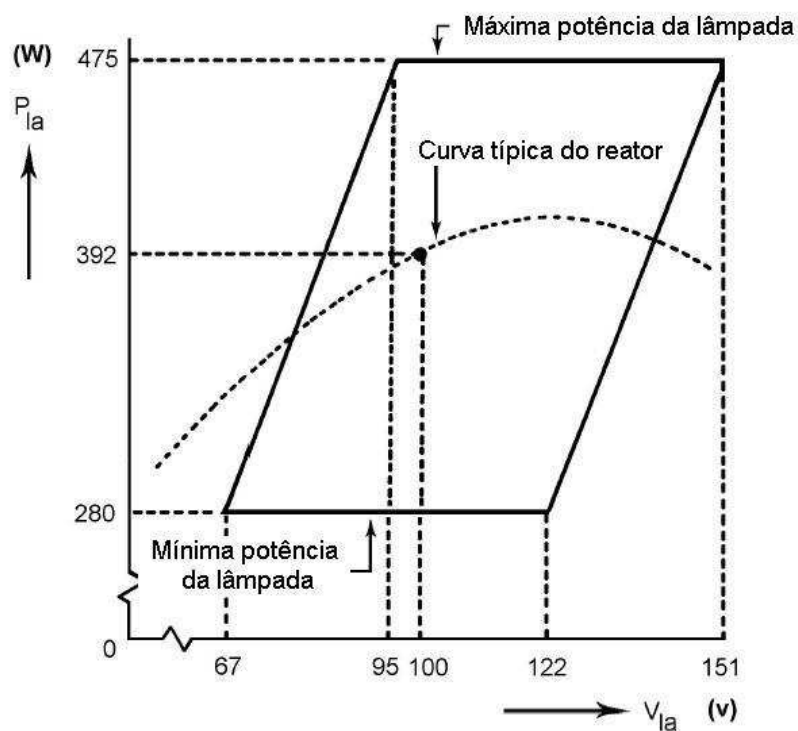


Figura 2.7: Diagrama quadrilátero de uma lâmpada HPS-400W.

Os limites, superior e inferior, de potência da lâmpada são determinados pela norma *IEC*. Dentro desses limites se assegura um fluxo luminoso aceitável e com tempo de aquecimento satisfatório. Os limites laterais são determinados pela curva característica da lâmpada. O ponto de funcionamento do reator deve estar dentro desse quadrilátero.

No projeto do reator deverá ser considerada as flutuações na tensão de alimentação para

que a curva do reator não ultrapasse os limites, inferior e superior, do diagrama quadrilátero.

O diagrama quadrilátero apresenta a região na qual a lâmpada opera em condições nominais de tensão e corrente, garantidas pelo reator. Contudo, com o passar do tempo, ao longo de sua vida útil, a impedância equivalente da lâmpada varia, aumentando a tensão final sobre a mesma. Este problema não ocorre nas lâmpadas de vapor de mercúrio, é moderado nas lâmpadas de vapor metálico, e nas lâmpadas de vapor de sódio é particularmente maior, onde a tensão alcança valores até 70% maior do que o nominal [10].

A tensão de operação da lâmpada está intimamente ligada à temperatura do amálgama. Com o passar do tempo, o material dos eletrodos gradualmente se vaporiza e se deposita nos terminais do tubo de descarga, na forma de um filme escuro. Tal filme absorve o calor da descarga provocando um acréscimo na temperatura. Além disso, a alta reatividade do sódio aquecido faz com que o mesmo se combine com outros ingredientes do tubo de descarga, tornando o amálgama mais rico em mercúrio, elevando a tensão do arco [1].

Tais mudanças podem ser causadas por [1]:

- uma remoção total de sódio durante a vida da lâmpada (que é a razão para o excesso de amálgama em lâmpadas *HPS*); a amálgama fica mais rica em mercúrio e produz uma pressão de mercúrio mais alta e uma pressão de sódio mais baixa à mesma temperatura da amálgama;
- uma mudança na temperatura da mancha mais fria durante a vida da lâmpada que podem ser provocados por vários fatores:
  - escurecimento do fim do tubo de descarga;
  - mudança no fluxo de potência pelo eletrodo.

Também, a tensão da lâmpada inicial mostra um aumento devido:

- às tolerâncias de fabricação da lâmpada de descarga;
- às tolerâncias de fabricação do reator;
- à influência da luminária no qual a lâmpada é operada;
- à influência nas flutuações de tensão de alimentação.

### 2.3.4 Ressonância acústica

A Ressonância Acústica (*RA*) que ocorre nas lâmpadas de alta intensidade de descarga (*AID*) se caracteriza por flutuações de pressão do gás no interior do tubo de descarga, quando elas são alimentadas por fontes de potência de altas frequências (de poucos a centenas de *kHz*) [1]. Quando a frequência da flutuação de pressão está próxima da frequência natural de oscilação do tubo (determinada pela sua forma, temperatura interna e tipo de gás contido), ondas de pressão permanentes se estabelecem no tubo, produzindo a ressonância acústica [50]. Essas ondas de pressão causam a vibração do arco, bem como a sua deformação que, de forma prática, se traduz nos seguintes efeitos [2]:

- movimento e flutuação da luz, também conhecido por flicker, observado principalmente quando a luz é utilizada para projeções e focalizações;
- extinção do arco, devido ao seu alongamento, o que torna a tensão da fonte insuficiente para mantê-lo;
- quebra do tubo de descarga, o que pode ocorrer quando o caminho do arco se desloca

em direção às paredes do tubo provocando sobre-aquecimento (somente para lâmpadas de vapor de sódio);

- variação da temperatura e do índice de reprodução de cor da luz.

A Figura 2.8 mostra duas fotografias do arco voltaico em uma lâmpada *AID* acionada por reator eletrônico em alta frequência: (a) apresentando o fenômeno da ressonância acústica e (b) operando em condições normais.

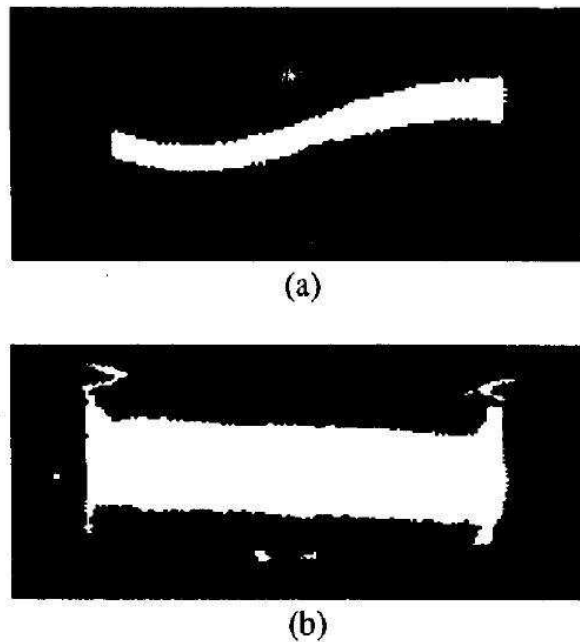


Figura 2.8: Fotografia do arco de uma lâmpada *AID*, (a) - com ressonância acústica e (b) sem ressonância acústica [2].

Em cada tipo de lâmpada *AID*, a ressonância acústica ocorre em faixas de frequência diferentes, ocorrendo intervalos livres da ressonância. Os fatores que influenciam este espectro de frequência são:

- dimensões e geometria do tubo de descarga e do eletrodo;



- condições termodinâmicas do gás (temperatura, pressão e densidade);
- composição do gás.

A Figura 2.9 mostra a distribuição das freqüências em que ocorre o fenômeno da ressonância acústica para lâmpadas de vapor metálico de 70W dos fabricantes *GE* e *PHILIPS* respectivamente. As Figuras 2.10(a) e 2.10(b) apresentam as faixas de ocorrência da ressonância acústica para lâmpadas *HPS SON150W* e *SON – S150W* (respectivamente baixa e alta pressão do gás xenônio) e para a lâmpada *HPS250W*, respectivamente. Em ambas, as áreas claras representam as zonas livres de ressonância. Pode-se observar que em lâmpadas de mesma especificação e de fabricantes distintos existem diferenças nas faixas de freqüência em que a ressonância acústica ocorre e até do mesmo fabricante, variando a pressão do gás xenônio.

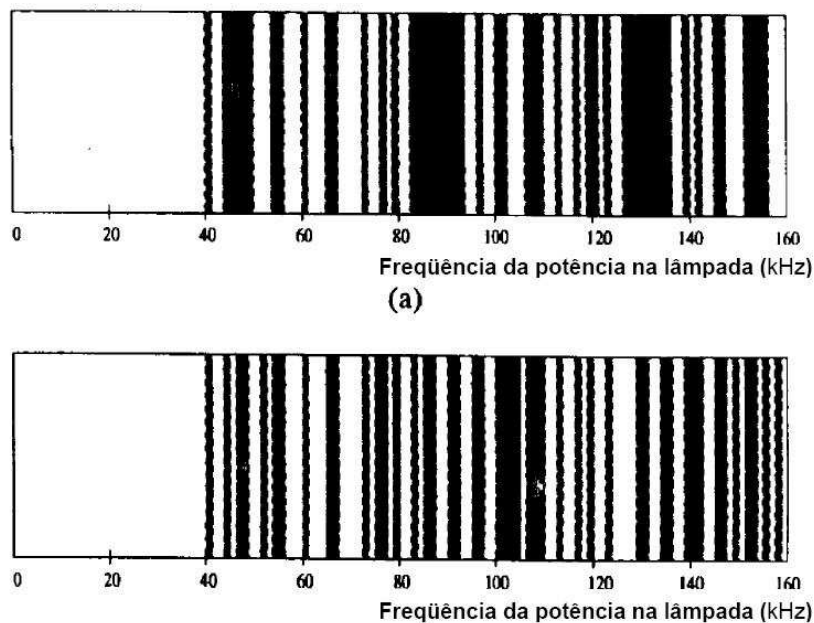
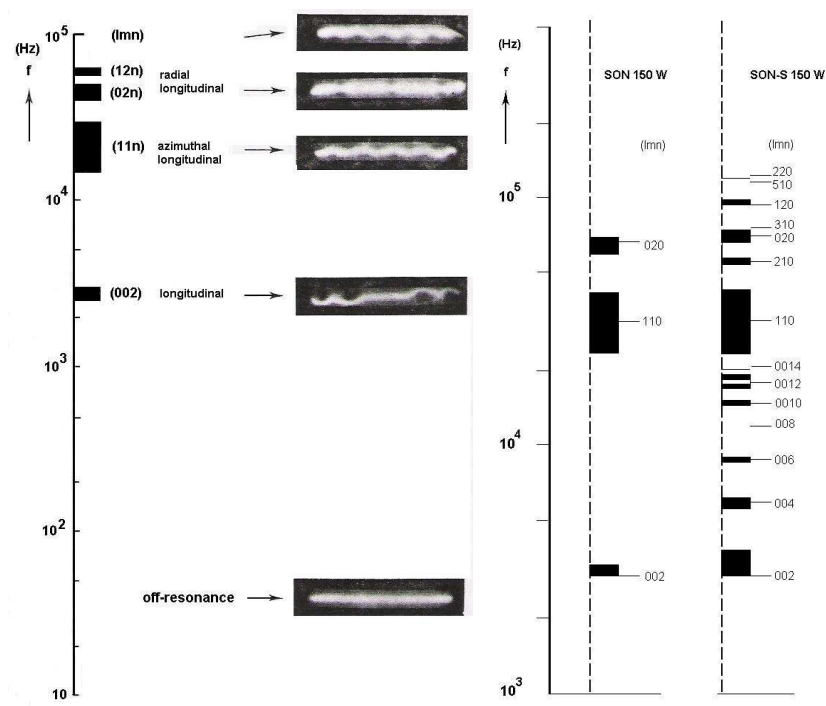


Figura 2.9: Faixas de ocorrência da ressonância acústica em uma lâmpada *MV – 70W* fabricantes diferentes, *GE* e *PHILIPS*, respectivamente [2].



(a) Lâmpada HPS – 250W

(b) Lâmpada HPS–150W

Figura 2.10: Faixas de ocorrência da ressonância acústica em lâmpadas HPS da PHILIPS [1].

É importante ressaltar que nas lâmpadas AID de baixas potências, em especial nas de vapor metálico, o espectro de ressonância é muito amplo e as zonas livres da ressonância acústica são bastante estreitas. Considerando ainda as diferenças existentes entre as lâmpadas produzidas por um mesmo fabricante, a presença de vários fabricantes no mercado, as tolerâncias geradas no processo de fabricação das lâmpadas e as variações das condições termodinâmicas ao longo do tempo de uso de uma lâmpada, torna-se muito difícil prever as faixas de frequência em que irão ocorrer a ressonância acústica nesses tipos de lâmpada.

As Figuras 2.11(a) a 2.11(f) apresentam fotografias do arco para diferentes frequências. A Figura 2.11(f) apresenta o arco estável operando numa frequência acima da qual a ressonância

ocorre ( $714\text{kHz}$ ). A Figura 2.11(b) apresenta o arco para uma frequência dentro de uma janela livre de ressonância ( $45\text{kHz}$ ). As Figuras 2.11(a) a 2.11(e) mostram as fotografias de arcos que apresentam a presença da ressonância acústica [51].

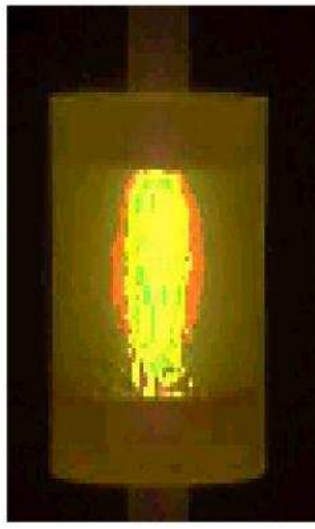
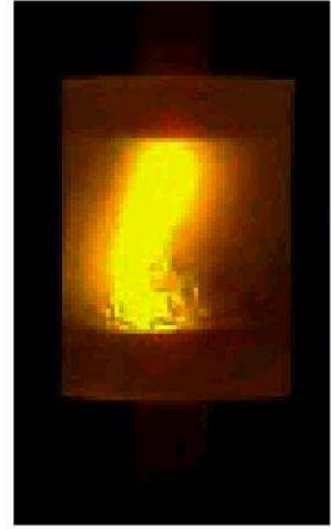
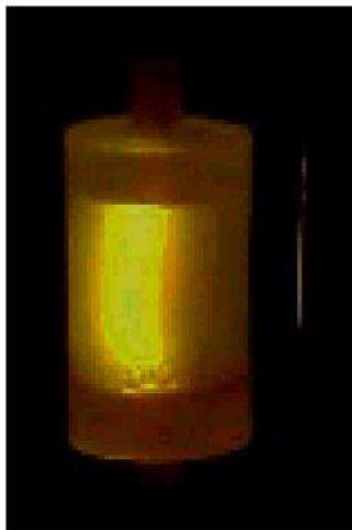
(a)  $38\text{ kHz}$ (b)  $45\text{ kHz}$ (c)  $49\text{ kHz}$ (d)  $53\text{ kHz}$ (e)  $67\text{ kHz}$ (f)  $714\text{ kHz}$ 

Figura 2.11: Fotografias do arco na lâmpada para diferentes frequências.

Podem ser correlacionadas as frequências às quais as distorções de arco acontecem às frequências de ressonância de ondas de pressão acústicas. Tal fenômeno de ressonância também pode acontecer em uma cavidade que tenha as mesmas dimensões do tubo de descarga. No tubo de descarga, estas oscilações se sobrepõem à pressão média do gás, produzindo assim modulações na potência aplicada à lâmpada. Isto provoca ondas de pressão viajantes a certas frequências, que refletidas na parede do tubo de descarga, produzem distorções visíveis do arco.

O aumento da frequência proporciona aproximações das faixas de ocorrência da ressonância acústica, enquanto a baixas frequências, as regiões são mais espaçadas.

As frequências ressonantes são determinadas pelas dimensões internas do tubo de descarga e pela velocidade do som. O comprimento do tubo de descarga é relevante pois a onda acústica é mais refletida contra as extremidades do tubo do que contra as extremidades dos eletrodos, a menos que os eletrodos ocupem uma grande parte do tubo de descarga. A velocidade do som é determinada pelo peso médio molecular do gás. Em lâmpadas padrões *HPS*, o peso médio molecular depende das pressões parciais de sódio, mercúrio e xenônio. As diferentes velocidades do som para diferentes modos de ressonância sugerem que diferentes temperaturas efetivas estão envolvidas [1].

É possível efetuar os cálculos das frequências em que ocorre a ressonância acústica [1, 34]. Entretanto não cabe aqui a apresentação destes complexos equacionamentos. Devido às lâmpadas de vapor de sódio possuírem tubos de descarga longos e estreitos, aparecem amplas faixas de frequência livres da ressonância acústica. Isto torna um pouco mais fácil obter um reator eletrônico operando em altas frequências para este tipo de lâmpada [4]. Para tentar evitar os efeitos da ressonância acústica, operando com inversores em alta frequência, várias

pesquisas foram propostas na literatura e estão resumidas a seguir:

- i)* escolher um frequência fixa entre  $20kHz$  e  $200kHz$ , utilizando uma faixa de frequência em que não ocorre a ressonância acústica [3, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 27, 52]. Apesar de ser mais simples, esta solução não é segura, já que as faixas livres da ressonância podem se alterar ao longo da vida útil da lâmpada e diferem entre lâmpadas dos diversos fabricantes e até do mesmo fabricante. Esta solução pode ser usada quando se deseja investigar outros aspectos dos inversores que acionam as lâmpadas, tais como estratégias de controle do fluxo de potência ou estudos das comutações;
- ii)* escolher uma frequência acima da faixa em que ocorre a ressonância acústica, normalmente superior a  $500kHz$  [29, 30, 31, 32, 33]. Neste caso elevam-se muito as perdas de comutação dos interruptores do reator eletrônico, além da necessidade de se levar em consideração, no projeto do reator eletrônico, as indutâncias e capacitâncias parasitas, assim como as impedâncias de trilhas e cabos;
- iii)* utilizar alguma estratégia de modulação, de forma a alterar a frequência do inversor antes que a ressonância acústica evolua. Isto é possível, pois a constante de tempo da instabilidade do arco é elevada ( de 0,1 a 1s ). Desta forma, mesmo quando as condições para ocorrer a ressonância acústica são satisfeitas, e as ondas de pressão se formam, o arco pode permanecer estável se as condições de geração da ressonância são retiradas [2, 41, 43, 44, 53]. Estudos recentes mostram a limitação desta técnica quando aplicada a lâmpadas de vapor metálico de baixa potência [36];
- iv)* utilizar uma forma de onda quadrada de corrente em alta frequência na lâmpada, tal

que a potência na lâmpada fique contínua [54, 55]. Esta solução gera altos níveis de interferência eletromagnética (*EMI*), em especial a radiofrequência emitida pela própria descarga. Uma forma de reduzir estes níveis de interferência consiste em sobrepor algumas harmônicas (terceira e quinta) a uma forma de onda senoidal de alta frequência de modo a aproximá-la de uma onda quadrada [5, 6, 46, 47, 48], esta técnica, entretanto, ainda é muito pouco investigada.

Vale ressaltar que, quando a lâmpada *HPS* é acionada por um reator eletrônico que opera em baixa frequência o fenômeno da ressonância acústica não ocorre. Dessa forma, as técnicas que utilizam deste princípio não serão apresentadas aqui.

## 2.4 Conclusões do capítulo

Neste capítulo foi mostrado o estudo realizado para a lâmpada *HPS*, destacando seus aspectos construtivos, característica luminosa, a ressonância acústica, principalmente, sua ignição e a estabilização do arco.

As justificativas referente ao uso das lâmpadas de descarga mostram a preocupação com a questão do uso mais eficiente da energia elétrica.

O estudo da ignição da lâmpada apresentou características importantes das lâmpadas *HPS* como as altas tensões necessárias para a formação do arco, a relação entre o tempo e o valor da tensão para a re-ignição.

O reator deve fornecer a potência nominal à lâmpada com pequenas flutuações e permitir a re-ignição, não perturbar a rede elétrica, principalmente com respeito à corrente, que deve ter a distorção harmônica total dentro dos limites especificados e um alto fator de potência. O aumento da tensão aplicada à lâmpada durante a sua vida útil permite avaliar a variação da potência nesse período e a importância do diagrama quadrilátero para o projeto do reator para o acionamento da lâmpada.

A escolha da frequência de operação do reator eletrônico está diretamente relacionada com as faixas de ocorrência das ressonâncias acústicas, que devem ser evitadas para preservar a lâmpada e manter sua operação.

# Capítulo 3

## Estudo dos reatores para lâmpada

### *HPS*

#### 3.1 Introdução

Este capítulo apresenta um estudo sobre os reatores para o acionamento das lâmpadas de descarga do tipo vapor de sódio de alta pressão, mostrando suas vantagens e limitações. Para a implementação adequada de um reator eletrônico, visando o não aparecimento de perturbações que impeçam o acionamento ou funcionamento de uma lâmpada de vapor de sódio de alta pressão (*HPS*), deve-se levar em consideração os seguintes itens:

- entender o comportamento das lâmpadas, quando funcionando em baixas e altas frequências;
- estudar o fenômeno da ressonância acústica e saber evitá-lo;
- analisar as soluções existentes para o controle do fluxo luminoso e as suas influências



sobre o desempenho da lâmpada.

Como as lâmpadas de descarga apresentam característica de impedância negativa, é necessário dispositivos que limitem a passagem de corrente para evitar danos nos filamentos. Além disso, necessita-se de altas tensões para a ignição.

As características de funcionamento destas lâmpadas têm sido supridas por meio dos reatores eletromagnéticos, ditos convencionais: capacitivos ou indutivos. Entretanto, mesmo sendo de baixo custo esses reatores apresentam algumas desvantagens como: baixo fator de potência, baixa eficiência, grande peso e volume. Entretanto, eles têm como vantagens: alta durabilidade, resistentes aos transitórios da rede elétrica, alta confiabilidade e elevado valor de MTBF (Mean Time Between Fail) [56].

Os reatores eletrônicos podem apresentar características superiores aos dos reatores convencionais. Apesar de um custo maior, estes reatores têm se tornados competitivos em relação aos passivos, porque aumentam a vida útil das lâmpadas, proporcionam economia de energia, aumentam a eficácia luminosa (rendimento luminoso: lúmens/W), não apresentam ruído audível e são menos sensíveis às flutuações da rede elétrica. Existem reatores eletrônicos tanto com quanto sem correção de fator de potência. Outros reatores eletrônicos ainda apresentam dimerização que permite o controle da luminosidade e também economia de energia elétrica. Algumas desvantagens dos reatores eletrônicos são sua baixa resistência aos transitórios da rede elétrica, menor tempo de vida útil e menor MTBF, devido ao maior número de componentes.

Neste estudo procura-se descrever as características dos reatores passivos e dos reatores eletrônicos. São incluídos dados experimentais de um reator convencional indutivo acionando

uma lâmpada HPS-150W. Na Figura 3.1 é mostrado um reator convencional eletromagnético.

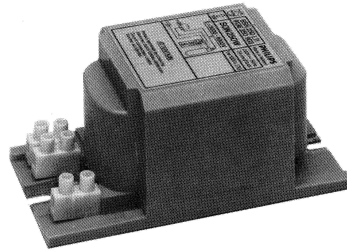


Figura 3.1: Fotografia de um reator passivo.

## 3.2 Reatores passivos - capacitivo e indutivo

Os reatores convencionais são do tipo capacitivo ou indutivo. No reator capacitivo ou indutivo puro, alimentado por uma tensão senoidal, a potência na lâmpada é determinada pelo produto da componente fundamental da tensão com a componente fundamental da corrente da lâmpada e o cosseno do ângulo de fase entre estas duas componentes.

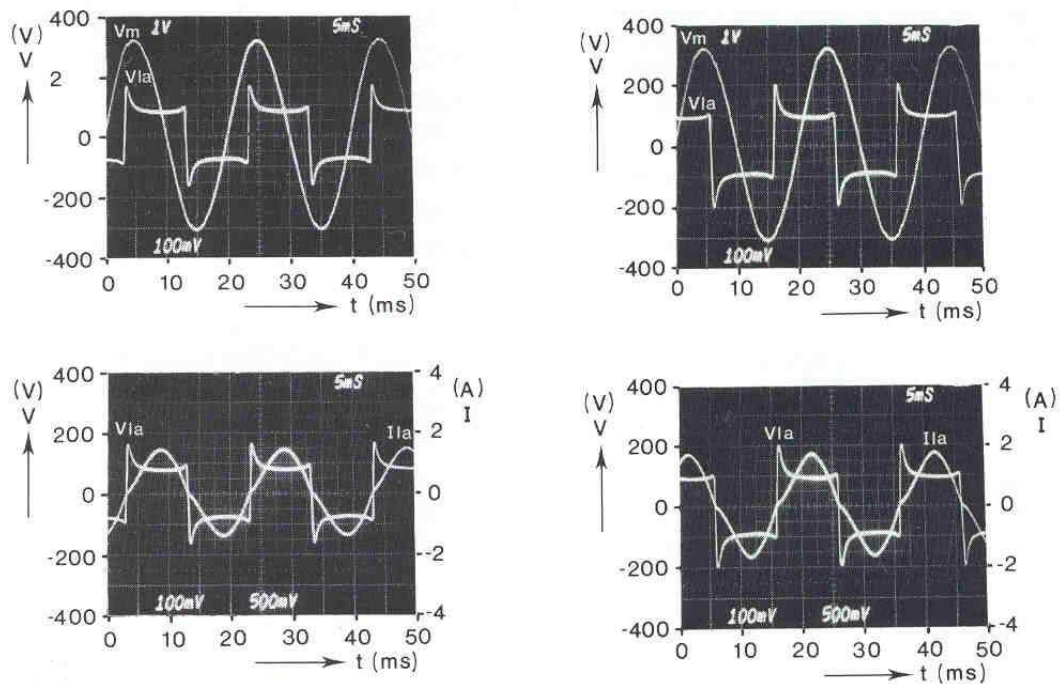
$$P_{lâmp} = VI \cos\phi \quad (3.1)$$

Observações sobre os tipos de reatores:

- com respeito às variações de tensão na lâmpada, os reatores indutivos mostram uma regulação de potência melhor que o capacitivo, especialmente para uma tensão na lâmpada de cerca da metade da tensão de alimentação;
- para uma tensão constante na lâmpada de aproximadamente metade da tensão de alimentação, o reator capacitivo regula a potência na lâmpada contra flutuações de tensão de alimentação um pouco melhor que o do tipo indutivo;

- quanto mais alta for a tensão na lâmpada, maiores as mudanças de potência na lâmpada devido as flutuações de tensão de alimentação. Estas mudanças na potência da lâmpada podem ser reduzidas diminuindo-se a tensão na lâmpada em relação à tensão de alimentação [1].

A Figura 3.2(a) apresenta formas de ondas de tensão na rede e na lâmpada e também tensão e corrente na lâmpada para o reator convencional do tipo indutivo. Já a Figura 3.2(b) apresentada forma de ondas de tensão na rede e na lâmpada e também tensão e corrente na lâmpada para o reator convencional do tipo capacitivo.



(a) Formas de onda para o reator indutivo.

(b) Formas de onda para o reator capacitivo.

Figura 3.2: Formas de ondas para os reatores indutivo e capacitivo: ( $V_m$ ) tensão na rede, ( $V_{la}$ ) tensão na lâmpada e ( $I_{la}$ ) corrente na lâmpada [1].

Tanto no circuito capacitivo quanto no indutivo há um defasamento entre a tensão de alimentação e corrente na lâmpada, como mostrado nas Figuras 3.2(a) e 3.2(b).

O elemento puramente capacitivo produz uma distorção muito elevada na corrente de alimentação, pois o capacitor apresenta um curto-circuito virtual aos harmônicos de mais alta frequência da corrente. Um modo para evitar tal distorção seria empregar-se um reator capacitivo que incluísse uma combinação de capacitor e indutor. Porém, este circuito pode ser melhor utilizado junto às lâmpadas de descarga cuja tensão é quase independente da potência da mesma, por exemplo, como a lâmpada *HPMV* (Lâmpada de Mercúrio). O reator capacitivo age como uma fonte de corrente constante para a lâmpada [1].

O reator indutivo proporciona uma estabilização melhor que o capacitivo no que diz respeito às mudanças de tensão na lâmpada. Para a frequência de  $60Hz$ , o indutor é relativamente pesado e em alguns casos, um transformador tem que ser utilizado para manter as perdas no ferro e cobre dentro de limites aceitáveis. A Tabela 3.1 apresenta determinadas perdas dos reatores comercialmente disponíveis para várias potências de lâmpadas *HPS* [1].

Tabela 3.1: Perdas em reatores comerciais

Tipo de lâmpada <i>HPS</i>	Perdas no reator ( <i>W</i> )
70 <i>W</i>	11
100 <i>W</i>	11
150 <i>W</i>	20
250 <i>W</i>	30
400 <i>W</i>	35

Uma vantagem do reator indutivo é que um circuito de ignição pode ser incorporado facilmente ao reator para produzir as pulsações de ignição necessárias para as lâmpadas *HPS*. Já a desvantagem do reator indutivo está relacionada às grandes flutuações da tensão de alimentação. Essa desvantagem pode ser evitada usando-se outro tipo de reator, o denominado regulador de potência constante. Neste dispositivo, um transformador regulador de tensão é adicionado ao indutor. Tal transformador dá uma tensão estabilizada ao secundário.

Os principais problemas que apresenta um sistema tradicional de acionamento de lâmpadas *AID*, são:

- i)* o elevado tamanho e peso dos sistemas de alimentação sempre foram fatores limitantes nos projetos e desenhos de luminárias e refletores.
- ii)* a baixa regulação de potência, estes sistemas operam adequadamente se a variação da tensão de alimentação da lâmpada não for maior que 5%. A operação com valores acima deste limite pode comprometer a vida útil das lâmpadas, uma vez que elas operam com potências mais elevadas. Operando com valores inferiores ao limite pode provocar até a extinção do arco da lâmpada.
- iii)* os sistemas tradicionais são projetados para manter a potência das lâmpadas dentro de limites que evitem a sua deterioração. Entretanto, pela própria concepção, não garantem potência constante ao longo da vida útil da lâmpada.
- iv)* os circuitos ignitores convencionais utilizam pulsos de alta tensão sobrepostos à tensão da rede. Estes pulsos são aplicados durante apenas os 45° em que a tensão da rede passa pelos valores máximos. Qualquer falha no ignitor pode comprometer a ignição da

lâmpada. Um desligamento da lâmpada quer por idade avançada, quer por variações na rede de alimentação, faz com que o circuito tradicional de ignição tente continuamente o re-acendimento da mesma. Tais tentativas não são bem sucedidas, pois há a necessidade de esperar o tempo de resfriamento. Enquanto isso, os pulsos de ignição reduzem a vida útil do isolamento do reator e podem provocar riscos de choque elétrico, ruído e interferências eletromagnéticas transmitidas pelos cabos de alimentação a outros equipamentos sensíveis.

v) associado às variações do fluxo luminoso na frequência de  $120Hz$ , pode existir o efeito estroboscópico em uma instalação. O uso de sistemas em altas frequências ou com formas de onda retangulares de corrente podem eliminar tais efeitos.

vi) o fator de potência de um reator eletromagnético apresenta valores aproximados a 0,4. Tais valores aumentam para 0,9 com a inclusão de um capacitor em paralelo com a rede. Entretanto o uso deste capacitor aumenta ainda mais o volume do conjunto. Outro problema do reator eletromagnético está relacionado com o conteúdo de harmônicos ímpares na corrente de entrada do reator, os quais surgem devido a:

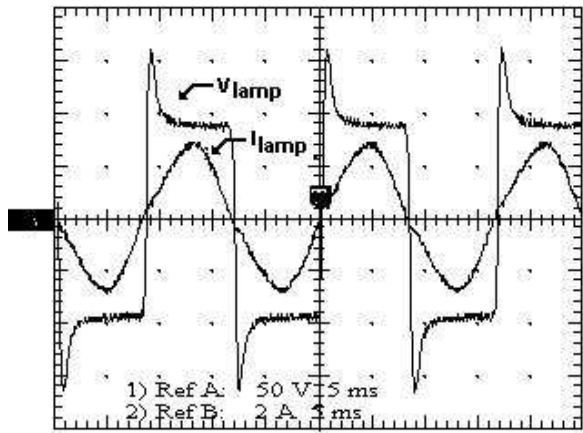
- harmônicos de corrente que circulam pelo capacitor de correção de fator de potência devido às distorções já presentes na rede de alimentação;
- forma de onda quase quadrada da tensão na lâmpada, produzindo harmônicos de corrente que são fortemente atenuados pela impedância do reator.

### 3.3 Reatores eletrônicos

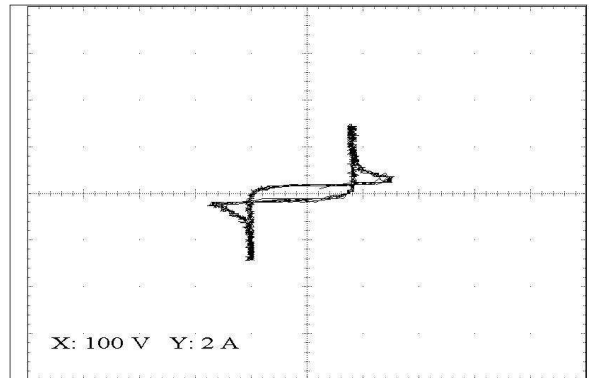
O interesse nos reatores eletrônicos para lâmpadas *HPS* é devido ao fato de serem menores e mais leves que os reatores convencionais. Além disso, o reator eletrônico permite a operação em alta frequência, em baixa frequência ou operação com corrente pulsada entre outras características [1].

A influência da frequência da fonte de alimentação sobre as características da lâmpada de descarga está relacionada diretamente com o tempo necessário para início do resfriamento do mistura gasosa (tempo de relaxação). Se o período de uma corrente quase senoidal na lâmpada for um pouco maior que este tempo, haverá o resfriamento do plasma a cada ciclo e a temperatura ficará modulada. Se o período da corrente for menor do que este tempo, o plasma permanece com a temperatura praticamente constante, e a lâmpada opera como se estivesse com corrente contínua [4, 5].

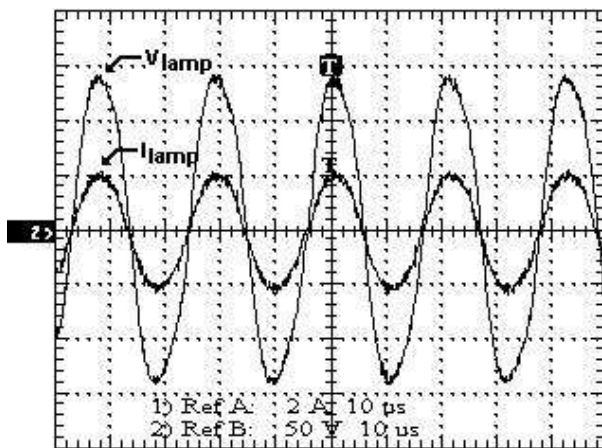
As formas de onda de tensão e corrente mostradas na Figura 3.3(a) e a característica  $V \times I$ , mostrada na Figura 3.3(b), retratam muito bem uma característica marcante das lâmpadas *AID* quando acionadas por reator eletromagnético em fonte senoidal de baixa frequência. Esta característica é o re-acendimento da lâmpada a cada semiperíodo da rede que é marcada por picos de tensão enquanto a lâmpada está temporariamente apagada.



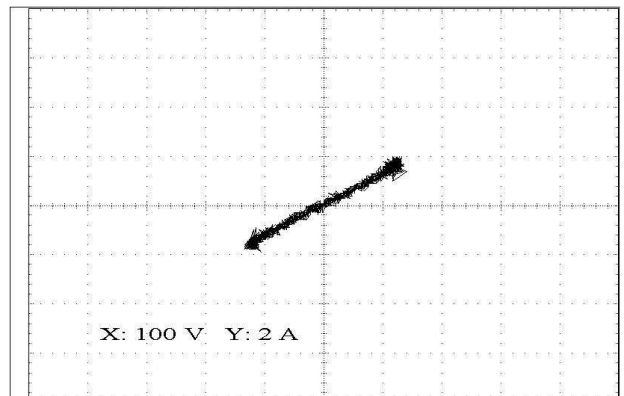
(a) Tensão ( $50V/div$ ) e corrente ( $2A/div$ ) na lâmpada, acionada a  $60Hz$ .



(b) Característica Tensão-Corrente da lâmpada, acionada a  $60Hz$ .



(c) Tensão ( $50V/div$ ) e corrente ( $2A/div$ ) na lâmpada, acionada a  $47kHz$ .



(d) Característica Tensão-Corrente da lâmpada, acionada a  $47kHz$ .

Figura 3.3: Formas de onda de tensão e corrente em uma lâmpada *HPS* –  $150W$ , para diferentes frequências de acionamento. [3]

Uma forma de se operar em baixas frequências, evitando os problemas das variações no fluxo luminoso e das distorções na forma de onda de tensão na lâmpada, é utilizar a forma de onda retangular de corrente que alimenta a lâmpada [1, 4, 10, 57]. Neste caso, as transições



de corrente são muito mais rápidas, não havendo resfriamento do plasma.

Em altas frequências não há tempo para o resfriamento do plasma, significando que o fenômeno do re-acendimento a cada semiciclo não ocorre. Neste caso, o circuito equivalente da lâmpada pode ser representado por uma resistência, resultando no comportamento mostrado nas Figuras 3.3(c) e 3.3(d). A grande limitação em trabalhar com altas frequências na lâmpada consiste no efeito da ressonância acústica, que será abordado a seguir.

Segundo estudos realizados em [44], não é garantido que haja aumento do fluxo luminoso com operação em altas frequências, podendo inclusive haver redução, conforme alguns de seus experimentos. Já estudos apresentados por Alvarez [4], mostram o crescimento do fluxo luminoso.

O controle do fluxo luminoso das lâmpadas é de extrema utilidade quando se deseja economizar energia, reduzir os picos de demanda de potência e aumentar a flexibilidade de sistemas de iluminação [4]. Ao controle do fluxo luminoso da lâmpada atribui-se o termo "dimmerização", amplamente discutido na literatura [21, 23, 28, 38, 58, 59, 60, 61].

Porém, para se realizar este controle requer uma atenção especial, pois além da dificuldade de se implementar o controle, existem recomendações na operação das lâmpadas com potências reduzidas que devem ser respeitadas, para garantir a longevidade do sistema de iluminação. Os principais problemas ao se implementar o *dimmer* são [4]:

- redução da eficiência: Quando a lâmpada *AID* tem sua potência de saída diminuída, a redução no fluxo luminoso é maior do que a redução na potência de entrada do sistema. Isto reduz a eficiência da lâmpada.
- alteração da reprodução de cores: A reprodução de cores é mais afetada nas lâmpadas

de vapor metálico, pois com a redução na temperatura do tubo de descarga alguns elementos podem não mais ionizar, deixando de contribuir para a formação do espectro luminoso da mesma. Nas lâmpadas de vapor de sódio as alterações na temperatura e no *IRC* são menores e nas lâmpadas de vapor de mercúrio não chegam a ser significativas.

- redução na vida útil: Estudos de controle do fluxo luminoso em sistemas de dois níveis não encontraram redução significativa na vida útil da lâmpada [28]. Entretanto os fabricantes das lâmpadas normalmente advertem que a operação contínua em baixas potências reduz a vida útil da lâmpada. A NEMA (National Electric Manufacturers Association), em um guia para controle de iluminação de lâmpadas *AID*, sugere que todos os tipos de lâmpadas *AID* devem funcionar com brilho máximo por no mínimo 15 minutos, antes de ter sua potência reduzida [11]; o percentual máximo de redução na potência da lâmpada não deve ser superior a 50% da potência nominal [28].

A Figura 3.4 mostra um diagrama em blocos dos circuitos que compõem um reator eletrônico e suas respectivas funções.

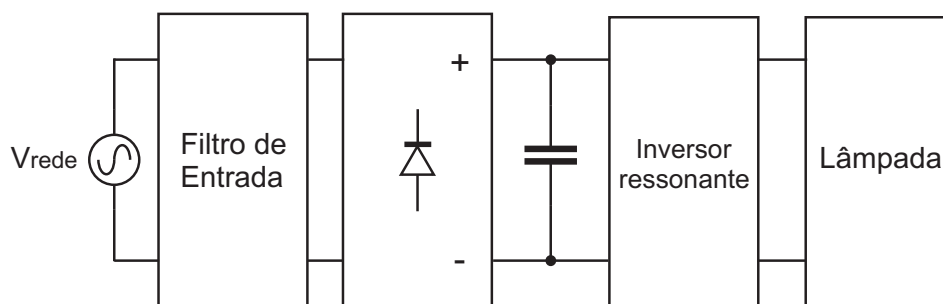


Figura 3.4: Diagrama básico de um reator eletrônico convencional.

O filtro de entrada tem como função corrigir a distorção da corrente na rede, suprimir interferência de rádio frequência (rfi) e remover *spikes* na alimentação.

O retificador, combinado com o filtro capacitivo, converte a tensão de alimentação alternada em uma tensão contínua. O inversor ressonante converte a tensão contínua em uma tensão de alta frequência e proporciona a ignição da lâmpada, além de eliminar o efeito estroboscópico de baixa frequência e o *flicker*.

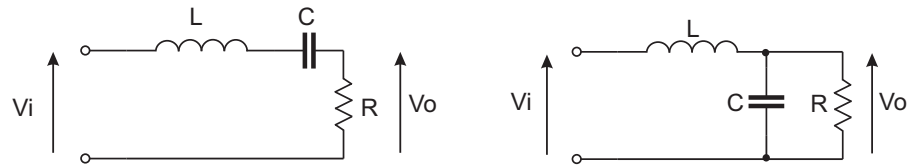
### 3.3.1 Topologias e características de reatores operando em alta frequência

Os reatores eletrônicos são implementados utilizando o princípio dos conversores ressonantes, que trabalham em alta frequência e com comutação não-dissipativa dos interruptores. O fato de possibilitarem o fornecimento de altas tensões devido suas propriedades, os conversores ressonantes permitem a realização da ignição da lâmpada e a estabilização do arco.

O controle da potência entregue à lâmpada pode ser realizado das seguintes formas:

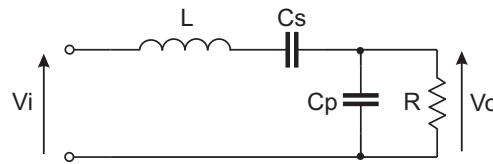
- através da variação da frequência de operação do inversor [20, 25];
- operando com frequência constante e controlando o deslocamento de fase dos sinais de comando dos interruptores do inversor [6, 43, 51].

Os reatores eletrônicos podem ser classificados segundo o tipo de circuito ressonante e de acordo com a topologia do inversor. Assim, segundo o circuito ressonante, podem ser: série, paralelo ou série-paralelo ( $LC_sC_p$ ). A Figura 3.5 apresenta esses circuitos ressonantes.



(a) Circuito série ressonante.

(b) Circuito paralelo ressonante.



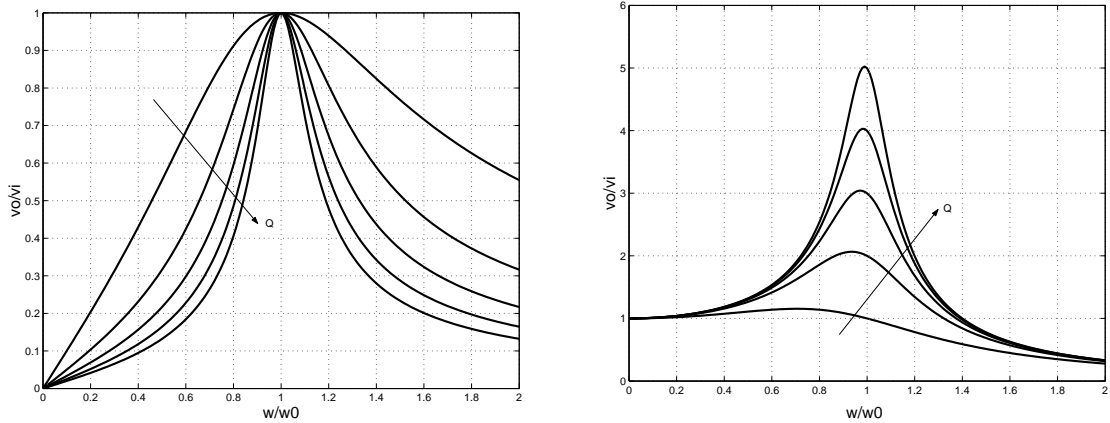
(c) Circuito série-paralelo ressonante.

Figura 3.5: Tipos de circuitos ressonantes.

A Tabela 3.2 apresenta as equações que descrevem o comportamento dos circuitos ressonantes. Através dessas equações pode-se obter os gráficos da Figura 3.6. Essas informações são importantes para escolha do circuito ignitor e fornecedor da tensão de alimentação de alimentação da lâmpada. Onde  $\frac{Vo(j\omega)}{Vi(j\omega)}$ ,  $Q$  e  $\omega_0$  são o ganho, fator de qualidade e a frequência de ressonância do circuito, respectivamente.

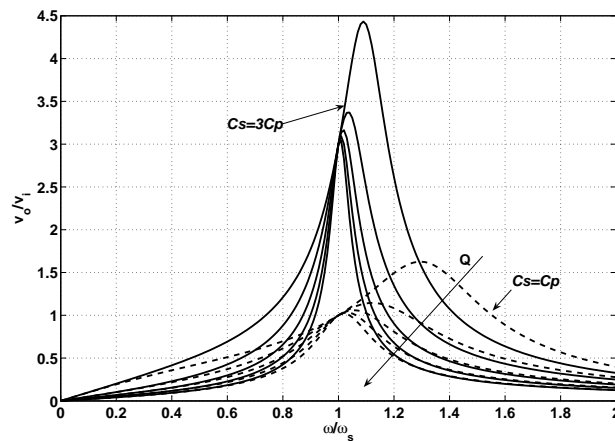
Tabela 3.2: Circuitos ressonantes e suas equações características.

	Série	Paralelo	Série-paralelo
$\frac{Vo(j\omega)}{Vi(j\omega)}$	$\frac{1}{\sqrt{1+Q^2(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega})^2}}$	$\frac{1}{\sqrt{(1-(\frac{\omega}{\omega_0})^2)^2+(\frac{\omega}{\omega_0}Q)^2}}$	$\frac{1}{\sqrt{(1+\frac{C_p}{C_s}-(\frac{\omega}{\omega_p})^2)^2+Q^2(\frac{\omega}{\omega_s}Q-\frac{\omega_s}{\omega})^2}}$
$Q$	$\frac{\omega_0 L}{R}$	$\frac{R}{\omega_0 L}$	$\frac{\omega_s L}{R}$
$\omega_0$	$\frac{1}{\sqrt{LC}}$	$\frac{1}{\sqrt{LC}}$	$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC_s}}, \omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC_p}}$



(a) Circuito série ressonante.

(b) Circuito paralelo ressonante.



(c) Circuito série-paralelo ressonante.

Figura 3.6: Variação da tensão de saída em relação a tensão de entrada para os circuitos ressonantes,  $Q : 1.0 \rightarrow 5.0$ .

Observar-se que o ganho de tensão para o circuito série ressonante, Figura 3.6(a), é no máximo um, quando a frequência  $\omega = \omega_0$ . Para o circuito paralelo ressonante, Figura 3.6(b), obtém-se elevados ganhos de tensão para  $Q$  elevados. Para o circuito ressonante paralelo, antes da ignição, o  $Q \rightarrow \infty$ , pois  $R \rightarrow \infty$ , como observado na Tabela (3.2). Já o circuito

série-paralelo possibilita a relação maior que um na relação tensão de saída–tensão de entrada, pois o  $Q \rightarrow 0$ , pois  $R \rightarrow \infty$ , como pode-se observar na Tabela (3.2)[62].

De acordo com a topologia do inversor pode-se classificar os reatores eletrônicos como: em ponte completa [6, 8, 17, 41, 48, 62, 63] ou meia-ponte [7, 64]. A Figura 3.7 apresenta as topologias citadas.

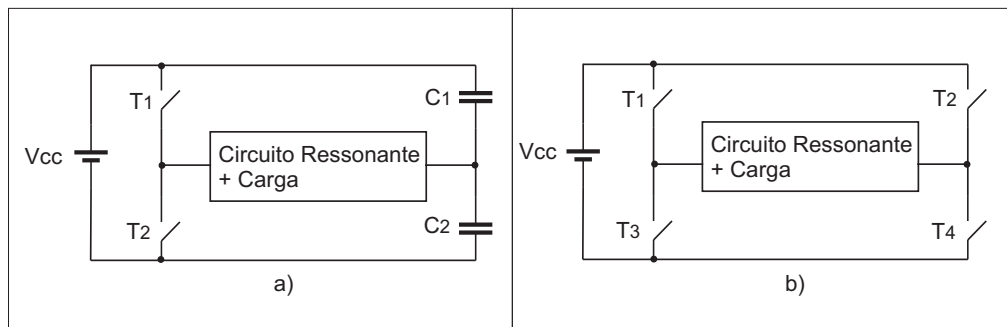


Figura 3.7: Tipos de inversores utilizados em reatores a)Meia-Ponte e b)Ponte Completa.

Além destas topologias, existe a dos conversores ressonantes para a conversão  $CC-CA$ . Os inversores tipo  $D$  [15, 18, 65, 66] e  $E$  [33], mostrados na Figura 3.8, que são utilizados como parte de reatores eletrônicos.

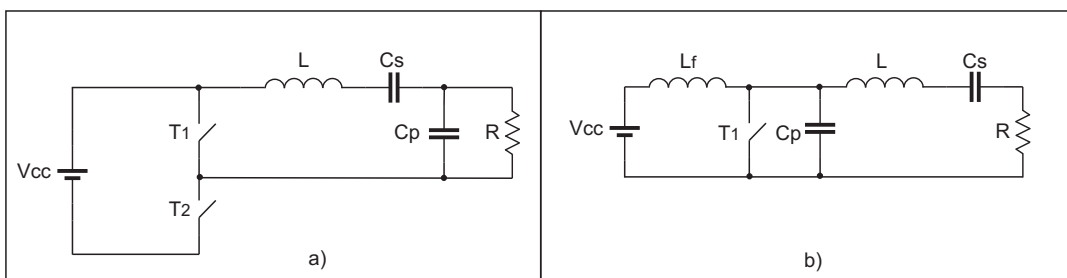


Figura 3.8: Outros conversores utilizados em reatores eletrônicos: a)Tipo D e b)Tipo E.

A estrutura do reator eletrônico apresentado na Figura 3.4 pode apresentar baixo fator de potência ( $FP$ ), devido a grande taxa de distorção harmônica,  $THD$ , da corrente de entrada,

em torno de 120%, devido à presença da ponte retificadora e o capacitor de filtragem do estágio *CA-CC* do reator[67, 68].

Pode-se citar como desvantagens do baixo *FP* e elevada distorção harmônica da corrente de entrada que os reatores apresentam:

- a máxima potência ativa utilizável da rede elétrica é fortemente limitada pelo *FP*;
- os harmônicos de corrente exigem um sobre dimensionamento da instalação elétrica e dos transformadores, além de aumentar as perdas por efeito pelicular;
- a componente de terceiro (3<sup>o</sup>) harmônico da corrente em sistema trifásico com neutro, pode ser muito maior que a corrente da fase;
- os componentes harmônicos podem excitar ressonâncias no sistema de potência, gerando picos de tensão e de corrente, podendo assim danificar dispositivos conectados à linha.

Podem ser adotadas algumas soluções passivas para a correção do *FP*, pois estas oferecem características como: robustez, alta confiabilidade, menor sensibilidade a surtos, operação silenciosa [69].

No entanto, existem algumas desvantagens, tais como:

- são pesados e volumosos (em comparação com soluções ativas);
- afetam as formas de onda na frequência fundamental;
- alguns circuitos não podem operar numa larga faixa da tensão de entrada (90V a 240V);
- não possibilitam regulação da tensão;
- a resposta dinâmica é lenta.

A utilização de um filtro indutivo na saída do retificador (sem capacitor) produz uma melhoria significativa do  $FP$ , uma vez que é absorvida uma corrente quadrada da rede, o que leva a um  $FP$  de 0,90. Como grandes indutores são indesejáveis, um filtro  $LC$  pode permitir ainda o mesmo  $FP$ , mas com elementos significativamente menores [68].

Outras alternativas que não provocam a redução da componente fundamental da tensão empregam filtros  $LC$  paralelo sintonizados (na 3<sup>a</sup> harmônica) na entrada do retificador.

Os reatores eletrônicos que apresentam correção ativa do fator de potência possuem um circuito denominado de Corretor de Fator de Potência -  $CFP$ . Os conversores mais utilizados que realizam esta função são: o boost [3, 26, 41, 53, 70, 71], o buck-boost [52, 71] e o flyback [71], entre outros, o buck em condução descontínua [17, 25, 72, 73, 74]. A Figura 3.9 mostra em diagrama de blocos estes reatores.

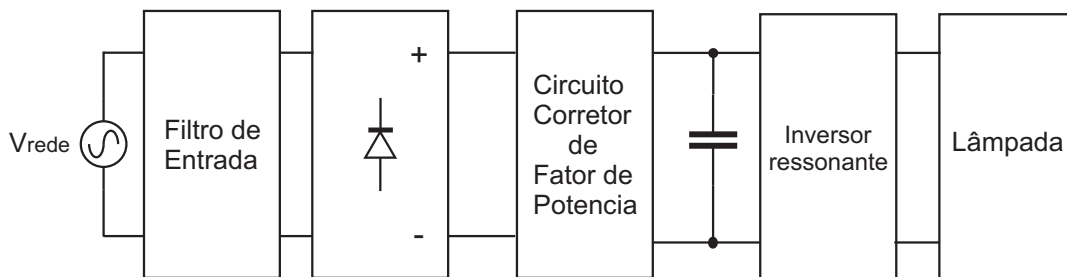
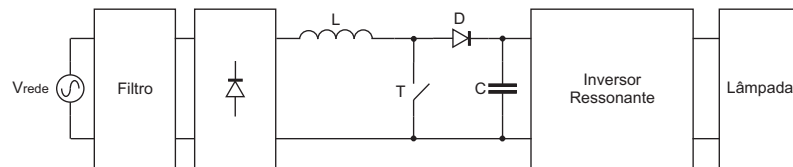


Figura 3.9: Diagrama básico de um reator eletrônico com  $CFP$ .

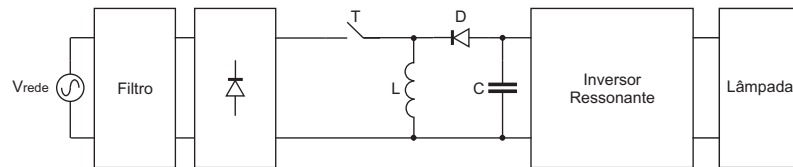
O conversor tipo boost é colocado como estágio intermediário entre o retificador e o inversor ressonante. Este estágio intermediário tem como objetivo apresentar para a rede elétrica uma carga resistiva e para a carga uma tensão de saída maior que a de entrada. O circuito de  $CFP$  apresenta para a rede formas de corrente e tensão senoidais e em fase, ou seja,  $\cos\theta$  igual a 1, (onde  $\theta$  é o ângulo da defasagem entre a tensão e a corrente) proporcionando assim um alto fator de potência. Na Figura 3.10(a), pode-se ver o diagrama do reator eletrônico



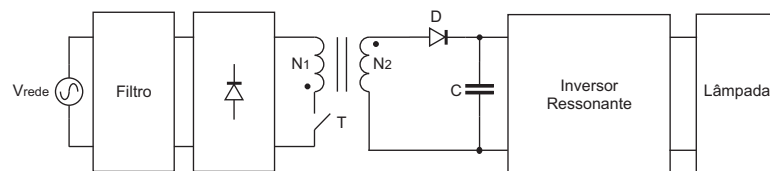
com o *CFP* boost. No caso de altas potências, utiliza-se o inversor em ponte completa e para uma opção mais econômica para baixas potências, utiliza-se o inversor em meia ponte.



(a) Estrutura do reator eletrônico com *CFP* boost.



(b) Estrutura do reator eletrônico com *CFP* buck-boost.



(c) Estrutura do reator eletrônico com *CFP* flyback.

Figura 3.10: Estruturas de reatores eletrônicos com *CFP*.

O reator eletrônico com o conversor buck-boost, assim como o boost, tem como a principal vantagem a implementação do *CFP* de forma natural no modo de condução descontínua, porém apresenta a desvantagem de possuir um valor de corrente média menor que do boost, devido ao indutor ser de maior valor. Este conversor é mostrado na Figura 3.10(b), e o reator eletrônico da Figura 3.10(c), é constituído por um conversor flyback e um inversor, e apresenta a vantagem do isolamento galvânico proporcionado pelo transformador.

### 3.3.2 Topologias e características de reatores operando em baixa frequência

A garantia de que a ressonância acústica não irá ocorrer está associada a amplitude da ondulação de potência de alta frequência na lâmpada. Por isso, operar em baixas frequências (50 a 500)Hz [34, 36, 37, 38, 55, 57, 71, 75, 76, 77], com forma de onda quadrada de corrente e ondulação de potência de alta frequência menor do que 5%, é considerada uma solução muito segura para se evitar a ressonância acústica [4, 5, 6].

A onda quadrada evita ainda o re-acendimento a cada semi-ciclo [37, 38, 57]. Acionar a lâmpada em corrente contínua também evita a ressonância. Entretanto esta solução leva a uma redução significativa da vida útil da lâmpada, sendo aplicável apenas para lâmpadas especiais [6, 78]. A redução da vida útil da lâmpada deve-se ao fato que a corrente contínua proporciona cataforese, ou seja, fluxo de íons em apenas um sentido [78].

O diagrama de blocos da Figura 3.11 mostra uma configuração típica do sistema eletrônico, para acionamento de lâmpadas *AID*, operando com inversor em baixa frequência. Neste caso, a lâmpada deve estar ligada diretamente ao inversor, o qual opera em malha aberta. O controle de corrente se dá sobre a razão cíclica do conversor *CC-CC* intermediário, o qual opera em alta frequência e com condução contínua de corrente na saída. Esta solução apresenta um número elevado de componentes, que aumenta o custo e reduz o rendimento e a confiabilidade do sistema.

Alguns trabalhos realizam simplificações nesta estrutura, através da integração dos dois últimos estágios de conversão [35, 39, 76]. Em função da simplicidade e de maior confiabilidade, a opção de operar em baixa frequência e com forma de onda retangular de corrente é

mais vantajosa, principalmente pelo fato das lâmpadas de vapor metálico de baixas potências apresentarem as condições mais severas para evitar a ressonância acústica.

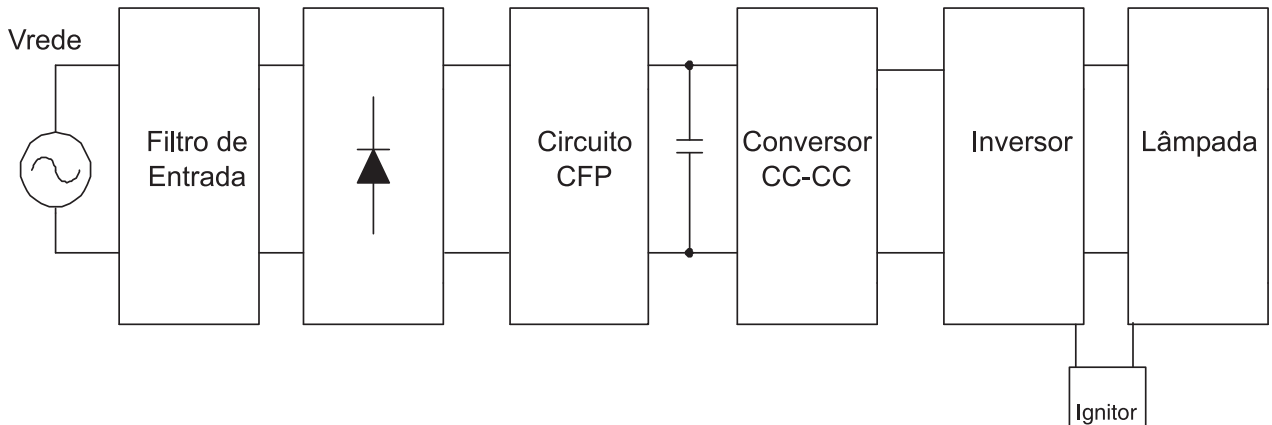


Figura 3.11: Diagrama de blocos de um sistema eletrônico para acionamento de lâmpadas AID em baixa frequência.

Os conversores *CC-CC CUK* com elevada capacitância são denominados *BIBRED* (Boost Integrated with Buck Rectifier / Energy Storage / *DC-DC* converter), ou seja, operam como conversores boost para a entrada e como conversores buck para a saída. Este conversor pode ser utilizado para unir os dois primeiros estágios da topologia apresentada na Figura 3.11.

As alternativas para se obter um reator eletrônico que opere com forma de onda retangular de corrente em baixa frequência na lâmpada, e apresente um reduzido número de estágios de conversão são obtidas da seguinte forma:

- unindo os estágios *CFP* e Buck, utilizando o conversor *BIBRED* unindo os estágios Buck e inversor,
- utilizando o conversor buck em ponte completa;
- unir os estágios *CFP*, Buck e inversor, utilizando o conversor *BIBRED* com dupla

alimentação em ponte completa.

A Figura 3.12 mostra o circuito de potência simplificado para esta nova alternativa de reator eletrônico, que consiste no conversor *BIBRED* ligado à ponte inversora. Estes conversores são consolidados na literatura, entretanto, ainda não havia sido apresentados como solução para reatores eletrônicos de lâmpadas *AID* [4, 37, 38].

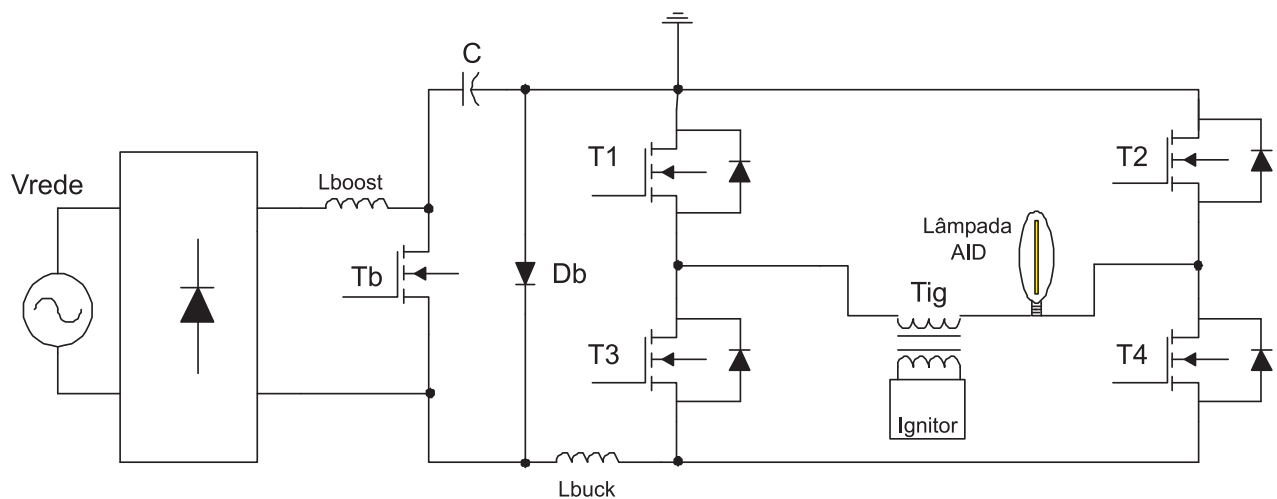


Figura 3.12: Circuito simplificado do reator utilizando o conversor *BIBRED*.

O conversor *BIBRED* deve operar em condução descontínua de corrente na entrada e condução contínua na saída. Neste modo de operação ele apresenta três etapas de operação, como mostrado pelas formas de onda da Figura 3.13.

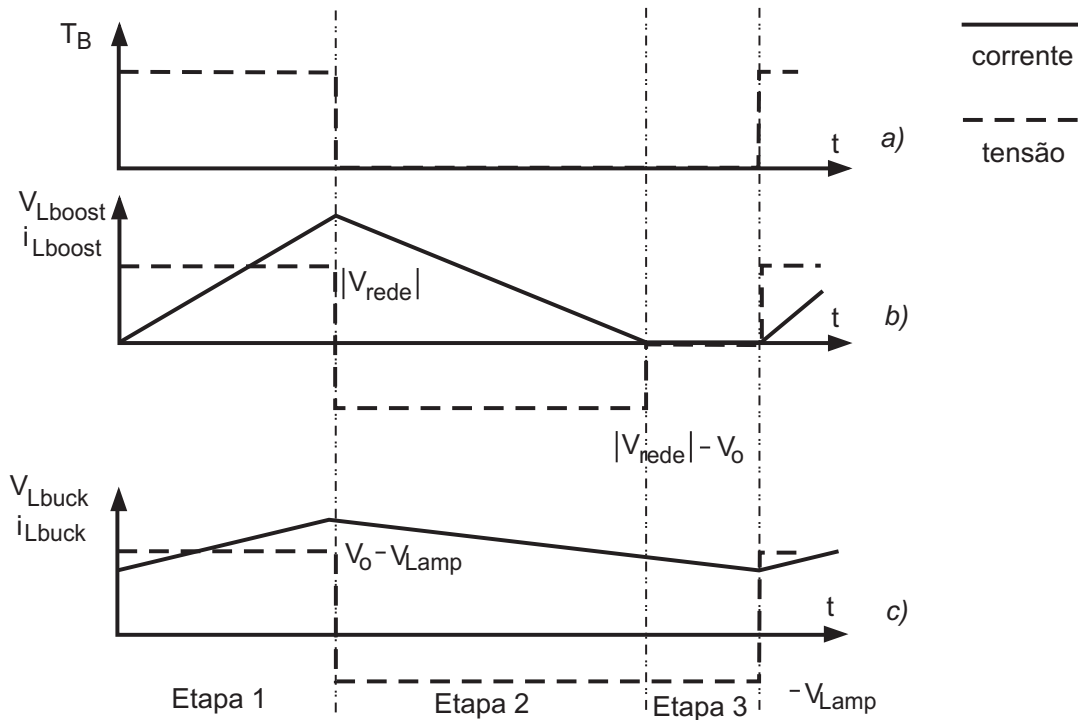


Figura 3.13: Formas de onda do conversor *BIBRED*.

A razão cíclica deve garantir condução descontínua de corrente na entrada do conversor (como em um conversor boost, funcionando em condução descontínua). O conversor *BIBRED* possui apenas um interruptor para realizar o controle destas variáveis. Operando com frequência fixa e atuando sobre a razão cíclica do regulador *PWM* que comanda o interruptor  $T_b$ , pode-se controlar o fluxo de potência para a lâmpada. Entretanto, desta forma não é possível garantir que a tensão  $V_0$  no barramento *CC* seja constante. Supondo constantes a frequência de chaveamento e a potência da lâmpada, é possível estabelecer o comportamento da tensão  $V_0$ , em função das variações na tensão da lâmpada parametrizada pela tensão da rede. Este fato indica a necessidade de se prover um controle desta tensão. O controle da tensão  $V_0$  pode ser realizado através da variação da frequência de chaveamento do conversor.

É possível integrar um conversor buck operando no modo *PWM* com um inversor em

baixa frequência utilizando para isto o conversor em ponte completa. Neste caso, os interruptores da parte superior da ponte devem operar em alta frequência, no modo *PWM*, e os interruptores da parte inferior em baixa frequência [4]. O mesmo resultado pode ser obtido com os interruptores da parte superior da ponte em baixa frequência, e os interruptores da parte inferior em alta frequência, no modo *PWM*. É possível ainda, alternar as duas opções citadas acima, de modo a reduzir o aquecimento nos interruptores.

A Figura 3.14 mostra o circuito simplificado do reator utilizando esta topologia. Na transição entre os ciclos positivo e negativo descritos anteriormente, dois fatores são importantes:

- tempo morto ( $t_m$ ), para se evitar curto-circuito de braço do inversor;
- dimensionamento do indutor  $L_{buck}$  para que a transição ocorra de forma rápida.

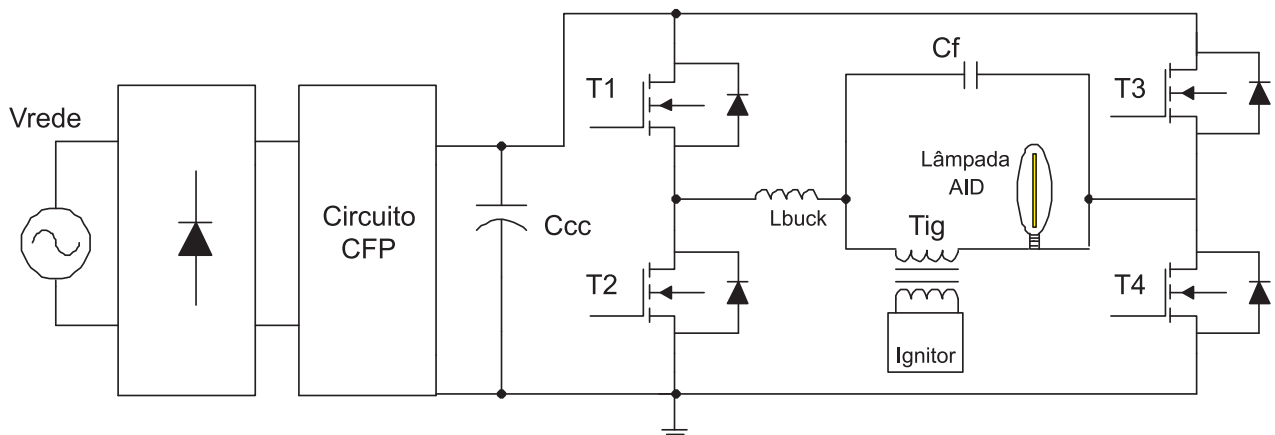


Figura 3.14: Circuito simplificado do reator utilizando conversor Buck em ponte completa.

A utilização de um capacitor  $C_f$  em paralelo com a lâmpada e o secundário do transformador de ignição, possibilita que se utilize um valor reduzido para  $L_{buck}$ . Desta forma, a ondulação de corrente no indutor será filtrada por  $C_f$  e não afetará a corrente da lâmpada.

Para o dimensionamento desses elementos pode ser adotada uma ondulação em  $L_{buck}$  entre 50% e 100%, permanecendo abaixo dos 5% na lâmpada.

A Figura 3.15 mostra as formas de onda de tensão nas chaves ( $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  e  $T_4$ ) e de corrente no indutor do buck ( $I_{L_{buck}}$ ) (com *ripple* maior) e na lâmpada ( $I_{L_{lamp}}$ ) (com *ripple* menor ).

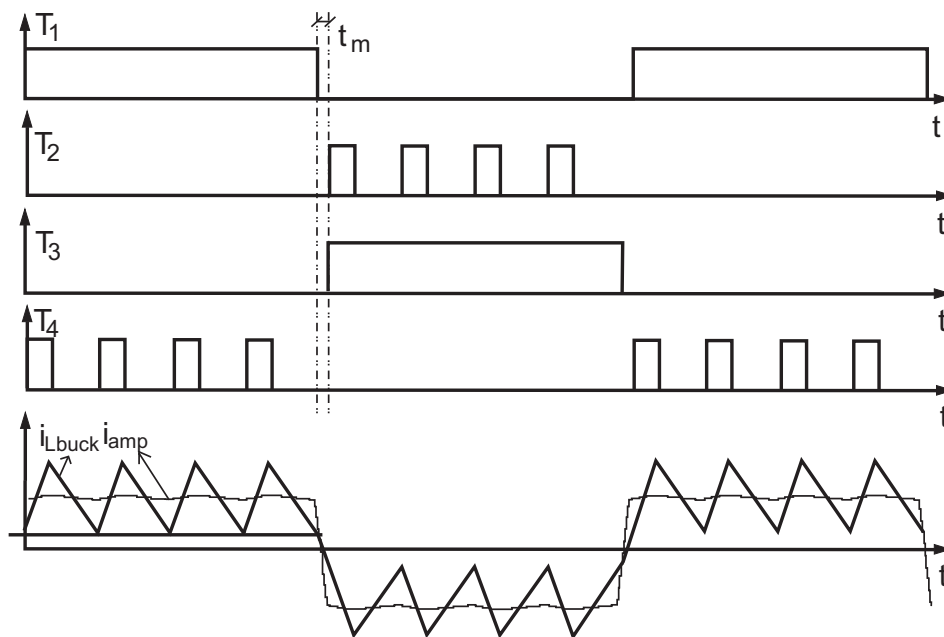


Figura 3.15: Formas de onda do conversor Buck em ponte completa

Para se obter um reator eletrônico com um único estágio de processamento de potência, e que mantenha as características do reator operando em baixa frequência, pode se utilizar o conversor *BIBRED* com dupla alimentação em ponte completa, como mostra a Figura 3.16.

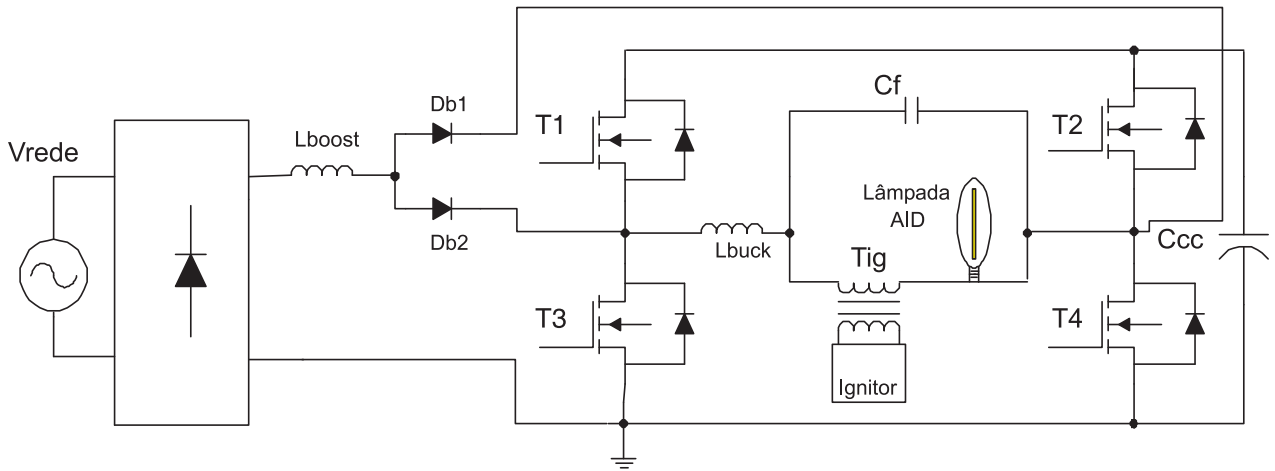
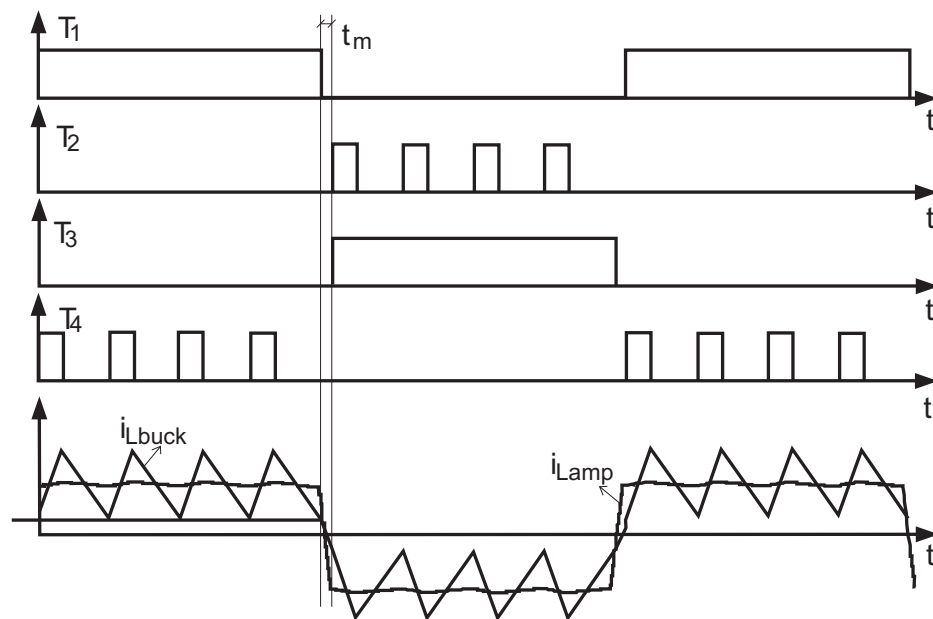


Figura 3.16: Circuito simplificado do reator utilizando o conversor *BIBRED* com dupla alimentação em ponte completa

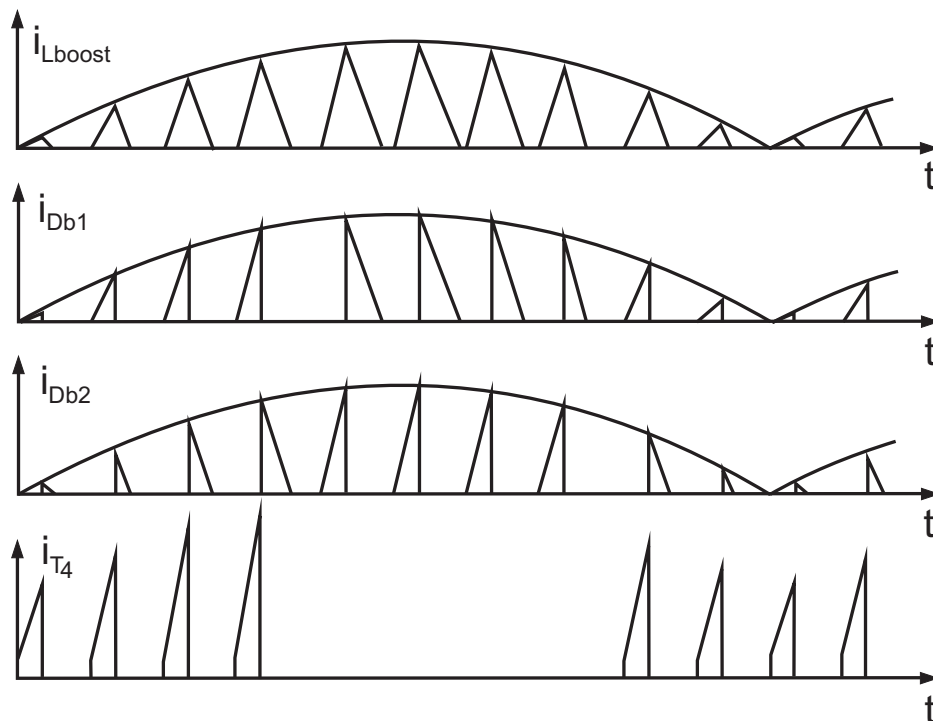
A topologia obtida pode ser entendida como uma junção das duas topologias apresentadas nas Figuras 3.14 e 3.15. Neste caso, o comando dos interruptores da ponte deve ser realizado como no conversor buck em ponte completa, e o controle como no conversor *BIBRED*. O fluxo de potência controlado pela razão cíclica dos interruptores  $T_2$  e  $T_4$ , e a tensão  $V_0$  controlada pela frequência de chaveamento do regulador *PWM* [4].

A Figura 3.17(a) mostra as formas de onda de tensão nas chaves ( $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  e  $T_4$ ) e de corrente no indutor do buck ( $I_{L_{buck}}$ ) (com *ripple* maior) e na lâmpada ( $I_{L_{lamp}}$ ) (com menor *ripple*). Já a Figura 3.17(b) mostra as formas de onda de corrente no indutor do boost ( $I_{L_{boost}}$ ), nos diodos  $D_{b1}$  e  $D_{b2}$  e na chave ( $I_{T_4}$ ) [4].





(a) Tensão nas chaves e corrente do indutor do boost e na lâmpada

(b) Corrente no indutor do boost, nos diodos e na chave  $T_4$ Figura 3.17: Formas de onda de tensão e corrente em conversor *BIBRED* ponte completa [4]

### 3.4 Conclusões do capítulo

Este capítulo analisou os reatores convencionais eletromagnéticos e os reatores eletrônicos. As vantagens dos reatores eletrônicos, em relação aos convencionais, são manter a potência e o fluxo luminoso da lâmpada constantes, mesmo com o aumento da tensão, regulação de potência frente às variações e flutuações da tensão da rede, reduzir peso e volume do sistema, eliminar o efeito estroboscópico, melhorar o rendimento e a qualidade da luz (IRC), elevar o fator de potência e reduzir o conteúdo harmônico da corrente de entrada, reduzir os tempos de aquecimento e re-acendimento a quente das lâmpadas, além de incorporar tecnologia ao sistema de iluminação. Entretanto, os reatores convencionais são mais resistentes aos transitórios da rede elétrica e duráveis. O fator que limita utilização de reatores eletrônicos é a ressonância acústica, fenômeno característico que ocorre quando as lâmpadas são acionadas por fontes de potências em alta frequência.

Os conversores estáticos (inversores em ponte completa, meia-ponte, classe  $D$  e  $E$ ) operando em alta frequência utilizando um circuito ressonante caracterizam os reatores eletrônicos operando em alta frequência. Estes permitem a comutação não-dissipativa dos interruptores. Além de aplicar altas tensões que permitem a realização da ignição da lâmpada e a estabilização do arco. Porém, essa operação em alta frequência possibilita o aparecimento da ressonância acústica. Os modos de se evitar o seu aparecimento, operando em alta frequência, é um dos objetivos desta tese.

Foram apresentadas as características do reator eletrônico operando em alta frequência, dando ênfase aos filtros ressonantes e ao circuito de correção do fator de potência.

Devido a garantia de não aparecimento da ressonância acústica quando se opera em baixas frequências, com forma de onda quadrada de corrente, o reator eletrônico com essa característica, se apresenta como uma forma segura de acionamento para as lâmpadas *HPS*.

Foram apresentadas três topologias alternativas para a obtenção de um reator eletrônico operando em baixa frequência com as seguintes características: forma de onda retangular de corrente em baixa frequência na lâmpada, correção do fator de potência na entrada e controle de corrente e de potência na lâmpada. Estas topologias consistem da união das três etapas que compõem o reator eletrônico aos pares ou em um único estágio de potência.

# Capítulo 4

## Estudo de formas de onda de tensão aplicadas à lâmpada *HPS* para evitar a ressonância acústica

### 4.1 Introdução

Neste capítulo será realizada a investigação sobre as formas de onda de tensão para se evitar a Ressonância Acústica (*RA*) nas lâmpadas *HPS* (*AID*). Essa investigação será centrada na técnica de injeção de harmônicas à tensão aplicada à lâmpada [5, 6] e também na técnica de modulação da tensão aplicada à lâmpada [7, 8, 9]. Recentemente foram apresentadas na literatura alguns trabalhos objetivando a eliminação da *RA* em lâmpadas *AID* através da injeção de harmônica de tensão e modulação da tensão, que motivaram o presente trabalho de doutorado.

O estudo das formas de ondas de tensão aplicadas à lâmpada *HPS*, foi baseado no sinal

de referência do *PWM* (*Pulse Width Modulation*) para a síntese da tensão aplicada ao filtro ressonante. Dessa forma, a tensão de saída do filtro ressonante proporcionará a tensão de regime à lâmpada. Nas seções deste capítulo serão apresentados os tipos de formas de onda, o tipo de modulação *PWM* que gera a tensão de alimentação da lâmpada com conteúdo harmônico definido e o projeto do filtro.

## 4.2 Injeção de harmônicas na tensão aplicada à lâmpada

### *HPS*

Um dos objetivos desta tese consiste na investigação de uma nova técnica de injeção de harmônicas a tensão fundamental de alimentação da lâmpada e ainda operar em uma faixa de frequência pouco utilizada para o acionamento das lâmpadas *HPS* (*AID*). A técnica que vem sendo adotada, divulgada na literatura, para se injetar harmônicas está baseada no projeto de filtros passivos e no comando dos braços do inversor [5, 6].

A Figura 4.1 apresenta o conversor que utiliza esta técnica [5, 6]. Pode se observar a presença dos filtros passivos e os comandos para braços do inversor. As formas de onda dos comandos para as chaves do inversor é mostrada na Figura 4.2(a), enquanto a Figura 4.2(b) mostra as formas de onda das tensões de saída de cada filtro passivo ( $V_{LA1}$  e  $V_{LA3}$ ) e a forma de onda da tensão aplicada à lâmpada,  $V_{LA}$ .

As desvantagens deste método são: a necessidade de um filtro passivo para cada harmônica injetada, aumentando dessa forma a quantidade de componentes, o custo, peso e a quantidade de braços no caso de injetar-se harmônicas acima da 3<sup>a</sup>, tornando mais complexo os comandos

do inversor e conseqüentemente menos confiável o reator.

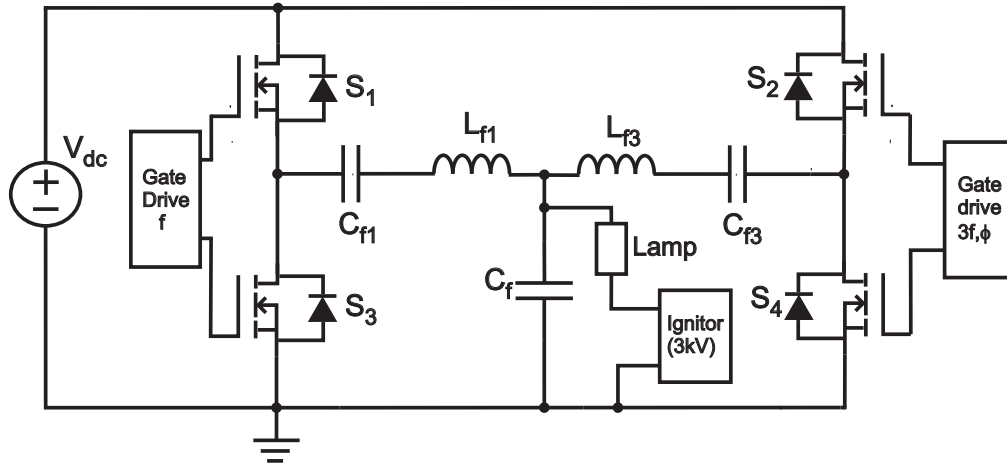
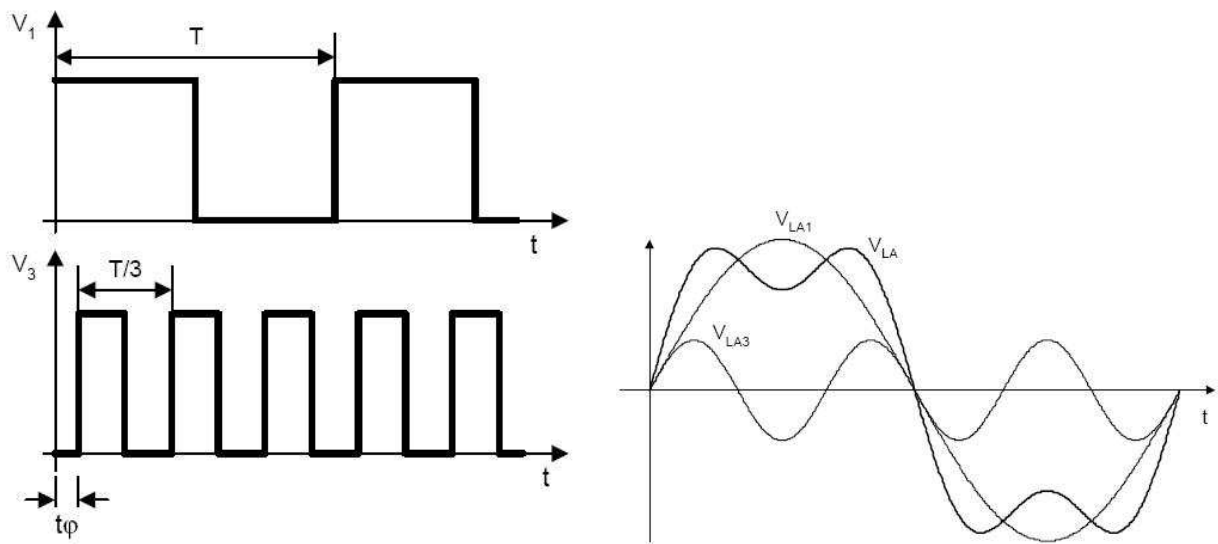


Figura 4.1: Diagrama do circuito utilizado pela técnica proposta por J.Alonso [5, 6]



(a) Formas de onda dos comandos dos braços.

(b) Formas de onda das tensões em cada braço e aplicada à lâmpada.

Figura 4.2: Comandos para o inversor com a técnica de injeção de harmônicas e as formas de tensão na lâmpada e em cada braço do inversor [5, 6]

### 4.3 Injeção de harmônicas através de filtros

A Figura 4.3 apresenta o diagrama do circuito utilizado para simular a alimentação da lâmpada através de uma tensão com harmônicas injetada via um filtro  $LC$  de segunda ordem.

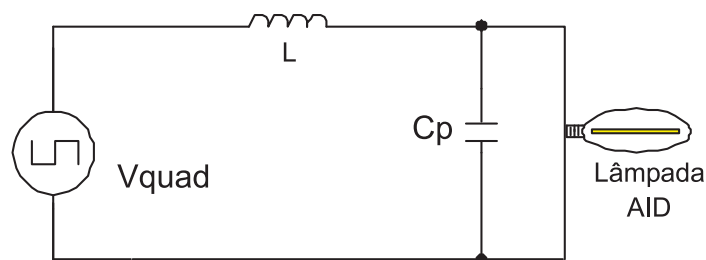


Figura 4.3: Diagrama do circuito utilizado para realizar a injeção de harmônica via filtro

A Equação 4.1 apresenta a função de transferência do filtro  $LC$  de segunda ordem e da lâmpada modelada por uma resistência,  $R_{lamp}$ .

$$V_{lamp}(j\omega) = \frac{1}{(j\omega)^2 LC + \frac{j\omega L}{R_{lamp}} + 1} \quad (4.1)$$

Para que uma onda quadrada de  $1kHz$  possa alimentar o filtro  $LC$ , injetando a 3ª harmônica, é necessário projetá-lo para que permita a passagem da fundamental e da 3ª harmônica. Dessa forma, a partir da Equação 4.1 obtém-se:  $L = 1mH$  e  $C_p = 4,7\mu F$ . Utilizando  $R_{lamp} = 67\Omega$ , pode-se observar na Figura 4.4, a resposta em frequência do filtro obtido.

A Figura 4.5 apresenta as formas de onda de tensão e corrente aplicadas à  $R_{lamp}$  através da injeção da harmônica via filtro. A corrente possui um fator de crista maior que 1,9, de certa forma inviabilizando a utilização desta técnica, devido ao não atendimento das normas **American National Standard ANSI C78.42** e a **European Standard EN60662**.

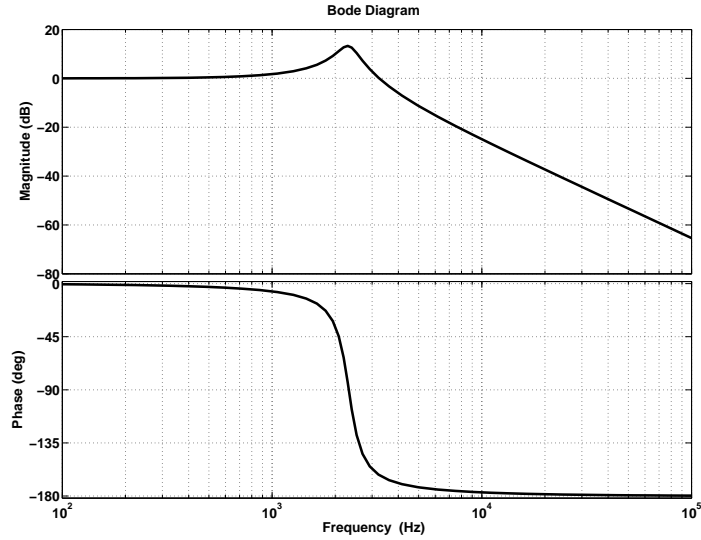


Figura 4.4: Resposta em frequência do filtro projetado.

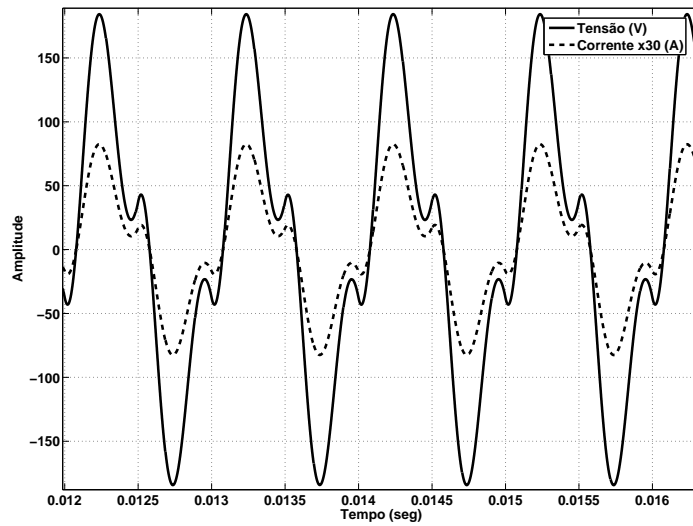


Figura 4.5: Forma de onda de tensão e corrente aplicadas à  $R_{l\text{amp}}$ .

A Figura 4.6 mostra o espectro da corrente aplicada à  $R_{l\text{amp}}$ , onde observa-se a predominância da fundamental e da 3<sup>a</sup> harmônica.



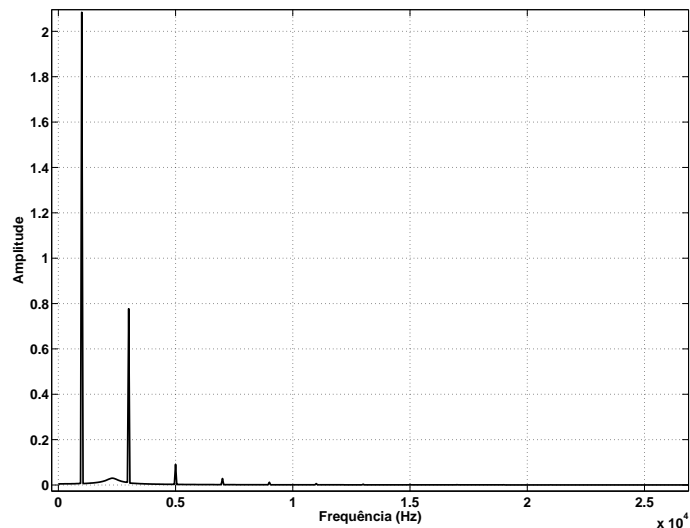


Figura 4.6: Espectro harmônico da corrente aplicado à lâmpada.

A Figura 4.7 apresenta a forma de onda da potência aplicada à lâmpada para a tensão quadrada filtrada. Pode-se observar que a potência máxima aplicada à  $R_{lâmp}$  ultrapassa  $500W$ .

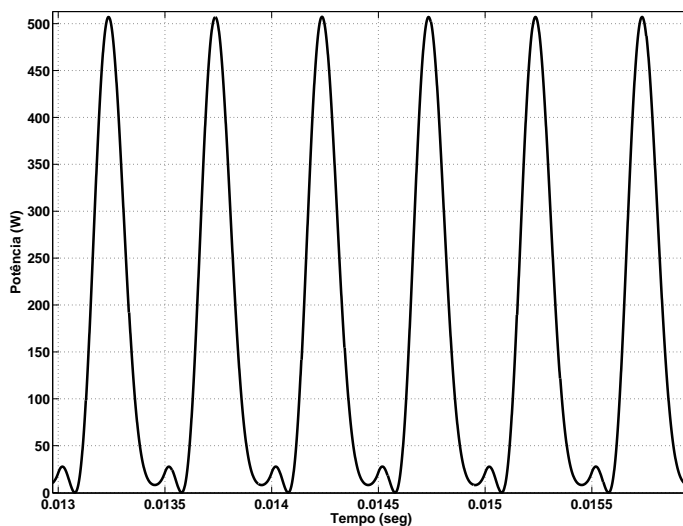


Figura 4.7: Forma de onda da potência aplicada à lâmpada.

Dessa forma, a técnica apresentada causa estresse sobre a lâmpada, sendo necessário apre-

sentar uma outra solução. A primeira solução, considerada mais direta consiste na utilização de filtros sintonizados, mas esta solução foi descartada pelos motivos apresentados no apêndice A.1.

## 4.4 Injeção de harmônicas via *PWM*

A técnica proposta nesta tese consiste na injeção de harmônicas através da soma das harmônicas desejadas ao sinal senoidal de referência do *PWM* (Pulse Width Modulation) para a síntese da tensão aplicada ao filtro *LC*. Dessa forma, o projeto do filtro *LC* e a metodologia utilizada para a escolha do modulador *PWM* serão realizadas e apresentadas.

A Figura 4.8 apresenta as formas de onda para a fundamental e para a 3ª harmônica e a resultante que será a referência para o *PWM*. A tensão sintetizada pelo conjunto inversor mais filtro, será a tensão aplicada à lâmpada *HPS*.

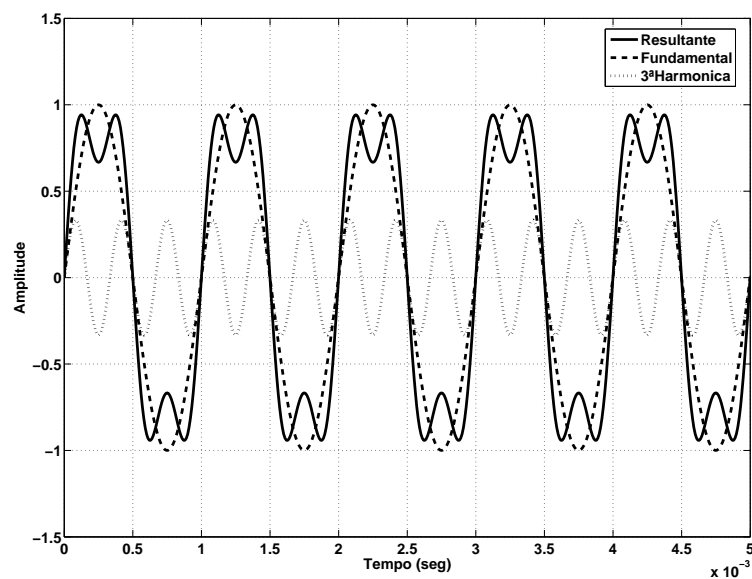


Figura 4.8: Forma de onda de referência para o *PWM*.

As vantagens apresentadas de imediato são o projeto de apenas um único filtro *LC* de saída do inversor e a simplicidade da geração do sinal de referência, sem a necessidade do cálculo do ângulo de condução dos comandos dos braços do inversor. A Figura 4.9 apresenta o diagrama do inversor ponte completa e o filtro *LC* na qual a técnica foi implementada.

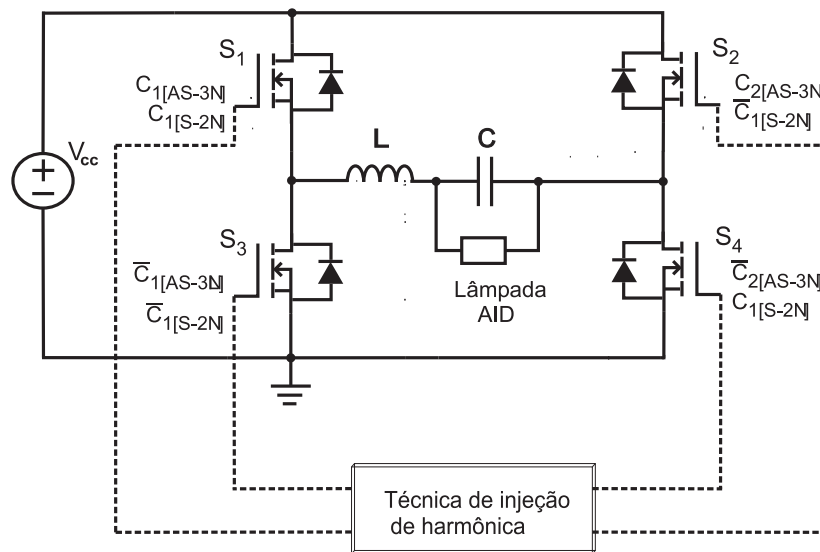


Figura 4.9: Diagrama do circuito que utiliza a técnica de injeção de harmônicas.

#### 4.4.1 Métodos de modulação por largura de pulso - *PWM*

A operação do Modulador por Largura de Pulso (*PWM*) pode ser dividida em dois modos:

- Modo Linear - o pico do sinal modulante é menor ou igual ao pico da portadora.
- Modo Não Linear - Quando o pico do sinal modulante é maior que o pico da portadora, neste caso, ocorre a sobre-modulação.

Há duas implementações básicas de *PWM*:

- Simétrica, em que a frequência de amostragem é igual à frequência de chaveamento;

- Assimétrica, em que a frequência de amostragem é o dobro da frequência de chaveamento.

No *PWM* Simétrico, a largura de pulso é simétrica em relação ao período de chaveamento. A Figura 4.10(a) mostra a geração do *PWM* simétrico. No *PWM* Assimétrico, são gerados dois pulsos independentes com durações distintas ( $\tau_1$  e  $\tau_2$ ) os quais não mantêm simetria com relação ao período. Esses dois modos de implementação de *PWM* são mostrados na Figura 4.10.

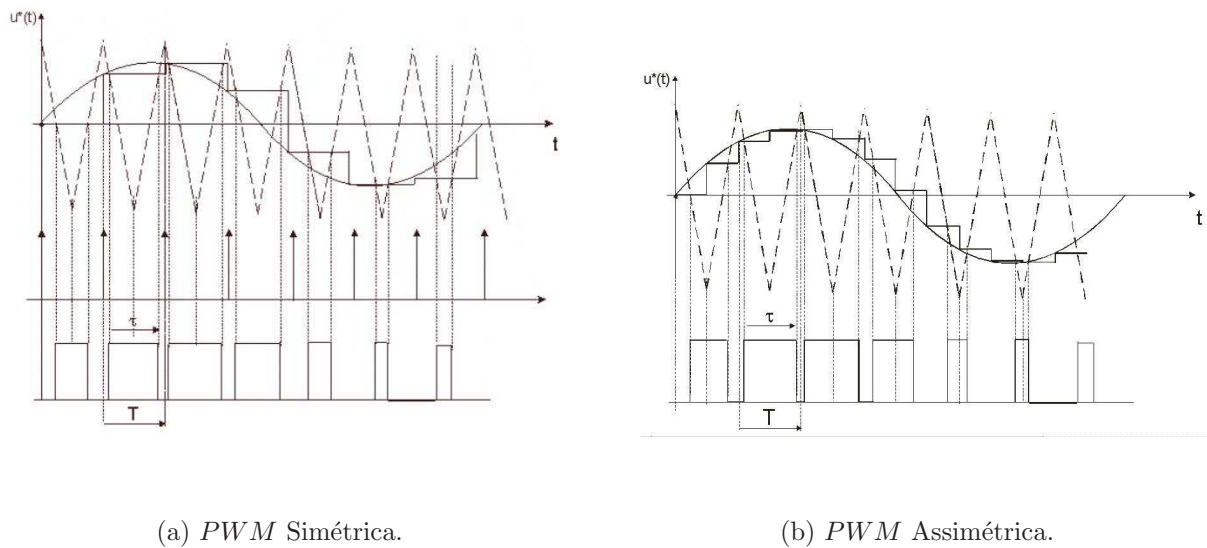


Figura 4.10: Implementação de *PWM*.

Enquanto que na Modulação por Largura de Pulso (*PWM*) Dois Níveis (*PWM* – 2*N*) há somente um comando para as chaves diagonais  $S_1$  e  $S_4$  de cada braço do inversor e complementarmente para as chaves diagonais  $S_2$  e  $S_3$ , na Modulação por Largura de Pulso (*PWM*) Três Níveis (*PWM* – 3*N*) há dois comandos distintos, como apresentado na Figura 4.11. Assim,  $S_1$  com  $S_4$  e, complementarmente  $S_2$  com  $S_3$ , são acionadas independentemente. Portanto, são gerados dois pulsos de comando distintos, sendo que nessa técnica, a frequência da tensão

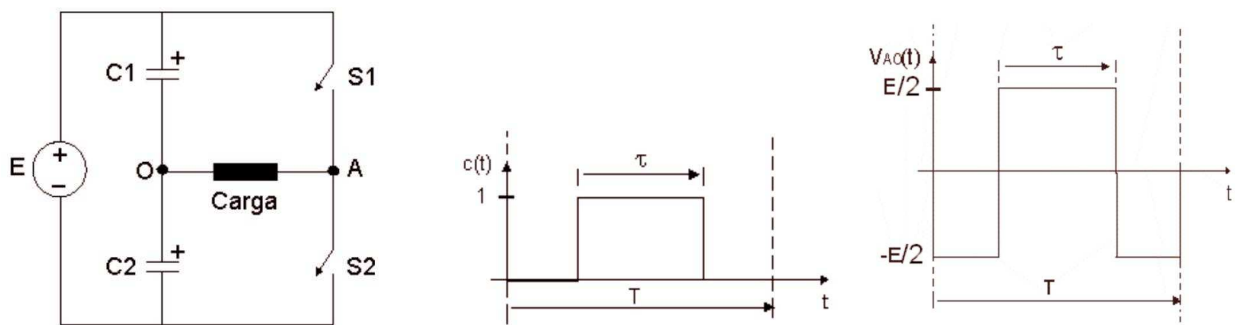
de saída é o dobro da frequência de chaveamento.

A Tabela 4.1 apresenta o equacionamento para modulação *PWM* aplicada aos inversores de meia-ponte- $2N$ , ponte completa- $2N$  e ponte completa- $3N$ , em função da tensão de alimentação contínua ( $E$ ), do período de chaveamento ( $T$ ) e da tensão de referência ( $v_{ref}$ ).

Tabela 4.1: Equações para os tipos de *PWM*.

<i>PWM</i>	$MP - 2N$	$2N$	$3N$
$V_{AB}(t)$	$\frac{E}{2}[2C(t) - 1]$	$E[2C(t) - 1]$	$V_{AN} - V_{BN}$
$V_{AB}(k)$	$\frac{E}{2}[2\frac{\tau(k)}{T} - 1]$	$E[2\frac{\tau(k)}{T} - 1]$	$\frac{E}{T}[\tau_1(k) + \tau_2(k)]$
$\tau_1(k)$	$\frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{ref}(k)$	$\frac{T}{2} + \frac{T}{2E}v_{ref}(k)$	$\frac{T}{2} + \frac{T}{2E}u_{ref}(k)$
$\tau_2(k)$	—	—	$T - \tau_1(k)$

A seguir serão apresentados os *PWM* 2 níveis, para o inversor meia ponte e ponte completa e o 3 níveis para o inversor através das Figuras 4.11, 4.12, 4.13 e seus respectivos equacionamentos.

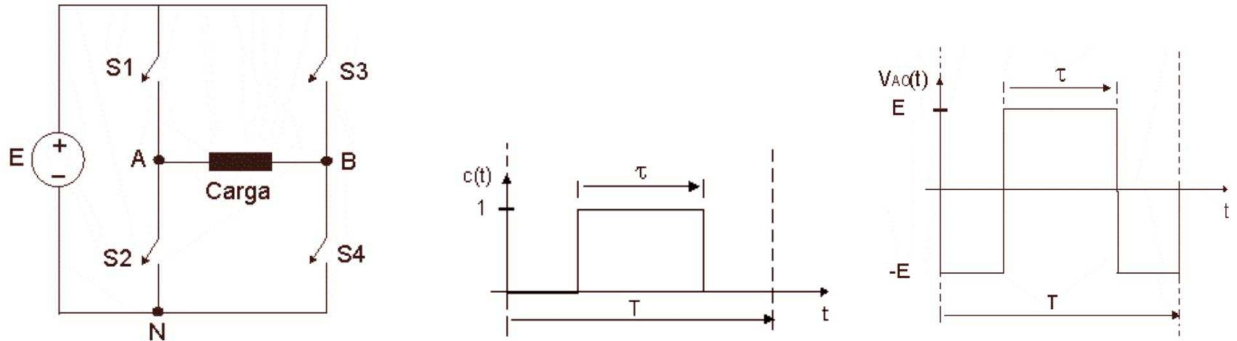


(a) Conversor Meia-Ponte.

(b) Pulso de comando.

(c) Tensão de saída.

Figura 4.11: *PWM* 2 Níveis - Meia Ponte.

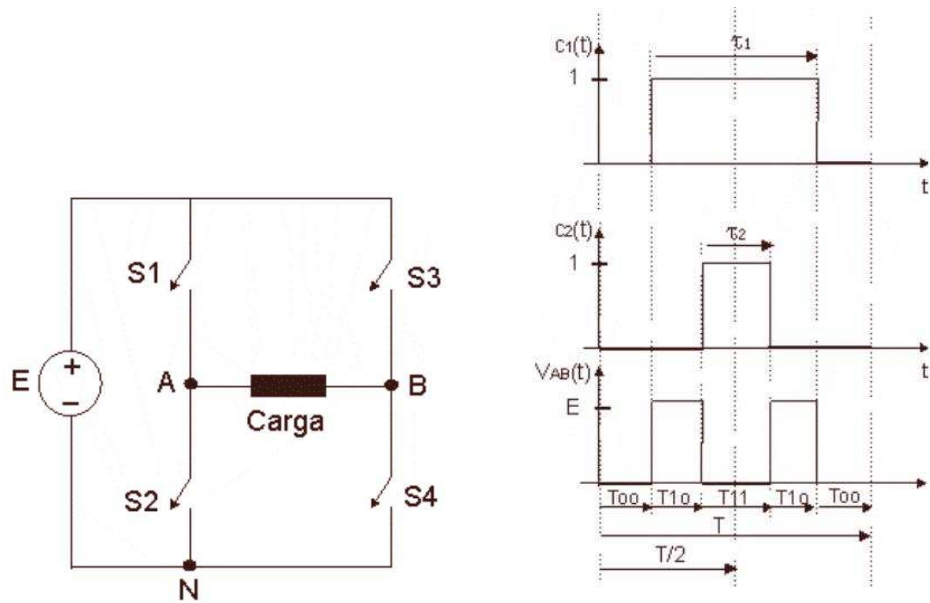


(a) Conversor Ponte Completa.

(b) Pulso de comando.

(c) Tensão de saída.

Figura 4.12: *PWM* 2 Níveis - Ponte Completa.



(a) Conversor Ponte Completa.

(b) Pulso de comando e tensão de saída.

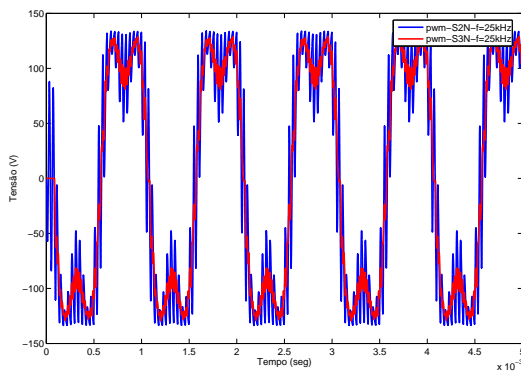
Figura 4.13: *PWM* 3 Níveis.

Definida a modulação *PWM* para sintetizar a forma de onda de corrente aplicada à lâmpada, o passo seguinte foi determinar o tipo de modulação que proporcionasse os melhores resultados. As condições nas quais foram realizadas as simulações são:

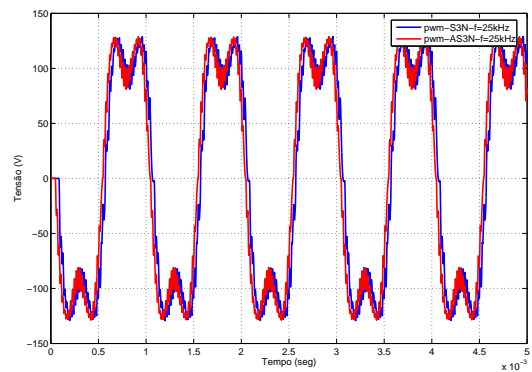
1. Modulação *PWM* Monofásica Simétrica 2 Níveis (*PWM-S2N*) e modulação *PWM* Monofásica Simétrica 3 Níveis (*PWM-S3N*), (frequência da modulação *PWM*)  $f_{PWM}$  constante.
2. Modulação *PWM* Monofásica Simétrica 3 Níveis (*PWM-S3N*) e modulação *PWM* Monofásica Assimétrica 3 Níveis (*PWM-AS3N*), (frequência da modulação *PWM*)  $f_{PWM}$  constante.
3. Modulação *PWM* Monofásica Simétrica 3 Níveis (*PWM-S3N*) e modulação *PWM* Monofásica Assimétrica 3 Níveis (*PWM-AS3N*), variando a (frequência da modulação *PWM*)  $f_{PWM}$ .
4. Modulação *PWM* Monofásica Simétrica 2 Níveis (*PWM-S2N*) e Modulação *PWM* Monofásica Assimétrica 3 Níveis (*PWM-AS3N*), (frequência da modulação *PWM*)  $f_{PWM}$  constante.

A frequência de amostragem do sinal ( $f_a$ ) está relacionada com a frequência de chaveamento do inversor. Por este motivo optou-se *PWM* assimétrico 3 níveis, que apresenta uma frequência de amostragem duas vezes maior que a do *PWM* simétrico e quatro vezes maior que a do *PWM* 2 níveis simétrico. Desta forma, pode se obter uma melhor reprodução da forma de onda que alimenta a lâmpada. Através da análise da Figura 4.14 pode-se constatar este fato.

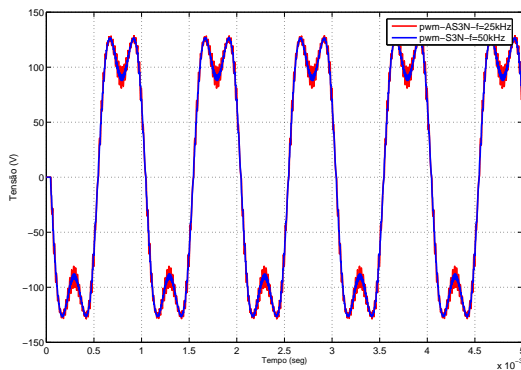
A partir da escolha do tipo de modulação *PWM*, determina-se qual a frequência que atende a exigência do projeto, de forma a eliminar a ressonância acústica. A Figura 4.14 apresenta as formas de onda variando-se a frequência de chaveamento,  $f_{PWM}$  para alguns tipos de modulação *PWM*, com o objetivo de se determinar o tipo mais apropriado para a eliminação da ressonância acústica .



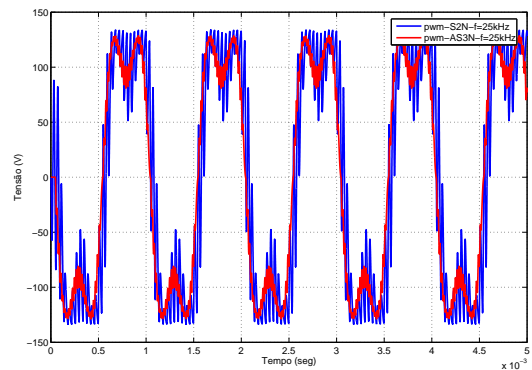
(a) Tensão aplicada à lâmpada para condição 1.



(b) Tensão aplicada à lâmpada para condição 2.



(c) Tensão aplicada à lâmpada para condição 3.



(d) Tensão aplicada à lâmpada para condição 4.

Figura 4.14: Influência do tipo da Modulação *PWM*.



A Figura 4.14(a) mostra uma forma de onda obtida pela utilização da modulação *PWM-S3N* com taxa de distorção harmônica menor que quando comparada a uma forma de onda obtida pelo *PWM-S2N*. Dessa forma, apenas com uma mudança na quantidade de níveis diminui-se a *THD*, para uma mesma  $f_{PWM}$ .

A Figura 4.14(b) apresenta uma forma de onda, a qual mantendo a quantidade de níveis e aumentando a frequência de amostragem do sinal de referência obtêm-se a diminuição da *THD* da tensão. Agora mantendo a frequência de chaveamento,  $f_{PWM} = 25kHz$ , e mudando o tipo de modulação *PWM* (*PWM-S2N* para *PWM-AS3N*), obtêm-se uma tensão com *THD* menor, como pode ser observado na Figura 4.14(d).

A Figura 4.14(c) mostra que para obtenção de uma tensão com uma *THD* igual ao obtido pelo *PWM-AS3N* é necessário dobrar a frequência de chaveamento ( $f_{pwm}$ ) em relação a modulação *PWM-S3N*. Estes resultados já eram esperados devido às características apresentadas de cada tipo de modulação *PWM*.

Para se avaliar a frequência de amostragem necessária para sintetizar a forma de onda evitando a ressonância, duas métricas foram utilizadas:

i - O desvio padrão (*STD*) da potência aplicada à lâmpada com relação ao seu valor obtido analiticamente. O *STD* é definido por:

$$s = \left( \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (4.2)$$

onde

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i)$$

$n$  é o número de elementos da amostra e  $x$  é o vetor de dados.

ii - A distorção harmônica total (*THD*) da corrente aplicada à lâmpada. A *THD* é definida como:

$$THD = \frac{I_H}{I_F} \quad (4.3)$$

onde  $I_H = \sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2}$ ,  $I_n$  é o valor eficaz (*RMS*) da distorção da corrente para  $n^{th}$  harmônicas  $n$  e  $I_F$  é o valor eficaz (*RMS*) da fundamental da corrente.

Através da Figura 4.15 pode-se observar que ao aumentar a quantidade de harmônicas acrescentadas à fundamental obtém-se uma menor variação em torno do valor médio da potência elétrica fornecida à lâmpada. Esta informação pode ser comprovada pela análise da Figura 4.16. Observa-se que, quando é aumentada a quantidade de harmônicas, o desvio padrão diminui. Dessa forma, pode-se diminuir a tensão do barramento *CC* com o aumento da quantidade de harmônicas aplicada a forma de onda.

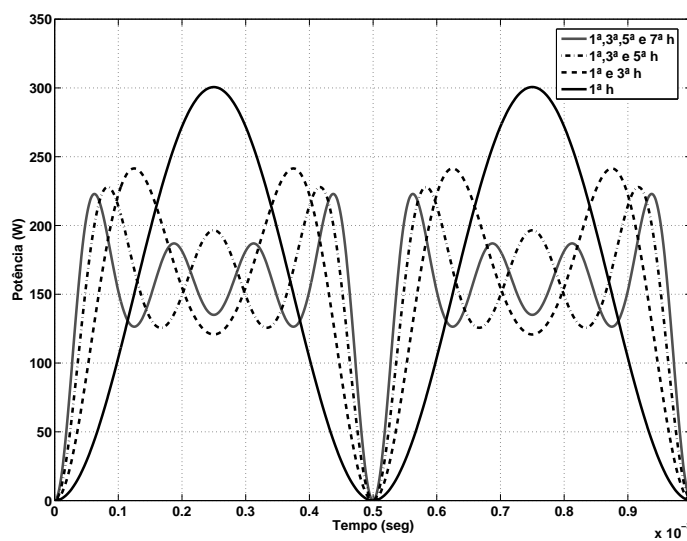


Figura 4.15: Forma de onda de potência aplicada à lâmpada variando-se a quantidade de harmônicas.

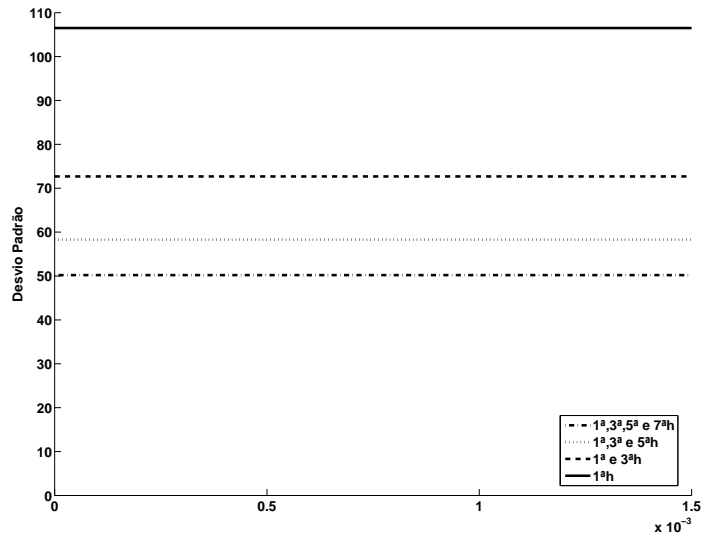


Figura 4.16: Desvio padrão da potência aplicada à lâmpada.

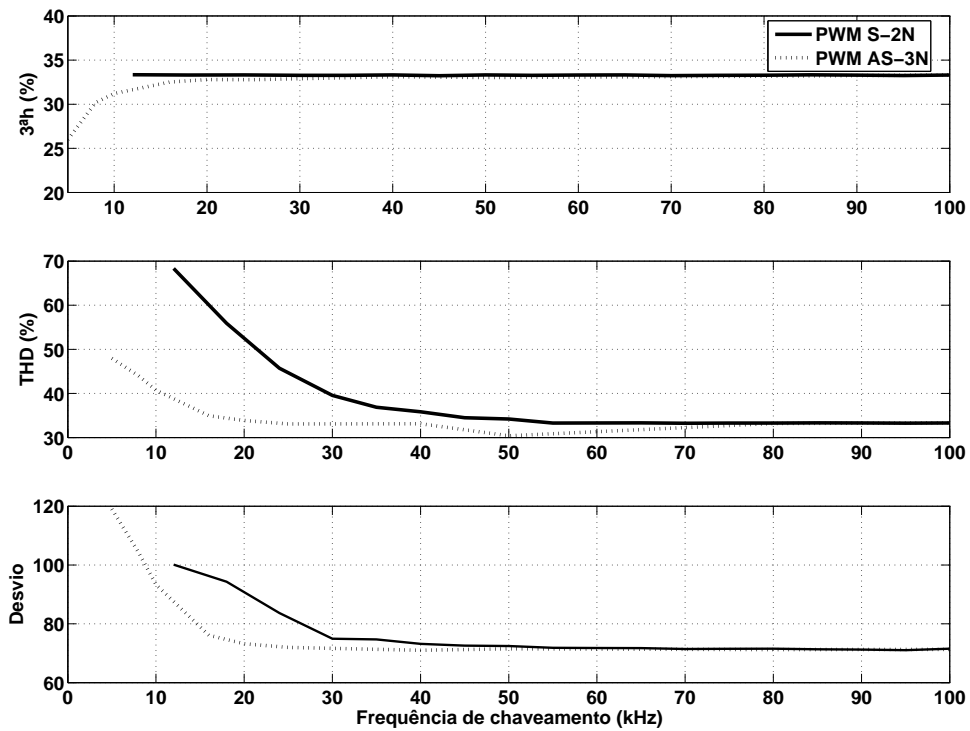


Figura 4.17: Variação da amplitude da 3ª harmônica, *THD* e *STD* em função da frequência  $f_{PWM}$ .

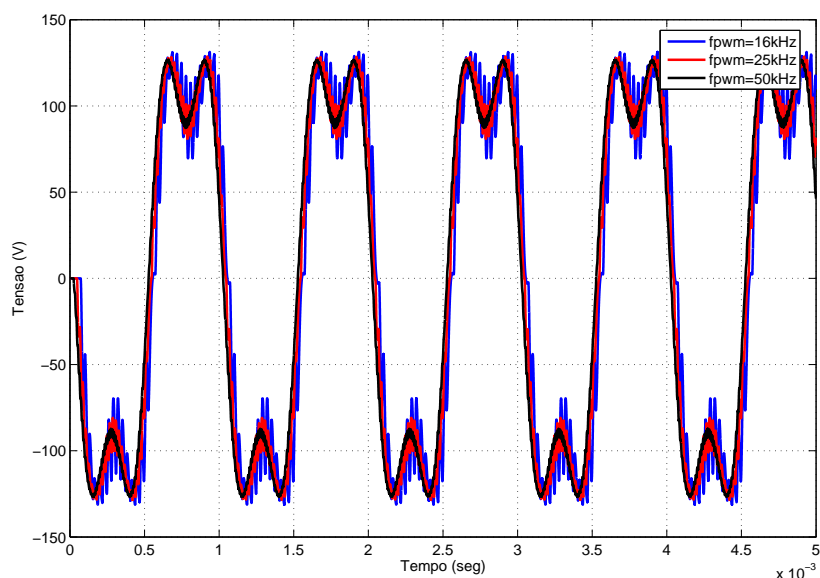
Utilizado como parâmetro, o desvio padrão da potência, a *THD* e a amplitude da 3ª harmônica injetada, a frequência de chaveamento foi variada com objetivo de se determinar a frequência adequada de trabalho. Através da análise da Figura 4.17 optou-se pela frequência de chaveamento de  $25kHz$ . Pois, para esse valor de frequência de chaveamento tem-se todos os parâmetros convergindo para os especificados.

Pode-se dividir os gráficos mostrados na Figura 4.17, para uma melhor análise, em três faixas de frequências. Para frequências de chaveamento menores que  $25kHz$  observa-se grandes diferenças entre os resultados obtidos quando compara-se o *PWM – AS3N* como o *PWM – S2N* para os parâmetros analisados, amplitude da 3ª harmônica, *THD* e *STD*, além da variação maior em função da frequência. Para frequências de chaveamento  $25kHz < f_{PWM} < 50kHz$ , observa-se principalmente variações na *THD* entre os modos de modulação *PWM* e uma menor variação em função da frequência de chaveamento. Para frequências maiores que  $50kHz$  praticamente não se observam diferenças entre as grandezas estudadas, mesmo variando-se a frequência. O aumento da  $f_{PWM}$  faz com que a *THD* da forma de onda de tensão aproxime da *THD* desejada.

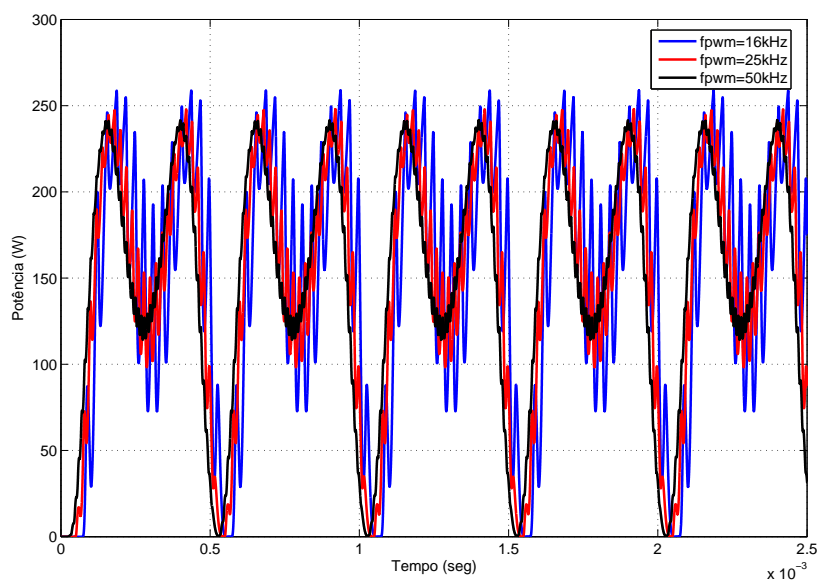
Pode-se observar também que o valor da amplitude da terceira harmônica injetada praticamente não varia em relação ao valor desejado (1/3 da fundamental), enquanto que a *THD* e o desvio padrão a medida que se diminui a frequência de chaveamento, passa-se a ter influência da mesma, dessa forma afastando as grandezas do valor desejado.

A Figura 4.18 mostra a variação da forma de onda de tensão e potência aplicadas à lâmpada em função da frequência de chaveamento. Observar-se na Figura 4.18 a influência da  $f_{PWM}$  na tensão e potência aplicada à lâmpada, para o mesmo tipo de *PWM*, ou seja, que ao diminuir o valor da  $f_{PWM}$  a *THD* tanto da forma de onda de tensão e da potência

afastam do valor desejado.



(a) Tensão aplicada à lâmpada variando-se a  $f_{PWM}$ , PWM-AS-3N.



(b) Potência aplicada à lâmpada variando-se a  $f_{PWM}$ , PWM-AS-3N.

Figura 4.18: Influência da  $f_{PWM}$  na tensão e potência aplicada à lâmpada.

## 4.5 Projeto do filtro *LC*

A injeção de harmônicas através da modulação *PWM* utilizando um inversor em ponte completa necessita de um filtro *LC* específico. O projeto do filtro *LC* é baseado no princípio que a fundamental e 3ª harmônica sejam:

- i*) injetadas sem atenuações;
- ii*) com o mínimo de defasagem possível.

Fazendo  $\omega_o$  igual a frequência da harmônica,  $\omega_{3h}$ , deve-se escolher adequadamente a frequência de corte do filtro [47]. Para isto utiliza-se as curvas mostradas nas Figuras 4.19(a) que apresenta o ganho e 4.19(b) que mostra a fase. Na qual, varia-se o fator de qualidade ( $Q$ ) do filtro *LC*.

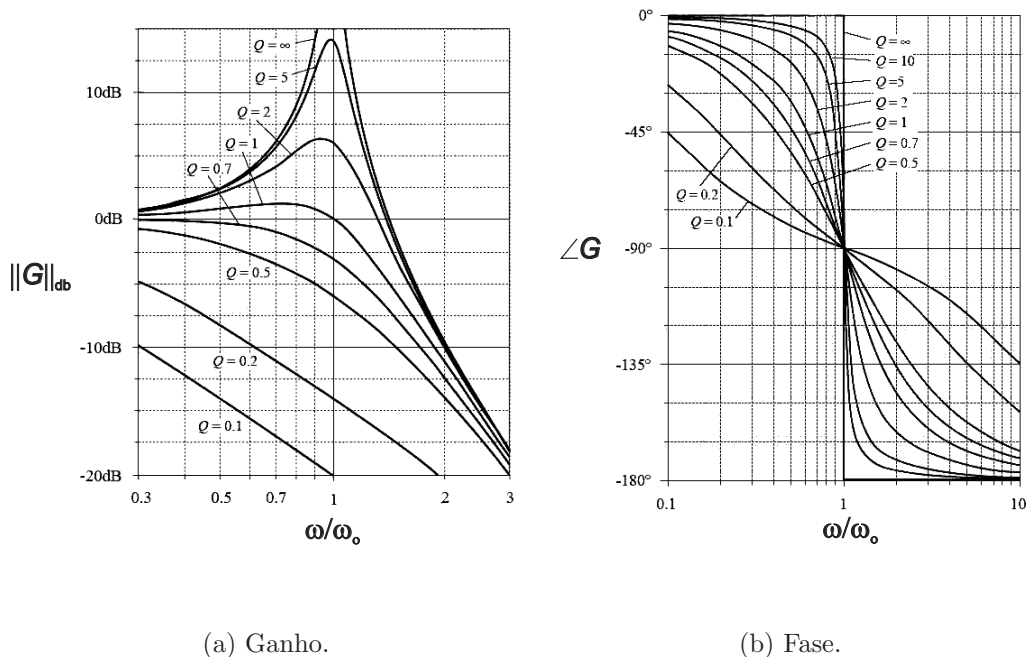


Figura 4.19: a) Ganho e b) fase do filtro *LC* em função da frequência para diferentes valores de  $Q$ .

A função de transferência, de segunda ordem, do filtro *LC* é dada por:

$$G(s) = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{s}{\omega_0 Q} + 1} \quad (4.4)$$

onde a resposta em frequência, amplitude e fase, do filtro são mostrada nas Figuras 4.19(a) e 4.19(b). A condição *i*) é garantida por:

$$\omega \ll \omega_0 \Rightarrow \|G\| \rightarrow 1 \quad (4.5)$$

onde  $\omega_0$  é a frequência de corte do filtro *LC*.

A frequência de corte é definida como uma função da frequência da terceira harmônica  $\omega_{3h}$  de acordo com a seguinte expressão:

$$\omega_0 = \omega_{3h} \alpha \quad (4.6)$$

onde  $\alpha$  é um fator de escala determinado para se atender as especificações do projeto do filtro. Note que, para frequências que atendam a Equação 4.6, garante-se que não há atenuação, ou seja, fica satisfeita a condição *i*).

As Figuras 4.19 e 4.21 mostram a influência do fator de qualidade,  $Q$ , no projeto do filtro *LC*. Por não apresentar amplificação do sinal (*overshoot*) de nenhuma frequência, e atender as condições *i*) e *ii*), foi escolhido  $Q = 0,7$ .

A Figura 4.20 apresenta a resposta em frequência do filtro para diferentes valores de  $\alpha$ , usando  $Q = 0,7$ . Pode se observar que para valores de  $\alpha < 4$  ocorre uma atenuação da 3ª harmônica e uma defasagem entre a fundamental. Por outro lado, para valores de  $\alpha > 8$ , o filtro *LC* não atenua as harmônicas acima da terceira. Por esta razão, o valor de  $\alpha = 6$  foi escolhido.

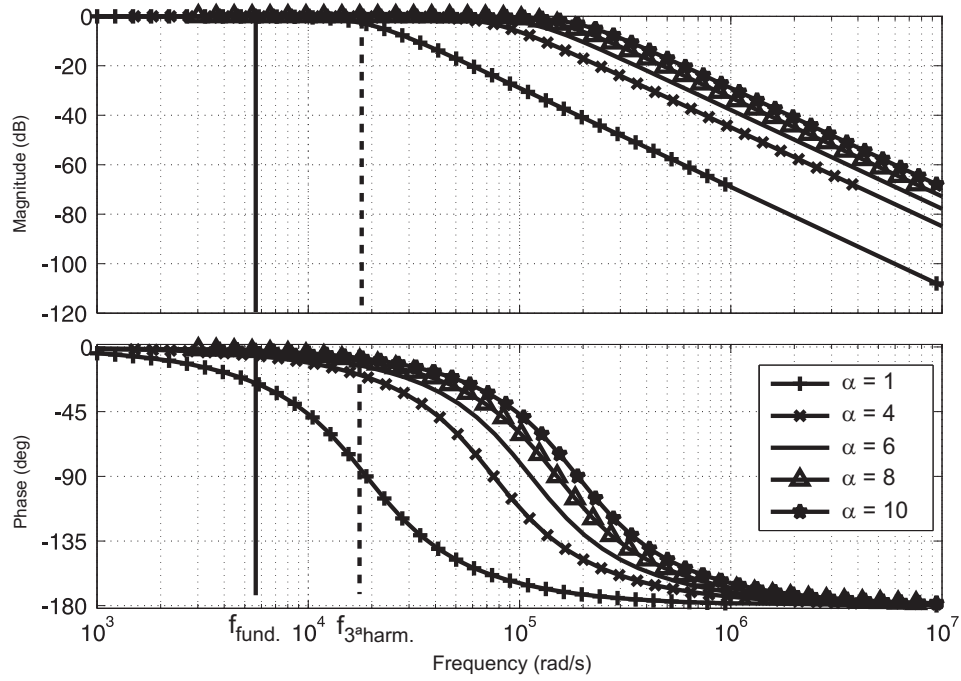


Figura 4.20: Ganho e fase do filtro em função da frequência para diferentes valores de  $\alpha$ .

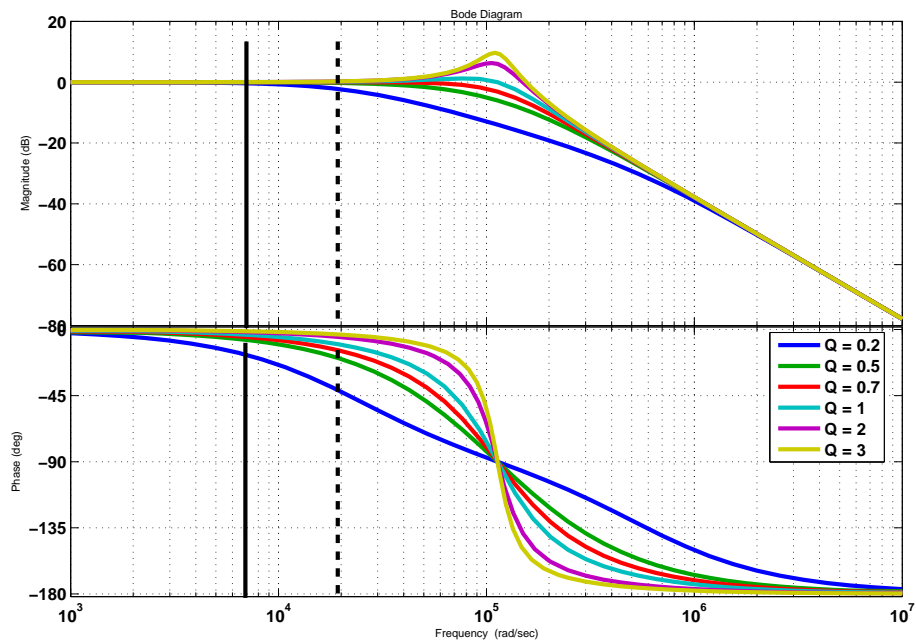


Figura 4.21: Ganho e fase do filtro em função da frequência para diferentes valores de  $Q$ , para  $\alpha = 6$ .



O fator de qualidade,  $Q$ , do circuito paralelo ressonante  $LC$  é dado por  $Q = \frac{R}{\omega_0 L}$ . Dessa forma, o valor da indutância do filtro é dada por:

$$L = \frac{R_{lamp}}{\omega_0 Q} \quad (4.7)$$

Através do valor da frequência natural do circuito paralelo ressonante  $LC$  dado por  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ . O valor da capacitância do filtro é obtida através de:

$$C = \frac{LQ^2}{R_{lamp}^2} \quad (4.8)$$

Finalmente, os valores obtidos, para se atender as especificações do filtro, foram  $L = 833\mu H$ ,  $C = 92nF$  para  $R_{lamp} = 66,6\Omega$ . O valor de  $R_{lamp}$  é obtido através da potência ( $150W$ ) e tensão ( $100V_{rms}$ ) nominais da lâmpada. A Figura 4.22 apresenta a resposta em frequência do filtro  $LC$  projetado para atender as especificações requeridas.

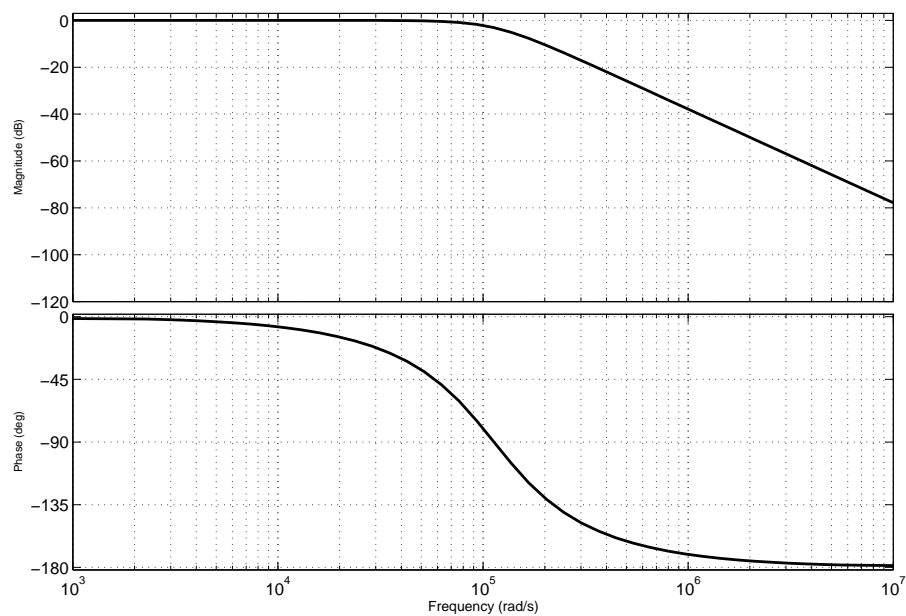


Figura 4.22: Resposta em frequência do filtro  $LC$  projetado.

Ao se analisar a Figura 4.22 constata-se que para a frequência da terceira harmônica ( $3kHz \rightarrow 18,85krad/s$ ) praticamente não há atenuação do sinal e nem um deslocamento considerável de fase em relação a frequência fundamental.

A Figura 4.23 apresenta a influência do aumento da frequência fundamental aplicada à lâmpada nos valores da indutância e capacitância do filtro *LC*. A conclusão direta é que pode-se diminuir o tamanho do componente com o aumento da frequência, proporcionando uma redução do volume e peso do filtro.

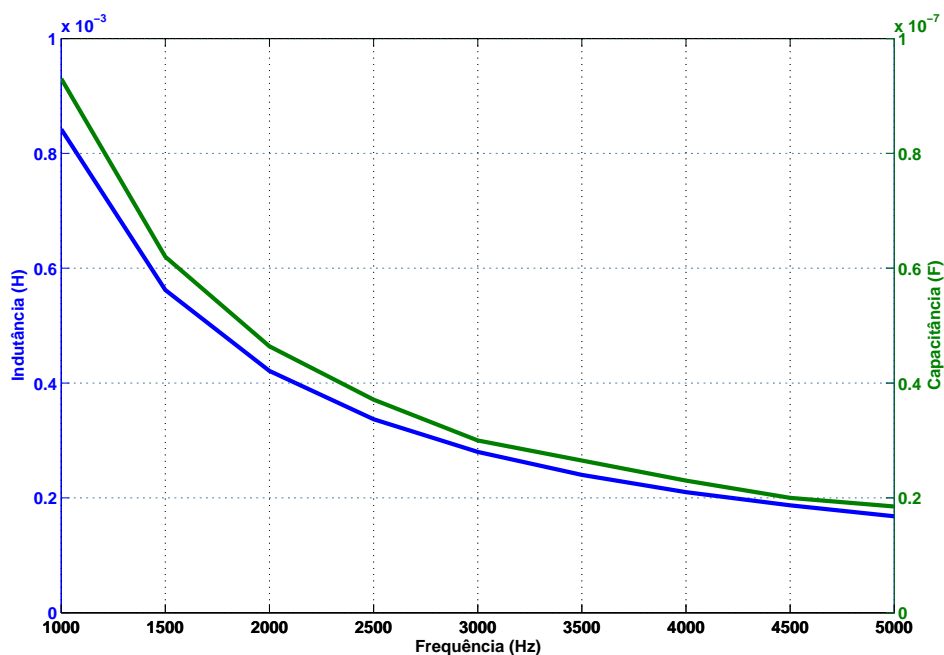


Figura 4.23: Variação da indutância e capacitância do filtro *LC* em função da  $f_{fund}$ .

## 4.6 Formas de onda analisadas

Com a utilização da técnica de injeção de harmônicas pode-se avaliar quais são os valores realmente significativos das amplitudes das harmônicas,  $A_h$  na equação 4.9, injetadas para se evitar a ressonância acústica. A equação 4.9 define o sinal de referência,  $s_{ref}$ , utilizado pelo modulador *PWM*.

$$s_{ref} = \sum_{a=1}^n A_h \text{sen}(2a\pi f_{fund}t) \quad (4.9)$$

onde:  $f_{fund}$  é a frequência fundamental da corrente injetada;

Uma outra forma de onda analisada, com o objetivo de se evitar a ressonância acústica, é apresentada na Figura 4.27. Esta forma de onda apresenta a fundamental, terceira e quinta harmônicas injetadas, com amplitudes diferentes da onda quadrada.

A nomenclatura utilizada nesta tese, para as formas de onda durante o texto terão a seguinte representação:  $f_h a_h$ . Onde a amplitude da respectiva harmônica é dada por  $A_h = 1/a_h$ , separada por ponto.

Tabela 4.2: Nomenclatura utilizada.

h	correspondência
1	fundamental
2	2ª harmônica
3	3ª harmônica
5	5ª harmônica

Por exemplo, a forma de onda  $f_{1357} a_{1.3.5.7}$  temos a somadas a fundamental as 3ª, 5ª e 7ª

harmônicas com as amplitude de  $1/3$ ,  $1/5$  e  $1/7$  da fundamental, respectivamente.

Para as simulações realizadas foi utilizado o *PWM* 3 níveis assimétrico (*AS – 3N*), com a frequência de *PWM* igual a  $25kHz$ . Nas simulações assumiu-se que pelo fato de apresentar componentes além da fundamental, como a 3ª e 5ª, o comportamento da lâmpada *HPS* nessa faixa de frequência fosse resistivo. Entretanto, o comportamento da lâmpada acionada por uma senóide de tensão com a fundamental de  $2kHz$  é apresentado na Figura 4.24 [1].

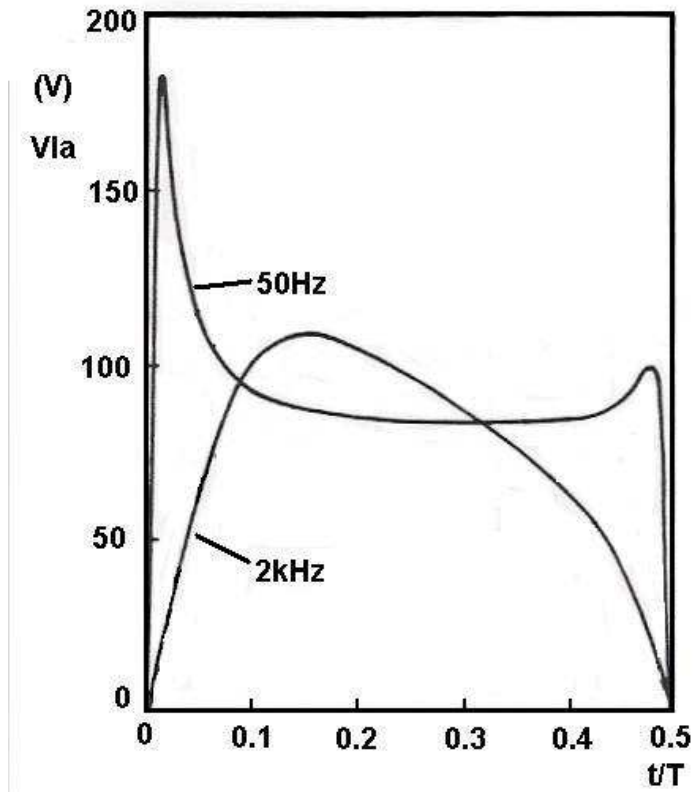


Figura 4.24: Forma de onda de tensão na lâmpada *HPS*, para  $f = 50Hz$  e  $f = 2kHz$ .

### 4.6.1 Forma de onda $f_{13}a_{1.3}$

A primeira forma de onda de tensão a ser estudada é a padrão, a qual apresenta as amplitudes da composição da onda quadrada. Dessa maneira a 3ª harmônica apresentará a amplitude de 1/3 da fundamental, e no caso de se acrescentar mais harmônicas utiliza-se a equação 4.10:

$$s_{ref} = \sum_{a=1}^n \frac{1}{a} \text{sen}(2a\pi f_{fund}t) \quad (4.10)$$

onde  $f_{fund}$  é a frequência fundamental da onda.

A Figura 4.25 apresenta as formas de onda de corrente, tensão e potência aplicada à lâmpada *HPS*, para a forma de onda  $f_{13}a_{1.3}$ , obtidos através de simulações digitais.

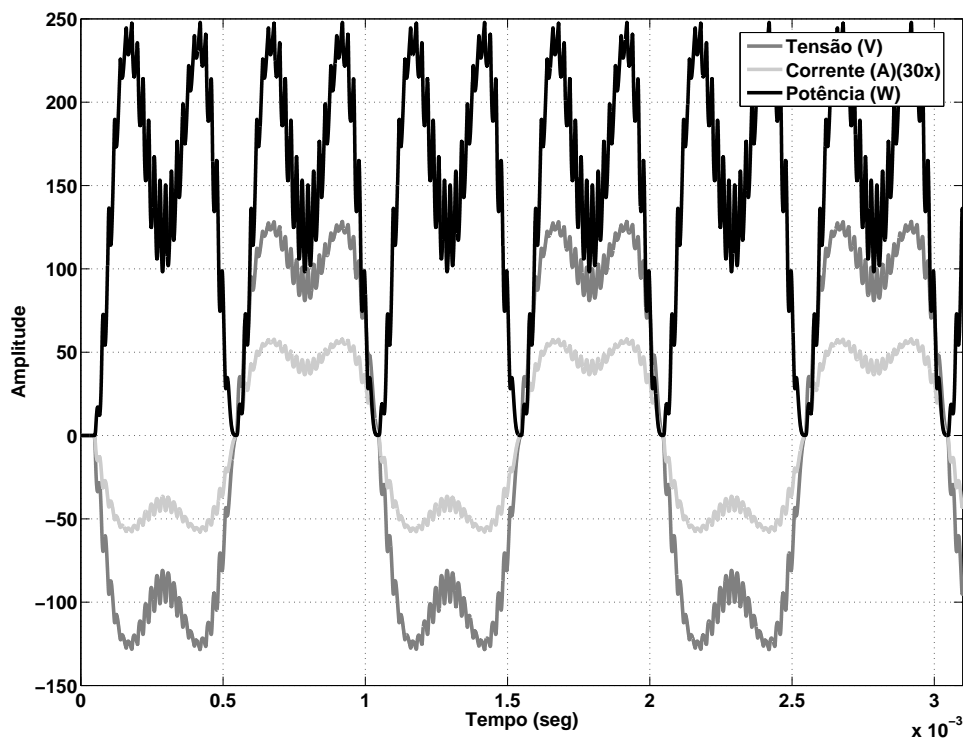


Figura 4.25: Formas de onda de corrente, tensão e potência aplicada à lâmpada,  $f_{13}a_{1.3}$ .

Através do gráfico do espectro da tensão mostrado na Figura 4.26 pode-se verificar que os valores obtidos para a amplitude da terceira harmônica ( $3kHz$ ) é praticamente o valor desejado ( $33,3\%$ ) da fundamental. Observa-se o espalhamento espectral promovido pelo *PWM* – *AS3N*, ou seja, com frequência de *PWM* =  $25kHz$ , a frequência harmônica está em  $50kHz$ .

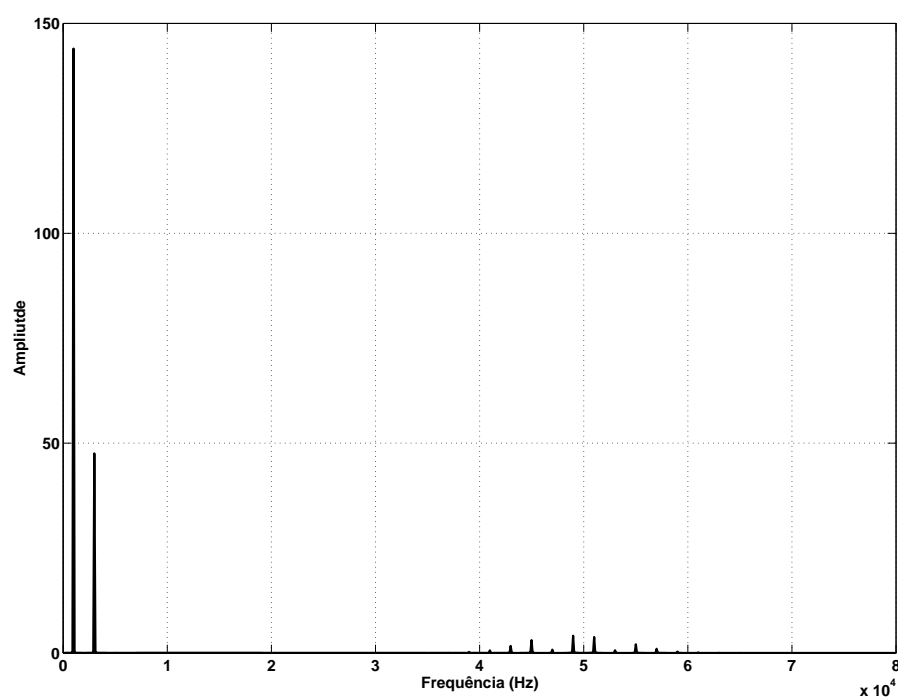


Figura 4.26: Espectro da tensão aplicada à lâmpada,  $f_{13a1.3}$ .

### 4.6.2 Forma de onda $f_{135}a_{1.5.25}$

Essa forma de onda vem avaliar a influência da diminuição das amplitudes da 3ª e 5ª harmônicas na eliminação da ressonância acústica. A diminuição das amplitudes torna a forma de onda de corrente mais plana no topo. As amplitudes das 3ª e 5ª harmônicas são  $1/5$  e  $1/25$  da fundamental, respectivamente.

A Figura 4.27 apresenta as formas de onda de corrente, tensão e potência aplicada à lâmpada *HPS*, para a forma de onda  $f_{135}a_{1.5.25}$ , obtidos através de simulações digitais.

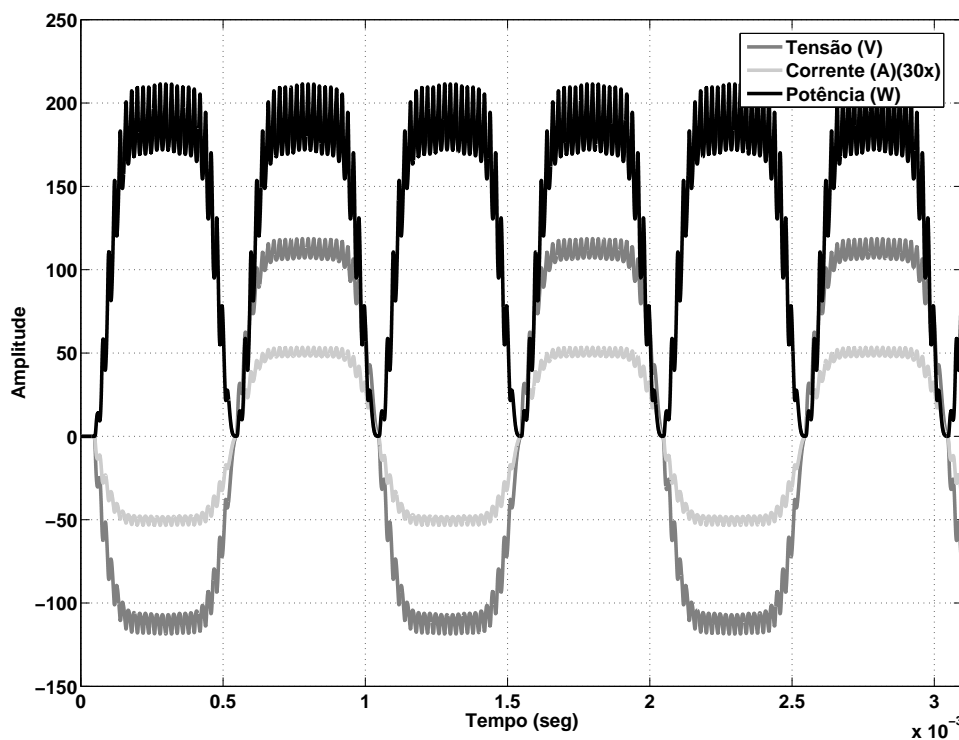


Figura 4.27: Formas de onda de corrente, tensão e potência aplicada à lâmpada,  $f_{135}a_{1.5.25}$ .

Através do gráfico do espectro da tensão mostrado na Figura 4.28 pode-se verificar que os valores obtidos para a amplitude da terceira harmônica ( $3kHz$ ) e quinta harmônica ( $5kHz$ ) são praticamente os valores desejados 20% e 4% da fundamental, respectivamente. Observa-se o espalhamento espectral promovido pelo *PWM – AS3N*, ou seja, harmônicas em torno de 2 vezes a frequência de *PWM* ( $f_{PWM} = 25kHz$ ).

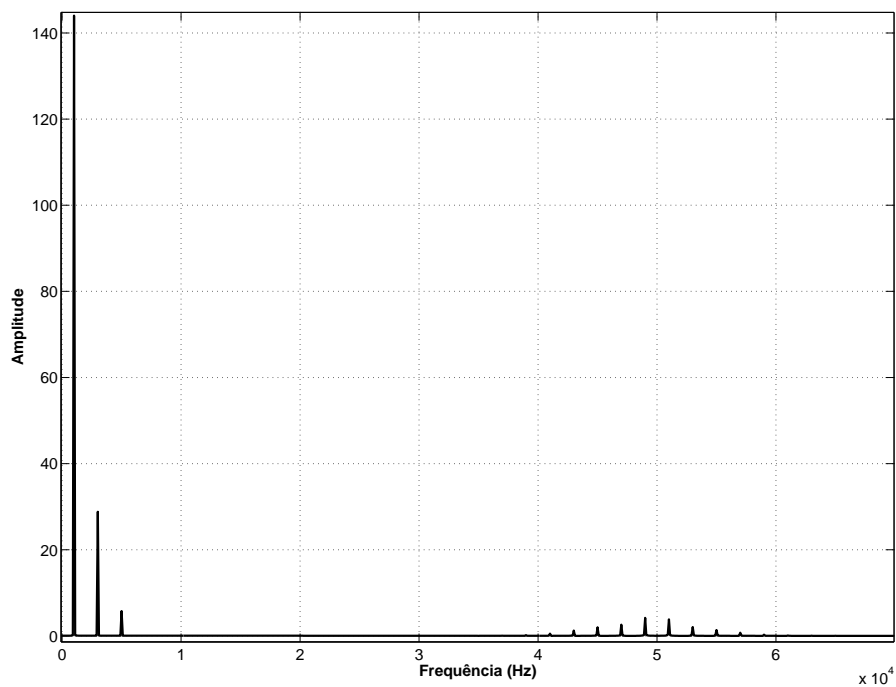


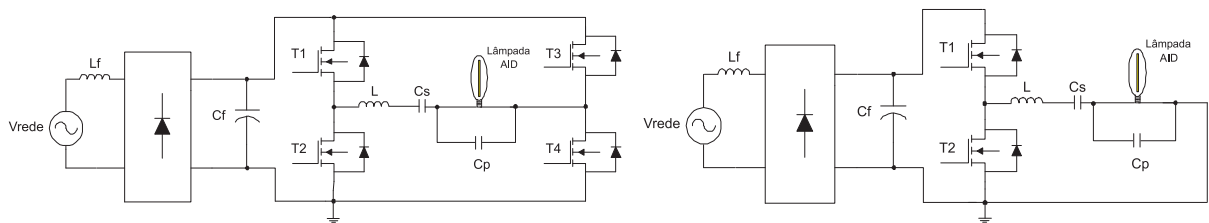
Figura 4.28: Espectro da tensão aplicada à lâmpada,  $f_{135}a_{1.5.25}$ .



## 4.7 Sinais modulados de tensão

Devido à necessidade de tornar o preço do reator mais atraente são propostas na literatura reatores eletrônicos apresentando um circuito para a correção do fator de potência sem a utilização de um estágio adicional. Esta proposta está baseada nos conversores *CA-CA* [7, 8, 9]. Além disso, estes circuitos têm como ponto comum evitar a ressonância acústica na lâmpada. A estratégia para estes reatores consiste na modulação da corrente aplicada à lâmpada, ou seja, a lâmpada tem a corrente de alta frequência modulada por uma onda de baixa frequência. Dessa forma, trabalhando com alta e baixa frequência simultaneamente, evita-se o aparecimento do fenômeno da ressonância acústica [7, 8, 9].

O reator eletrônico proposto apresenta alto fator de potência e baixo custo. Para minimizar a interferência eletromagnética gerada pelo reator eletrônico, a estrutura proposta de um único estágio para lâmpadas *HPS*, incorpora junto ao retificador de entrada um filtro *LC*. Esta topologia pode ser implementada em meia ponte e ponte completa. A Figura 4.29 apresenta o diagrama do circuito utilizado para implementar a modulação em  $120\text{Hz}$ .



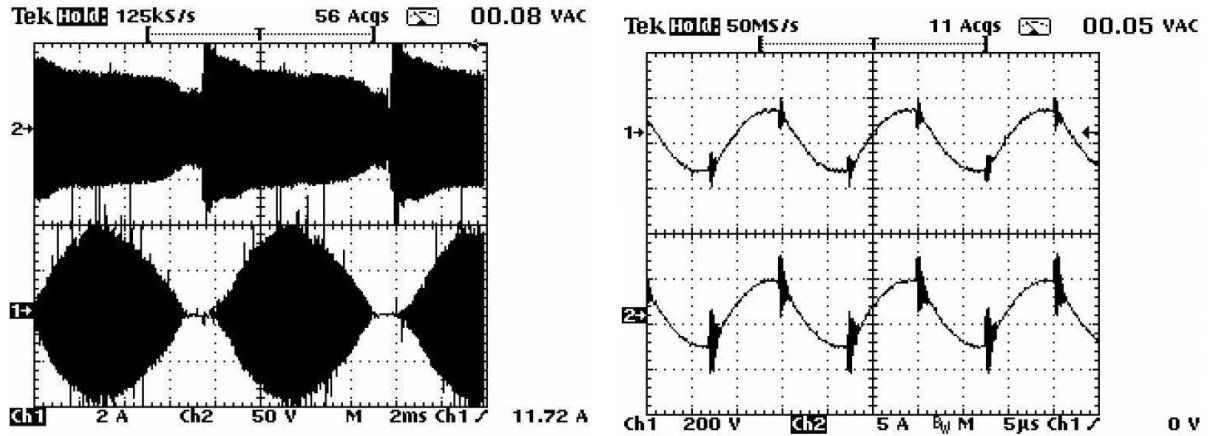
(a) Diagrama do circuito utilizado em [8].

(b) Diagrama do circuito utilizado em [7].

Figura 4.29: Diagramas do circuitos utilizado para aplicação dos sinais modulados.

A formas de onda de corrente e tensão e seu detalhe obtidas em [7] e [8] são apresentadas

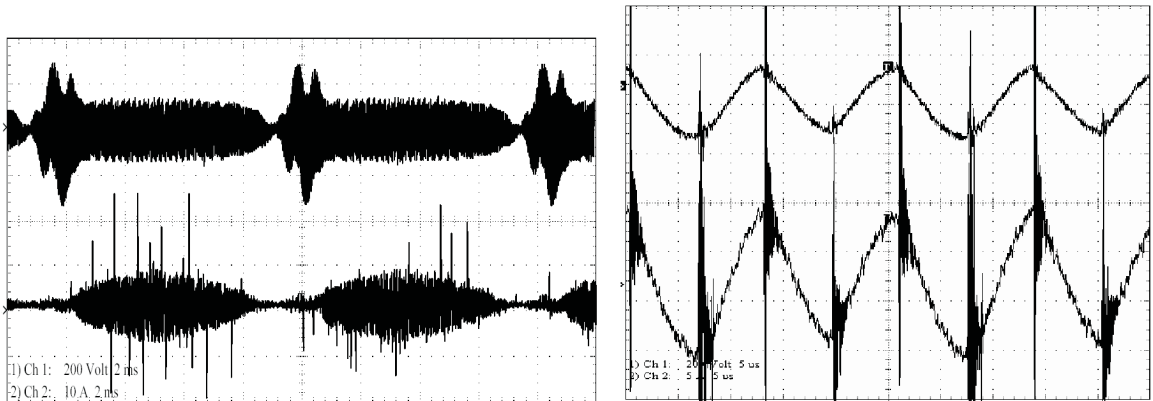
nas Figuras 4.30 e 4.31, respectivamente.



(a) Tensão e corrente aplicados à lâmpada.

(b) Detalhe da tensão e corrente.

Figura 4.30: Formas de onda de corrente e tensão utilizado topologia apresentada em [7].



(a) Tensão e corrente aplicados à lâmpada.

(b) Detalhe da tensão e corrente.

Figura 4.31: Formas de onda de corrente e tensão utilizando a topologia apresentada em [8].

Observa-se que o fator de potência é comprometido a medida que a capacitância  $C_f$  aumenta. Além disso, o fator de crista na lâmpada é maior que 1,7.

Outra topologia de conversor que pode operar com a tensão modulada aplicada à lâmpada

*HPS* é o conversor *CA – CA* mostrado na Figura 4.32 [9]. O reator eletrônico que utiliza esta topologia apresenta um alto fator de potência e supre a corrente *CA* em alta frequência à lâmpada *HPS*. Como na estrutura apresentada em [8], esta possui menor número de componentes e compactação quanto comparado os reatores eletrônicos convencionais. A Figura 4.33 apresenta as forma de onda de tensão e corrente aplicada à lâmpada utilizando o conversor *CA-CA* [9].

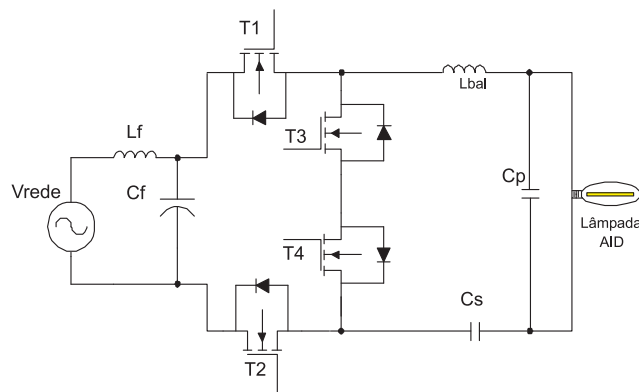
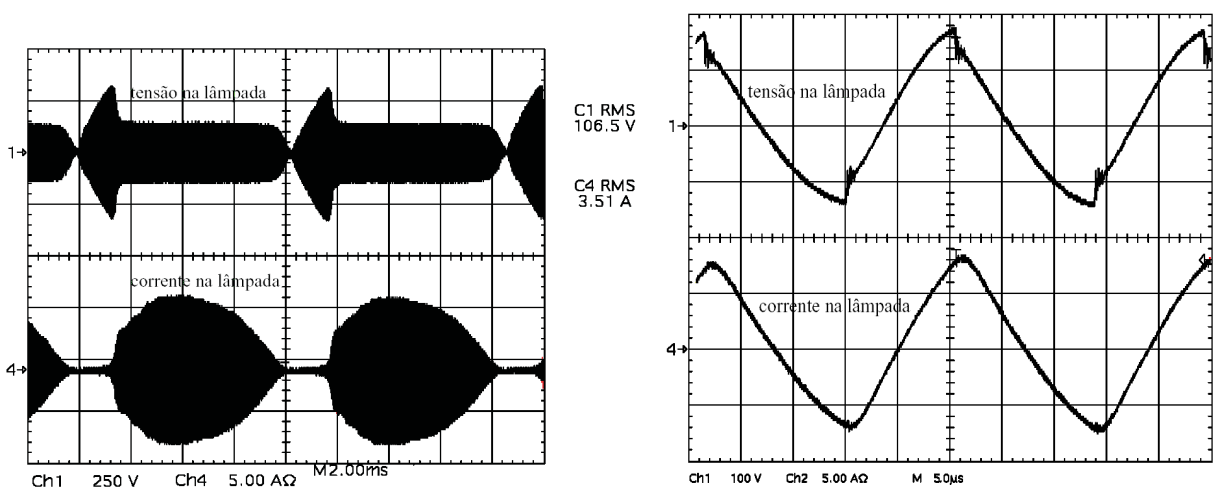


Figura 4.32: Diagrama do circuito utilizado para aplicação dos sinais modulados [9].



(a) Tensão e corrente aplicados à lâmpada.

(b) Detalhe da tensão e corrente.

Figura 4.33: Formas de onda de corrente e tensão utilizando topologia apresentada em [9].

Pode-se observar que, em ambos casos, o fator de crista da corrente aplicada à lâmpada é superior a 1,9. Para lâmpadas fluorescentes padrão o máximo valor permitido para o fator de crista de 1,8, mesmo valor utilizado para as lâmpadas *HPS* [79]. Note que a utilização de altos valores de fator de crista podem resultar na redução dos lumens fornecidos e da vida útil [79]. Entretanto, recentes pesquisas mostram que um fator de crista maior que 1,7 não é um problema para a lâmpada *HPS* operando em alta frequência [80]. As normas vigentes que se referem ao fator de crista são: **American National Standard ANSI C78.42, Part IV "relevant lamp data sheets"**, na qual o máximo para o fator de crista é 1,8 e a **European Standard counterpart EN60662**, esta sendo mais rigorosa e tendo como valor máximo 1,7.

Devido ao problema do fator de crista e altas frequências de chaveamento é proposta uma técnica a qual utiliza sinais modulados de tensão de forma evitar o aparecimento da ressonância acústica. Baseada na técnica de injeção de harmônicas na forma de onda de corrente aplicada à lâmpada, foi modificada a referência para a geração da modulação *PWM*. A nova referência é um sinal modulado, ou seja, uma senoide com uma frequência (fundamental) multiplicada por outra (modulante). A Equação 4.11 define esta modulação.

$$s_{ref} = \text{sen}(2\pi f_{fund}t) * \text{sen}(2\pi f_{mod}t). \quad (4.11)$$

Esta equação deve atender as condições:

$$\left\{ \begin{array}{l} s_{ref} > v_{sat}, \quad s_{ref} = 0,5; \\ s_{ref} < -v_{sat}, \quad s_{ref} = -0,5, \end{array} \right. \quad (4.12)$$

onde  $v_{sat}$  é determinado de forma que sejam atendidas as normas referentes ao fator de crista.

O filtro *LC* utilizado na saída do inversor deve eliminar as frequência de chaveamento e

proporcionar a ignição da lâmpada. Para que o inversor opere com a frequência de chaveamento,  $f_{PWM}$ , de  $32kHz$ , a frequência da fundamental,  $f_{fund}$ , será de  $12kHz$ , da modulante,  $f_{mod}$ , de  $300Hz$  e tensão de ignição máxima de  $3,2kV$ , pode-se utilizar o mesmo filtro projetado para a injeção de harmônicas. A Figura 4.34 mostram as formas de onda de corrente e tensão aplicadas a uma resistência,  $R_{lamp}$ , de  $66,6\Omega$ , que emula uma lâmpada *HPS* de  $150W$ .

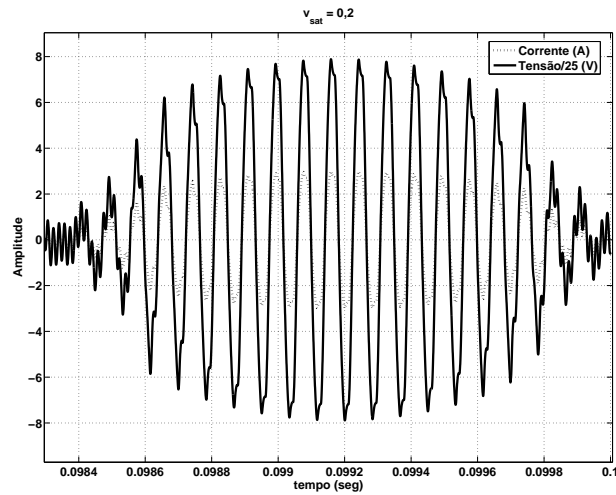


Figura 4.34: Formas de onda de corrente e tensão, carga resistiva,  $f_{mod} = 300Hz$ .

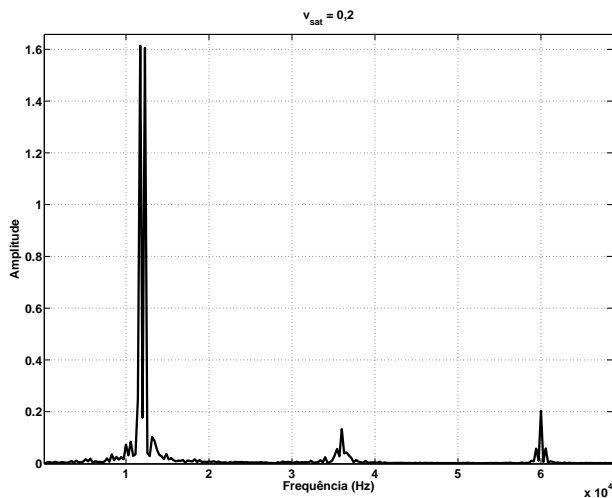


Figura 4.35: Espectro da forma de onda de corrente  $f_{mod} = 300Hz$ .

A Figura 4.35 apresenta o espectro harmônico da corrente aplicada à carga resistiva, para as frequências citadas acima.

As Figuras 4.36 e 4.37 mostram a potência e o seu espectro harmônico aplicadas à carga resistiva.

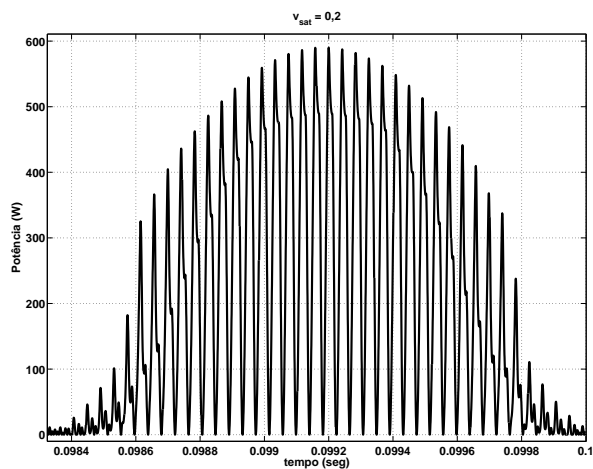


Figura 4.36: Formas de onda de potência aplicada à lâmpada,  $f_{mod} = 300Hz$ .

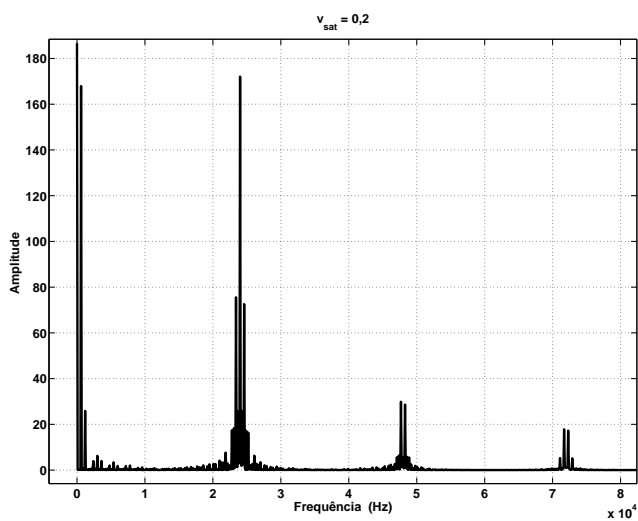


Figura 4.37: Espectro da forma de onda de potência aplicada à lâmpada,  $f_{mod} = 300Hz$  e  $f_{fund} = 12kHz$ .

A Figura 4.38 mostra a tensão de saída do inversor e a tensão aplicada à carga resistiva.

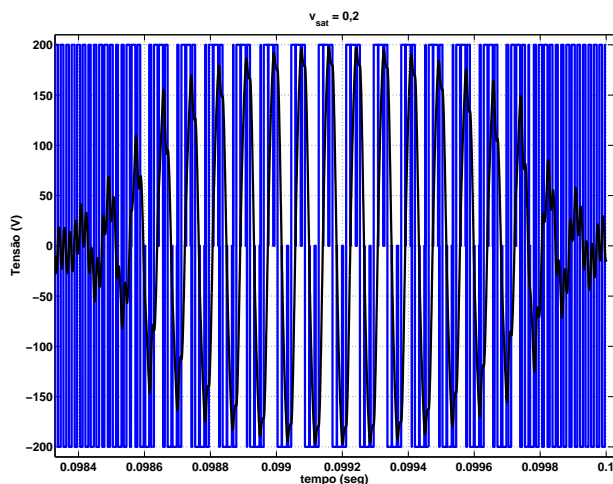


Figura 4.38: Formas de onda de tensão na saída do inversor.

Devido ao elevado valor do fator de crista aplicado à lâmpada nas propostas anteriores é feita uma saturação da tensão de referência para que este valor não ultrapasse 1,7. A Figura 4.39 apresenta um comparativo das formas de onda da tensão de saída do inversor, com o controle do fator de crista (*CFC*) e sem (*SCF*).

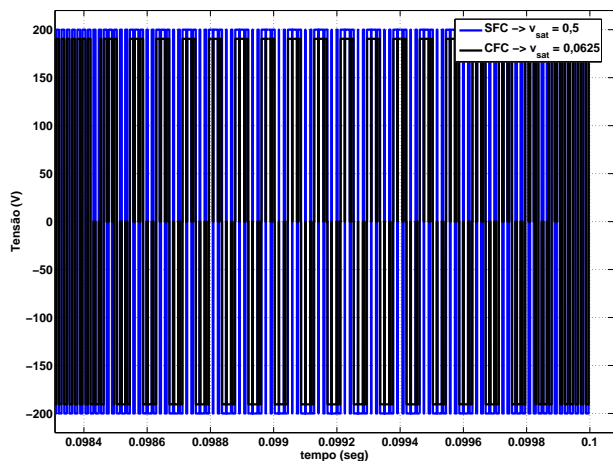


Figura 4.39: Formas de onda de tensão na saída do inversor, com e sem controle do fator de crista .

## 4.8 Estudo dos parâmetros $v_{sat}$ e $f_{PWM}$

Para o estudo dos sinais modulados de tensão, que alimentam as lâmpadas *HPS* são feitas análises sobre os fatores que influenciam o fator de crista, de forma a atender as especificações do projeto. Estes fatores são a frequência de chaveamento ( $f_{PWM}$ ), a frequência fundamental ( $f_{fund}$ ), a frequência modulante e a tensão de saturação ( $v_{sat}$ ).

A Figura 4.40 apresenta a variação do fator de crista ( $FC$ ) em função da tensão de saturação ( $v_{sat}$ ) para várias frequências de chaveamento ( $f_{PWM}$ ).

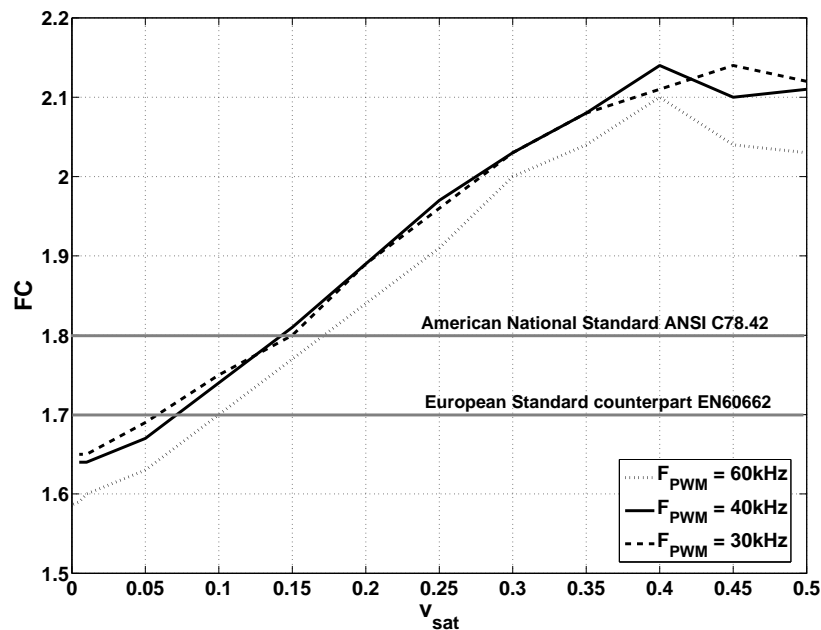


Figura 4.40: Variação do FC em função da  $v_{sat}$ , para diferentes  $f_{PWM}$ .

Pode-se observar que quanto maior a frequência de chaveamento, para a mesma  $v_{sat}$ , obtêm-se um menor fator de crista.

A variação do valor eficaz (*rms*) da tensão aplicada à lâmpada, com relação ao barramento



$CC$ , e o fator de crista em função de tensão de saturação pode ser visto na Figura 4.41. A frequência de chaveamento é igual a  $60kHz$ .

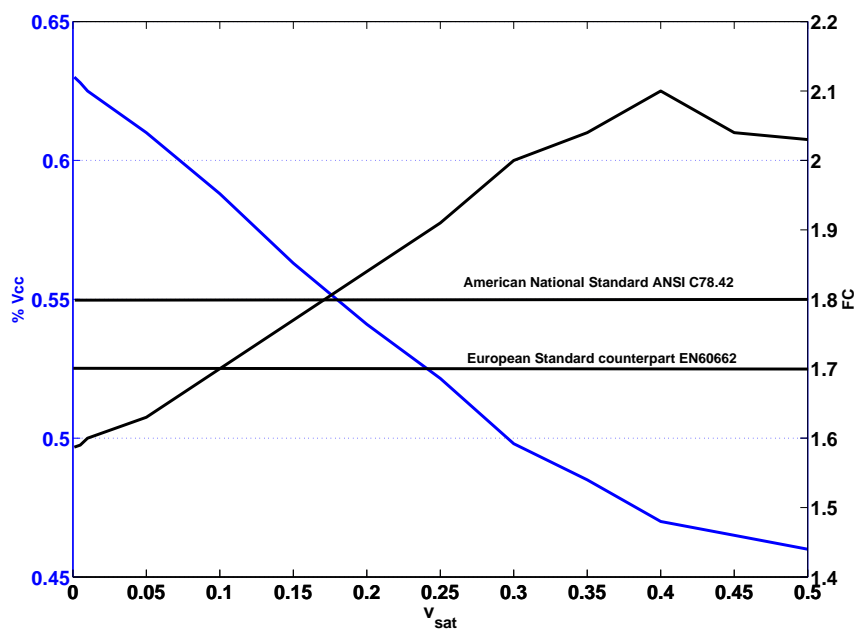


Figura 4.41: Variação do  $FC$  e  $V_{cc}$  em função da  $v_{sat}$ .

## 4.9 Conclusões do capítulo

Através dos estudos realizados sobre as lâmpadas de vapor de sódio e dos reatores utilizados no seu acionamento percebe-se a necessidade de um estudo aprofundado no que se refere às formas de onda de tensão que evitem o aparecimento da ressonância acústica. As formas de ondas apresentadas na literatura, que são objeto do presente trabalho são as que apresentam a injeção de harmônicas à fundamental de tensão [6] e as com modulação [7, 8, 9].

Nesse capítulo foi proposta uma técnica de síntese de formas de onda de tensão. O tipo de modulação *PWM* 3 níveis assimétrico foi escolhido visando a síntese da forma de onda com uma frequência de chaveamento menor que a *PWM* 2 níveis simétrico. As simulações mostram a relação da frequência de chaveamento ( $f_{PWM}$ ) com os valores da amplitude da 3ª harmônica sintetizada, bem como a *THD* e o desvio padrão da potência.

É proposto um filtro *LC* que permite a injeção das harmônicas à fundamental de forma a não atenuar a componente de 3ª harmônica e nem provocar um defasamento da mesma em relação à fundamental. A injeção de harmônicas (principalmente a 3ª) com amplitudes que compõem a onda quadrada ( $1/n$ , onde  $n$  é a ordem da harmônica) através de simulações digitais proporcionaram a escolha da faixa de frequências utilizadas para sua sintetização e validação do filtro *LC*. São propostas outras formas de ondas de tensão que são formadas pela injeção de harmônicas, porém com amplitudes diferentes das que compõem a onda quadrada.

Outra técnica proposta é a utilização da modulação da tensão aplicada à lâmpada. Para essa técnica, que tem como princípio que a modulação em baixa frequência para impedir o aparecimento da ressonância acústica, devem-se analisar dois parâmetros para se atender

as normas referentes ao fator de crista. Esses parâmetros são a relação entre a frequência modulante e a frequência fundamental e a tensão de saturação,  $v_{sat}$ .

Nas simulações digitais caracterizou-se a lâmpada como uma resistência mesmo que trabalhando numa faixa de frequência na qual ela apresenta uma característica não linear [1]. Os resultados experimentais apresentados no Capítulo 7 mostram que pode-se utilizar esse modelo quando se injeta harmônicas à fundamental de tensão aplicada à lâmpada. Mas a lâmpada operando com sinais modulados essa afirmativa não é verdadeira. Dessa forma, utilizar um modelo mais apropriado para as simulações digitais.

# Capítulo 5

## Estudo sobre ignitores para lâmpadas

*AID*

### 5.1 Introdução

A ignição da lâmpada de descarga se dá pela conversão do gás existente no bulbo de uma lâmpada do estado de não-condução para o estado de condução [1]. A primeira fase no processo de ignição da lâmpada só pode ser alcançada se o circuito elétrico proporcionar uma tensão com amplitude e tempo suficientes para provocar a ionização do gás produzindo o arco elétrico entre os dois eletrodos. Antes da ignição, o comportamento da lâmpada é caracterizado por um circuito aberto.

Uma tensão de ignição elevada é necessária para iniciar a descarga no tubo. Após esta etapa, as colisões eletrônicas aumentam, elevando gradativamente a temperatura do arco, vaporizando o metal e conseqüentemente aumentando a pressão. Ao final desta fase, que tem a duração de alguns minutos, a temperatura e a pressão do arco, bem como o brilho da

lâmpada, atingem o estado de equilíbrio.

A temperatura e a pressão do gás no interior do tubo de descarga definem a tensão de ignição necessária para início de uma descarga. Se o arco, por algum motivo, for extinto após a lâmpada estar em equilíbrio, para um reacendimento imediato, seria necessária uma tensão muito mais elevada, já que nem a pressão, nem a temperatura retornariam às condições iniciais imediatamente. A lâmpada deve esfriar para um novo acendimento, este tempo é conhecido por tempo de resfriamento e pode levar, normalmente, alguns minutos. A impossibilidade de re-ignição imediata a quente, para valores nominais da tensão de ignição, é considerada um inconveniente das lâmpadas de descarga a alta pressão.

A tensão de ignição para lâmpadas AID (*alta intensidade de descarga*) é obtida, em geral, de duas formas: por um circuito ignitor externo que gera pulsos de alta tensão através de um transformador ou por um circuito ressonante operando em alta frequência como mostra a Figura 5.1.

O método de ignição dependerá das características do reator que está sendo utilizado. Para o acionamento das lâmpadas por inversores em altas frequências, o circuito ressonante é a solução normalmente empregada [3, 19]. Para acionamento das lâmpadas em baixas frequências, por reatores convencionais ou eletrônicos, um circuito ignitor externo que provê pulsos de alta tensão é mais interessante, pois caso a opção fosse pelo circuito ressonante seria necessário operar nos dois modos de frequência, ou seja, alta frequência para a ignição e baixa frequência para o funcionamento normal do reator eletrônico [4].

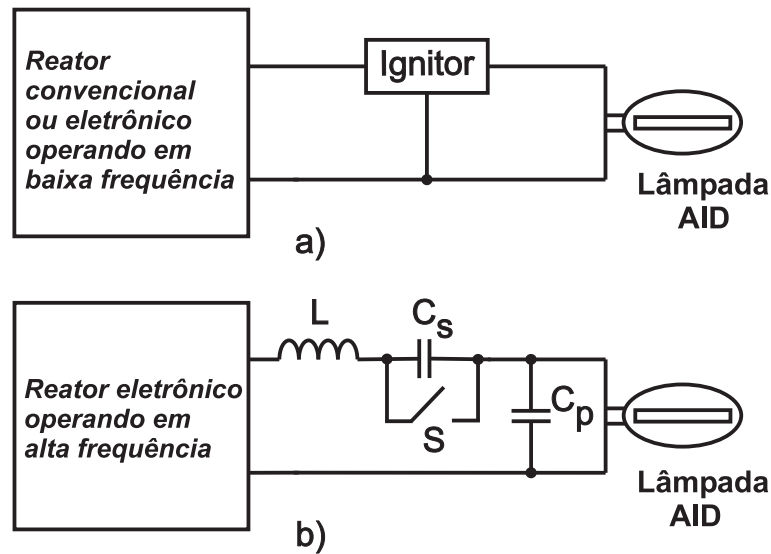


Figura 5.1: Circuitos de ignição: a) ignitor externo, b) circuito ressonante.

## 5.2 Estudo realizado sobre os ignitores

Quando um ignitor opera em alta frequência a sua impedância não pode ser desprezada durante a operação em regime permanente da lâmpada. O projeto do circuito ignitor não pode ser feito em separado do projeto do reator eletrônico. O pulso de ignição, bem como o tipo de ressonância utilizado durante o processo, se comportam como um elemento indutivo durante a operação da lâmpada, podendo acarretar problemas em alta frequência. Pode se verificar na literatura que, estender a ignição de ressonância até a ignição de ressonância do transformador leva a problemas ainda mais severos com respeito à operação em alta frequência [81]. Apenas ignitores *CC* se beneficiam do aumento da frequência de operação.

A Figura 5.2 mostra um grupo de ignitores que serão analisados neste estudo. O circuito ignitor mostrado na Figura 5.2(a) trata-se do Ignitor com *spark gap*. Seu funcionamento consiste em: quando o circuito está ligado, a lâmpada está desligada e sua impedância é

muito alta. Desta forma, toda a tensão gerada pelo inversor é aplicada no *spark gap*. Esta tensão retificada por  $D_1$  é alterada por  $C_2$  e  $R_2$ . Então a tensão sobre  $C_2$ , mostrada na Figura 5.2(b) alcança o tensão de ruptura do *spark gap*, e a energia armazenada em  $C_2$  é aplicada ao transformador, gerando uma alta tensão através de  $L_1$ . Quando ocorre a ignição da lâmpada, a tensão nela é muito menor que antes, impedindo que a tensão em  $C_2$  alcance a tensão de ruptura do *spark gap* outra vez. Se a lâmpada não passar pela ignição por alguma razão, o capacitor  $C_2$  é recarregado e o processo é repetido até que o conversor tenha sido desligado ou quando a lâmpada passar pela ignição com sucesso [19].

O segundo tipo é o ignitor com SIDAC. Este circuito está mostrado na Figura 5.2(c) e seu funcionamento é semelhante ao anterior. Assim, quando a tensão sobre  $C_3$  alcança a tensão de ruptura do SIDAC's,  $C_3$  descarrega no enrolamento auxiliar de  $L_1$ . O aumento de tensão através da relação de  $L_1$  fornece o pulso inicial para a lâmpada. Mais uma vez, depois que a lâmpada sofrer a ignição, existe uma carga insuficiente no capacitor  $C_3$  para alavancar tensão de ruptura do SIDAC e assim não há mais pulsos de ignição aplicados à lâmpada [19].

Uma comparação entre estes dois circuitos que usam a mesma técnica pode ser feita como se segue [19]:

1. o ignitor utilizando o *spark gap* é facilmente operado devido a circulação da corrente sobre o circuito de ignição usando um circuito auxiliar simples;
2. O circuito usando SIDAC precisa de mais componentes no circuito auxiliar, mas o SIDAC é de menor custo que o *spark gap*;
3. A necessidade de usar um enrolamento separado não parece ser uma vantagem no segundo circuito.

O circuito ignitor que utiliza um capacitor auxiliar é mostrado na Figura 5.2(e). Este capacitor de pequeno valor é conectado ao *tap* do indutor principal para dar ignição à lâmpada. Quando a lâmpada está desligada, o indutor age como um auto transformador e produz a tensão de ignição necessária. A Figura 5.2(f) apresenta a forma de onda de tensão para este tipo de ignitor [19].

Esta técnica, quando comparada com a primeira, mostra que o circuito é o mais simples a ser utilizado, mas é necessário estar ciente de que indutâncias e capacitâncias parasitas podem absorver os pulsos de tensão. Dependendo da frequência de chaveamento adotada pode ser necessário usar um núcleo toroidal, geralmente de maior custo que os do tipo *E* usados no primeiro caso.

O filtro *LCC* pode ser usado como um ignitor e está mostrado na Figura 5.2(g), ele poder fornecer uma alta tensão de saída, como mostrado na seção 3.3.1. Este circuito pode ser também utilizado para a ignição de lâmpada fluorescentes. Desta forma, ele pode realizar duas funções: filtrar a corrente da lâmpada e fornecer uma alta tensão necessária para dar ignição na lâmpada. A forma de onda da tensão de ignição da lâmpada é mostrada na Figura 5.2(h). Como pode ser notado, o nível de tensão necessário para fornecer ignição foi menor que nos outros três casos. Provavelmente isto ocorre devido a frequência dos pulsos de tensão ser mais elevada bem como pela característica de saída do filtro.

As principais desvantagens deste circuito, citadas em [19], são: o valor da capacitância usada em paralelo com a lâmpada e sua tensão criada, pois é necessário uma quantidade razoável de capacitores associados e como a alta tensão é obtida através do fenômeno da ressonância, existe um grande valor de corrente circulando através das chaves principais durante a ignição. Porém, nem sempre a afirmação sobre a quantidade de capacitores em paralelo

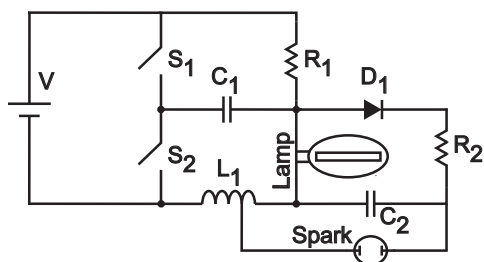


é verdadeira.

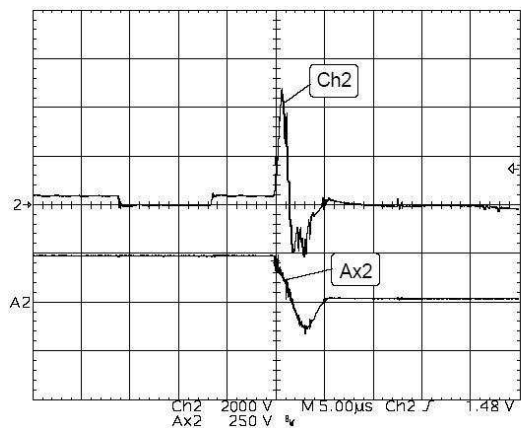
O circuito ignitor, mostrado na Figura 5.2(i), é composto por  $R_{ig}$ ,  $C_{ig}$ ,  $D_{ig}$ ,  $T_{yig}$ ,  $T_{ig}$  e pelo circuito de comando de *gate* do tiristor. O tiristor  $T_{yig}$  recebe um pulso de comando, então, ocorre a descarga de  $C_{ig}$  de forma ressonante pelo caminho  $C_{ig}$ - $D_{ig}$ - $T_{yig}$ - $T_{ig}$ . Quando a corrente deste circuito se anula, o diodo ultra-rápido  $D_{ig}$  é bloqueado, impedindo a circulação de corrente. Com isso,  $C_{ig}$  volta a se carregar por  $R_{ig}$ . Utilizando uma relação de transformação adequada em  $T_{ig}$ , pode-se impor, durante o tempo de condução de  $T_{yig}$ , um pulso de alta tensão sobre a lâmpada. A tensão de ignição do circuito ignitor são mostradas na Figura 5.2(j).

O funcionamento do ignitor mostrado na Figura 5.2(k), está baseado na mudança da frequência de ressonância do filtro *LCC*, por meio do acionamento das chaves  $S_1$  e  $S_2$  [82]. Dessa forma, mantém-se constante a frequência de operação do inversor. A forma de onda de tensão obtida através desse ignitor não foi apresentada no estudo.

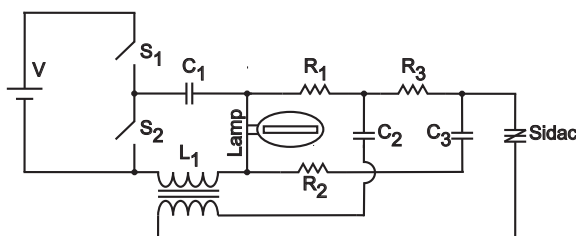
A idéia por trás da ignição com transformador ressonante é de combinar as vantagens da ignição ressonante e da ignição de pulso [55]. Uma alta tensão é facilmente obtida por uma ignição ressonante a qual é amplificada por um transformador [81]. Um transformador piezoelétrico associado a uma fonte *CC* de alta tensão foi proposta para a diminuição do tamanho do circuito ignitor [83].



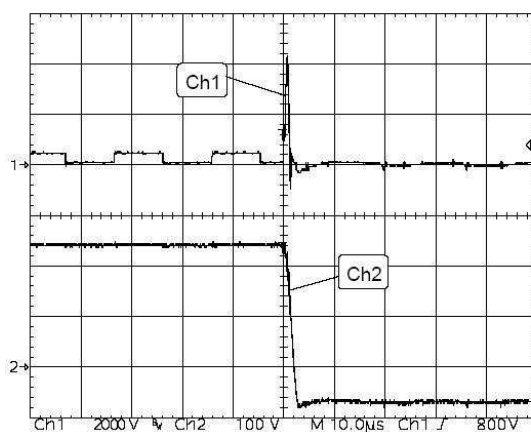
(a) Ignitor com *spark gap*.



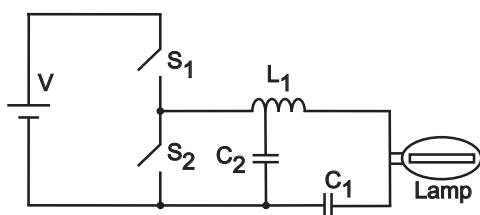
(b) Tensão (CH2) de ignição do ign.-s.gap.



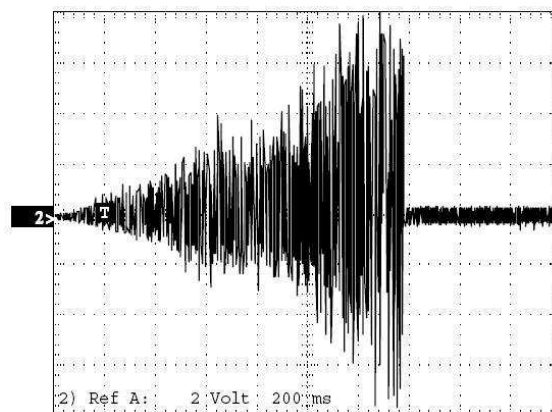
(c) Ignitor com SIDAC.



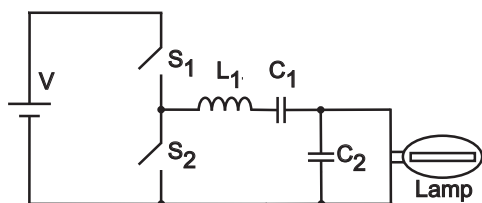
(d) Tensão (CH1) de ignição do ign.-SIDAC.



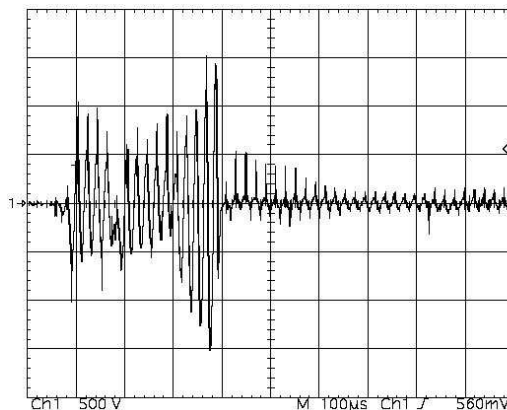
(e) Ignitor com capacitor auxiliar.



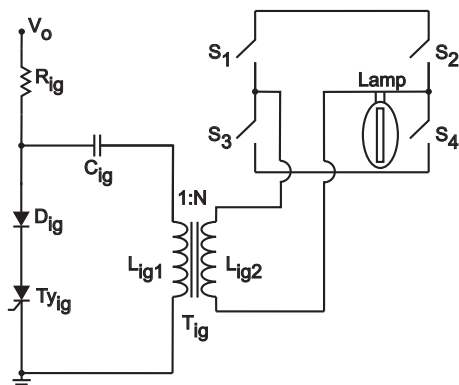
(f) Tensão de ignição do ign.- cap. auxiliar.



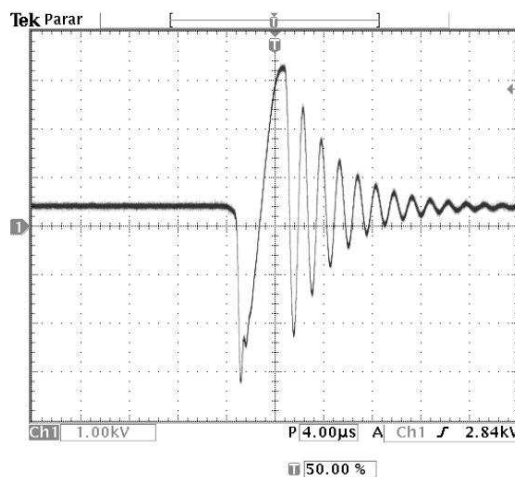
(g) Ignitor utilizando filtro LCC.



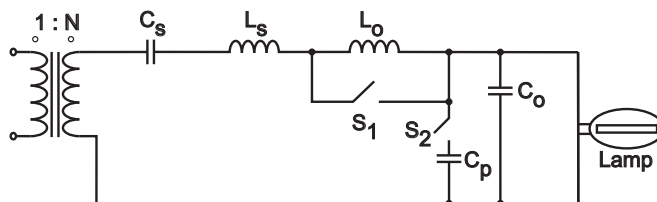
(h) Tensão de ignição do ign. filtro LCC.



(i) Ignitor utilizado em [4].



(j) Tensão de ignição do ign. [4].



(k) Ignitor utilizando em [82].

Figura 5.2: Ignitores e suas formas de onda de tensão de ignição.

### 5.3 Ignitor proposto para lâmpadas AID

O ignitor proposto, baseado em um circuito ressonante paralelo, como mostrado na Figura 5.3, utilizado para ignição da lâmpada, consiste em um inversor operando em alta frequência. Através da oscilação forçada da tensão, denominada de batimento, é que se gera alta tensão e conseqüentemente a ignição da lâmpada. A tensão de ignição apresenta uma forma lobular ao longo do tempo.

Esta técnica se caracteriza pela inserção de um capacitor de capacitância maior em paralelo com o do ignitor, de forma a estabelecer a capacitância do filtro, para o regime nominal. Esta associação é feita através de uma chave para alta tensão e ocorre após a ignição da lâmpada. Dessa forma, não é necessário especificar um capacitor paralelo de capacitância maior que suporte toda a tensão de ignição. Neste caso, o capacitor de ignição possui a seguinte capacitância,  $C_{ign} = 5nF/3, 2kV$  e o capacitor  $C_{ss} = 100nF/680V$ .

Após um período de tempo necessário à ignição é feita a comutação para a frequência de funcionamento normal do reator e neste instante é inserido o capacitor de regime ( $C_{ss}$ ) através da chave  $S_{ign}$ . A duração do pulso de ignição ( $t_{ign}$ ) é determinada pelo período em que se obtém o valor máximo da tensão [48, 62, 85].

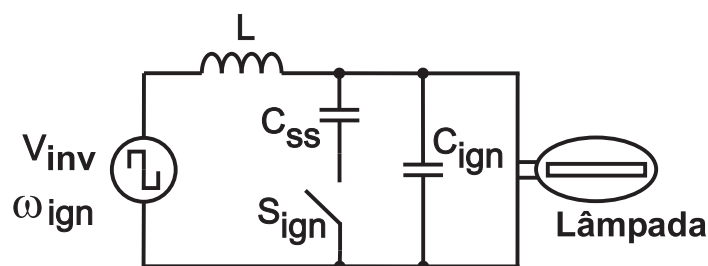


Figura 5.3: Diagrama do filtro de saída e o circuito auxiliar para a ignição da lâmpada AID.

A Tabela 5.1 apresenta informações obtidas das normas NBR 13593 e NBR 14305 [4], as quais podem ser utilizadas no projeto de circuitos ignitores.

Tabela 5.1: Características dos ignitores segundo a ABNT, para lâmpadas HPS

Potência da lâmpada ( $W$ )	50	70	150	250	400
Valor máx. do pico de tensão ( $kV$ )	2,3	2,3	4,5	4,5	4,5
Valor min. do pico de tensão ( $kV$ )	1,8	1,8	2,8	2,8	2,8
Nº. min. de pulsos por ciclo de rede ( $60Hz$ )	2	2	1	1	1
Largura min. do pulso ( $\mu s$ )	2	2	1	1	1

Os circuitos capazes de fornecerem tensões para a ignição da lâmpada AID são o paralelo, Figura 3.5(b), e série-paralelo, Figura 3.5(c), devido a sua característica de fornecerem tensões elevadas em relação a entrada quando estão em ressonância. Essas características podem ser vistas nas Figuras 3.6(b) e 3.6(c), que são obtidas através das equações da Tabela 3.2.

Observar-se que o ganho de tensão é unitário (1) para o circuito série ressonante na frequência  $\omega_0$ . Este circuito está mostrado na Figura 3.5(a).

Para o circuito paralelo ressonante, mostrado na Figura 3.5(b), obtém-se elevados ganhos de tensão para  $Q$  elevados. Para o circuito ressonante paralelo, antes da ignição, o  $Q \rightarrow \infty$ , pois  $R \rightarrow \infty$ , como pode ser observado na Figura 3.6(b). Já o circuito série-paralelo possibilita a relação maior que um na relação tensão de saída- tensão de entrada, pois o  $Q \rightarrow 0$ , pois  $R \rightarrow \infty$ , como pode-se observar na Figura 3.6(c).

## 5.4 Modelo analítico do circuito

O circuito paralelo ressonante  $LC$  foi escolhido como estrutura básica do ignitor proposto para lâmpadas AID. Uma onda quadrada periódica (tensão de entrada) é gerada pelo inversor e aplicada ao circuito paralelo ressonante  $LC$  com amplitude  $V_{inv}$ , com a frequência,  $\omega_{ign}$ . Esta frequência definida como frequência de ignição é muito próxima do valor da frequência de ressonância do circuito,  $\omega_0$ . Para a análise da forma de onda de saída do circuito, ou seja, tensão aplicada à lâmpada, pode ser aproximada à uma tensão senoidal com frequência  $\omega_{ign}$ , pois, as harmônicas da onda quadrada, múltiplas da frequência fundamental,  $\omega_{ign}$ , são fortemente atenuadas pelo filtro ressonante. Vale ressaltar que para uma excitação periódica com frequência  $\omega_0$ , ocorre o fenômeno da ressonância e dessa forma, a tensão de saída fica ilimitada (caso ideal). Entretanto, sabe-se que esta tensão fica limitada pelas resistências parasitas do indutor e capacitor.

Antes da ignição, a lâmpada se comporta como circuito aberto, ou seja, apresenta uma resistência muito elevada, dessa forma, o circuito ressonante é não-dissipativo, isto é, pode ser considerado como sendo formado por um indutor e um capacitor. Após essas considerações, a tensão senoidal aplicada pelo circuito paralelo ressonante  $LC$  à lâmpada  $v_{ign}$  é dada por:

$$v_{ign}(t) = \frac{G_{inv}V_{inv}}{LC(\omega_o^2 - \omega_{ign}^2)}(\cos(\omega_{ign}t) - \cos(\omega_o t)). \quad (5.1)$$

onde  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ . O ganho  $G_{inv}$  depende da topologia do inversor utilizado, dessa forma:

- Para ponte completa:

$$G_{inv} = \frac{4}{\pi}$$

- Para meia-ponte:

$$G_{inv} = \frac{2}{\pi}$$

Através da identidade matemática:  $\cos(A \pm B)$  e com  $A = \frac{(\omega_o + \omega)t}{2}$  e  $B = \frac{(\omega_o - \omega)t}{2}$ , (5.1)

pode-se ser reescrita como:

$$v_{ign}(t) = V_{ign} \text{sen}(At) \text{sen}(Bt) \quad (5.2)$$

$$s_{mod} = V_{ign} \text{sen}(Bt) \quad (5.3)$$

sendo:  $\omega_0$  - Frequência natural (ou de ressonância) do circuito;

$\omega_{ign}$  - Frequência de ignição.

A Equação 5.4 descreve a amplitude máxima da tensão de ignição ( $V_{ign}$ ) que apresenta o batimento e a Equação 5.3 descreve a função modulante ( $s_{mod}$ ) do sinal de tensão.

O valor da amplitude da tensão de ignição em função do ganho do inversor ( $G_{inv}$ ), da tensão de alimentação ( $V_{CC}$ ) e do ganho de tensão desejado para se obter a tensão de ignição ( $G_{ign}$ ), é dado por:

$$V_{ign} = G_{inv} G_{ign} V_{CC} G_{mod} \quad (5.4)$$

O ganho  $G_{mod}$  é igual a 0,5 devido a modulação em amplitude dos sinais.

## 5.5 Projeto do circuito de ignição

A partir dos valores de indutância e capacitância obtidos para o filtro  $L(C_{ss}/C_{ign})$  que fornecerá a tensão de alimentação em regime, especifica-se o capacitor de ignição,  $C_{ign}$ , para suportar a tensão de ignição máxima. Vale ressaltar que o filtro do ignitor é dado pelo filtro  $LC_{ign}$ . O valor da capacitância do capacitor de ignição,  $C_{ign}$  foi obtido através da associação série de dois capacitores de  $10nF/1, 6kV$ . Dessa forma, obtém-se  $C_{ign} = 5nF/3, 2kV$ . O valor obtido para a indutância é  $833\mu H$ .

1. Escolhe-se a amplitude máxima da tensão de ignição ( $V_{ign}$ ), e calcula-se o ganho em  $dB$ ,  $G_{ign}$ , necessário para obtê-la, segundo a equação:

$$G_{ign}(j\omega_{ing}) = 20 \log \left( \frac{V_{ign} G_{mod}}{V_{CC} G_{inv}} \right) \quad (5.5)$$

2. Através da resposta em frequência do inversor paralelo  $LC$  dada pela equação:

$$G_{ign}(s) = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{s}{\omega_0 Q} + 1} \quad (5.6)$$

onde  $Q$  e  $\omega_0$  são obtidos pela coluna 2 da Tabela 3.2.

Determina-se a frequência de ignição ( $\omega_{ign}$ ), que é a frequência com a qual o inversor deverá operar até a abertura do arco, cujo ganho é obtido a partir de (5.5), como:

$$\|G_{ign}(j\omega_{ign})\| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{\omega_{ign}}{\omega_0}\right)^2\right)^2 + \left(\frac{\omega_{ign}}{\omega_0 Q}\right)^2}} \quad (5.7)$$

A Figura 5.4 apresenta a resposta em frequência do circuito ressonante paralelo  $LC_{ign}$ .



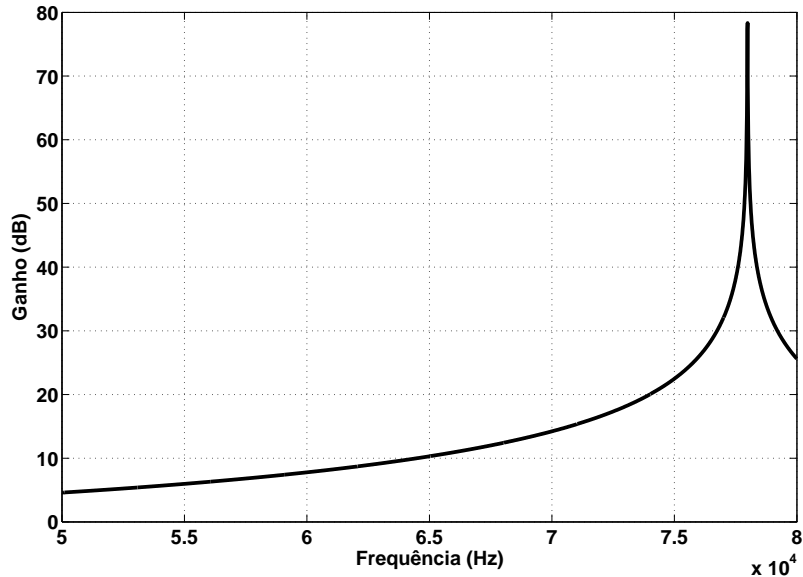


Figura 5.4: Resposta em frequência do circuito ressonante paralelo  $LC_{ign}$ .

## 5.6 Resultados de simulação

Utilizando-se o algoritmo proposto para a tensão de alimentação do inversor  $V_{CC} = 120V$  e a tensão de ignição  $V_{ign} = 2.900V$ , atendendo a Norma ABNT NBR 13593, obtém-se:

- $G_{inv}db = 19,55dB$ ;
- Frequência de ignição,  $f_{ign} = 73.770Hz$ ;
- Tempo de ignição,  $t_{ign} = 122\mu s$ .

A Figura 5.5 apresenta as formas de onda do batimento de tensão geradas pelo circuito de ignição e a tensão modulante, obtidas através das equações (5.2) e (5.3).

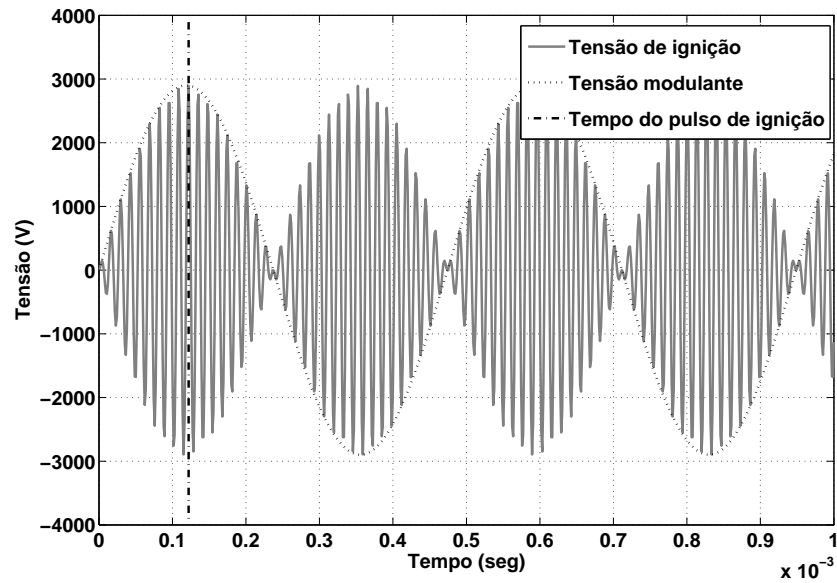


Figura 5.5: Forma de tensão modulada e modulante.

A Figura 5.6 mostra, com maior detalhe, as formas de onda de tensão de ignição com batimento e a com frequência de chaveamento na frequência ressonância do circuito  $LC_{ign}$ , obtidas por simulação.

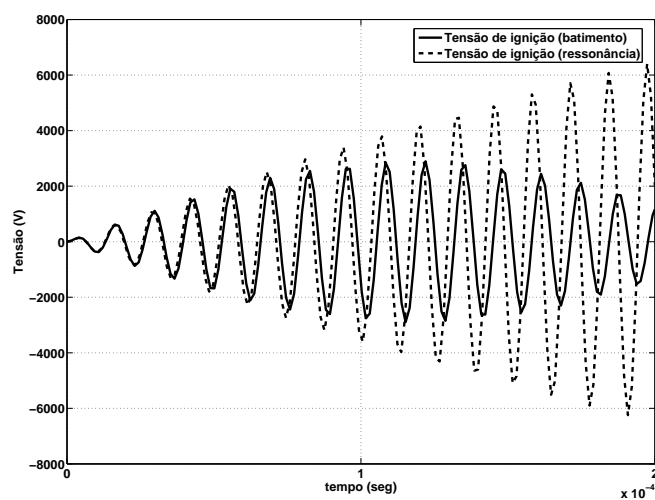


Figura 5.6: Tensão de ignição com batimento e na frequência de ressonância.

A Figura 5.7 apresenta resultados de simulação da forma de onda de tensão de ignição, onde a amplitude máxima é  $2.900V$ . Após a ignição, a frequência de operação do inversor é comutada para a de operação em regime, desta forma garantindo a alimentação da lâmpada em condições nominais.

Uma vantagem em se utilizar um ignitor que trabalha com batimento de tensão está na limitação da corrente e tensão sobre os componentes do reator e da lâmpada *HPS*, diminuindo sobre eles o estresse. Essa limitação de corrente e tensão é ainda mais importante quando não ocorre a ignição.

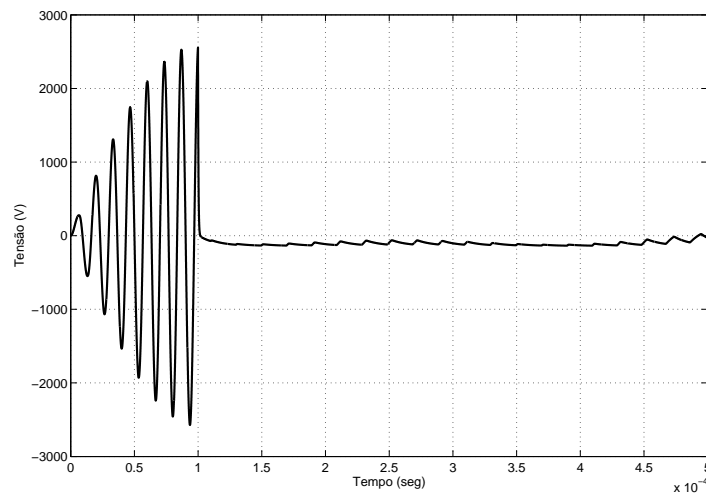


Figura 5.7: Tensão de ignição obtida por simulação

A Figura 5.8 apresenta o ganho ( $V_o/V_i$ ) do filtro *LC* e o fator de qualidade,  $Q$ , com a variação da resistência da lâmpada,  $R_{lamp}$ . Pode-se observar a saturação do valor do ganho do filtro a partir de  $R_{lamp} = 10k\Omega$ . Dessa forma, pode-se afirmar que esse valor pode ser utilizado nas simulações de circuito aberto para observar o batimento e calcular o ganho do circuito  $LC_{ign}$ .

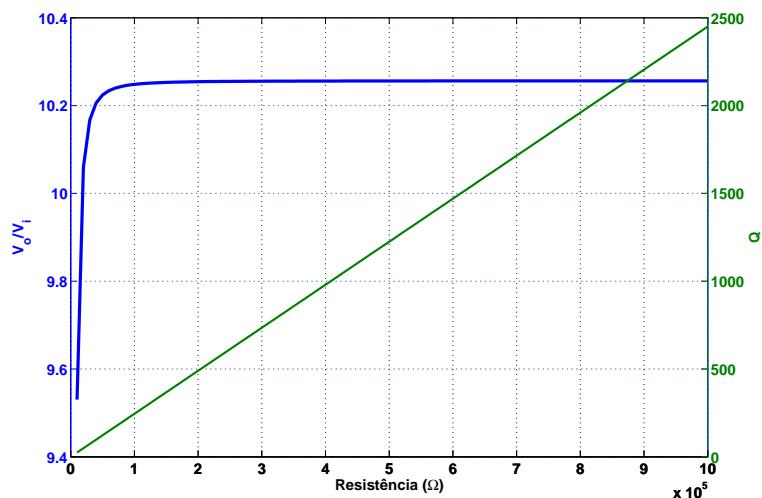


Figura 5.8: Variação do ganho do filtro  $LC_{ign}$  e do fator de qualidade Q em função da resistência da lâmpada.

A Figura 5.9 apresenta a influência do aumento da frequência fundamental aplicada à lâmpada nos valores da indutância do filtro  $LC_{ign}$  e nos valores da frequência de ignição para faixas de capacitâncias de ignição.

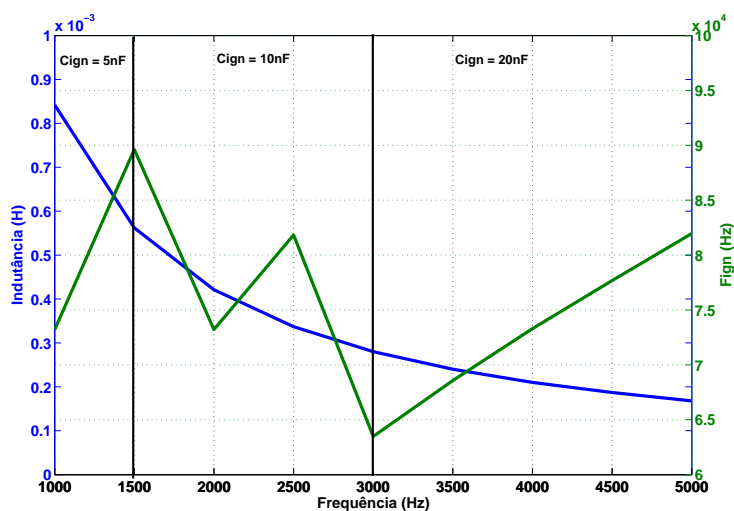


Figura 5.9: Variação da indutância do filtro  $LC_{ign}$ ,  $f_{ign}$  em função da  $f_{fund}$ .

## 5.7 Conclusões do capítulo

Neste capítulo foram apresentados e analisados vários tipos de ignitores. Para o ignitor proposto foram feitos a sua análise, projeto, simulação. A sua implementação será apresentada no Capítulo 7.

A característica interessante desse ignitor é que ele proporciona a tensão necessária à lâmpada para sua ignição de forma mais "natural", ou seja, se é necessário apenas  $1.750V$  para realizar a ignição, a mesma ocorrerá. Essa será a tensão aplicada, mas caso seja necessário um valor maior, o ignitor irá fornecer até a tensão de  $3,2kV$ . Dessa forma, estressando menos a lâmpada e os componentes do circuito ignitor.

O ignitor proposto permite através do  $t_{ign}$  determinar a quantidade de lóbulos que, conseqüentemente, determina a quantidade de vezes que o usuário deseja tentar a ignição da lâmpada. A forma lobular permite, no caso de não ocorrer a ignição, que a tensão diminua até que se reinicie uma nova tentativa.

Pode-se diminuir o tamanho dos componentes com o aumento da frequência, proporcionando uma redução do volume e peso do filtro. E também eliminar a chave estática utilizada para a inserção do capacitor em paralelo, de forma a atuar em regime, pois, o capacitor de regime e ignição serão o mesmo. Dessa forma, proporcionando uma simplificação do circuito e conseqüentemente a redução de custos.

# Capítulo 6

## Estágio de correção de potência para o reator eletrônico

### 6.1 Introdução

Este capítulo apresenta o estudo e realização de um controlador para o estágio de correção de fator de potência para o reator eletrônico proposto, utilizando um conversor boost, alimentando uma lâmpada de vapor de sódio de alta pressão - *HPS (High Pressure Sodium)*.

A norma editada pela *International Electrotechnical Commission Standard*, IEC-61000-3-2, estabelece os limites para a emissão de harmônicas de corrente em equipamentos (agrupados em classes) com corrente eficaz inferior a  $16A$  (por fase). Esta norma aplica-se a equipamentos conectados à rede pública de baixa tensão de  $50Hz$  ou  $60Hz$ , com tensão de fase-neutro entre  $220V$  até  $240V$ . Para tensões inferiores a estes, apesar dos limites não estarem estabelecidos por esta norma, pode-se encontrar novos limites para os harmônicos de corrente de uma tensão  $V_x$ , multiplicando os limites existentes na norma pela relação  $(230/V_x)$ . Atualmente,

somente para os reatores eletrônicos para iluminação fluorescente, acima de  $60W$ , uma norma se encontra regularizada no país [86].

O reator eletrônico para a lâmpada *HPS*, utilizado no estudo desse controlador, se enquadra na classe de equipamentos tipo *C*, que são representados por equipamentos para iluminação dos tipos: incandescente, a descarga, LEDs e *dimmers* (exceto para incandescentes). Para equipamentos de potência ativa de entrada acima de  $25W$ , os limites estabelecidos pela norma são listados na Tabela 6.1.

Tabela 6.1: Norma IEC-61000-3-2 para equipamentos classe C

Harmônico (n)	Norma (% da fundamental)
2	2
3	30*FP
5	10
7	7
9	5
$11 \leq n \leq 39$	3

obs.:  $FP \simeq 1$ .

## 6.2 Pré-regulador de fator de potência

Pode-se citar como desvantagens de um sistema com baixo *FP* e elevada distorção da corrente:

- i*) a máxima potência ativa absorvível da rede é fortemente limitada pelo *FP*;
- ii*) as harmônicas de corrente exigem um sobre-dimensionamento da instalação elétrica e dos

transformadores, além de aumentar as perdas (efeito pelicular); a componente de 3ª harmônica da corrente, em sistema trifásico com neutro, pode ser muito maior do que o normal; o achatamento da onda de tensão, devido ao pico da corrente, além da distorção da forma de onda, pode causar mau funcionamento de outros equipamentos conectados à mesma rede; as componentes harmônicas podem excitar ressonâncias no sistema de potência, levando a picos de tensão e de corrente, podendo danificar dispositivos conectados à linha [68].

Para solucionar os problemas citados anteriormente pode-se adotar soluções passivas ou ativas. As soluções passivas para a correção do  $FP$  oferecem vantagens como robustez, alta confiabilidade, insensibilidade a surtos, operação silenciosa. No entanto, existem diversas desvantagens, tais como: os elementos podem ser pesados e volumosos (em comparação com soluções ativas); afetam as formas de onda na frequência fundamental; alguns circuitos não podem operar em uma larga faixa da tensão de entrada (90 a 240V); não possibilitam regulação da tensão; a resposta dinâmica é mais lenta e o dimensionamento é complexo[68].

As soluções ativas geralmente são implementadas por circuitos pré-reguladores que empregam interruptores controlados associados a elementos passivos. Algumas topologias operam o interruptor na frequência da rede (retificada), o que implica no uso de indutores e capacitores dimensionados para baixa frequência. O emprego de um chaveamento em alta frequência, no entanto, é mais utilizado, uma vez que leva a uma drástica redução nos valores dos elementos passivos (indutores e capacitores) utilizados.

O conversor elevador de tensão, tipo Boost, operando como corretor do fator de potência ( $CFP$ ), tem sido bastante utilizado devido as vantagens estruturais que apresenta, tais como:



- a presença do indutor na entrada absorve variações bruscas na tensão de rede ("spikes"), de modo a não afetar o restante do circuito, além de facilitar a obtenção da forma desejada da corrente (senoidal);
- a energia é armazenada no capacitor de saída, o qual opera em alta tensão ( $V_o > E$ ), permitindo valores relativamente menores de capacitância;
- o controle da forma de onda é mantido para todo valor instantâneo da tensão de entrada, inclusive próximo de zero;
- como a corrente de entrada não é interrompida (no modo de condução contínuo) exigências de filtros de interferências eletromagnéticas - *IEM* são minimizadas;
- O transistor deve suportar uma tensão igual à tensão de saída e seu acionamento se torna simples.

Como desvantagens desta topologia podem ser citadas:

- o conversor alimentado por este estágio de *CFP*, deve administrar uma tensão de alimentação relativamente elevada;
- o transistor principal nesta topologia, não permite proteger a carga contra curto-circuito ou sobrecorrente.
- não é possível o isolamento galvânico entre a entrada e saída do conversor.

O corretor de fator de potência baseado no conversor boost, no modo de funcionamento contínuo, tem sido bastante utilizado devido as vantagens mencionadas anteriormente e, especialmente, pela reduzida ondulação da corrente de entrada. Além disso os componentes ficam

sujeitos a menores valores de corrente. Por outro lado, exige, além da realimentação da tensão de saída (variável a ser controlada), uma medida do valor instantâneo da tensão de entrada, a fim de permitir o adequado controle da corrente absorvida da rede elétrica. Problemas de estabilidade também são característicos, devido à não-linearidade do sistema.

Para a obtenção um modelo para o conversor boost, é necessário conhecer cada etapa de funcionamento, bem como as formas de onda de corrente e tensão no circuito. A seguir apresenta-se uma análise do conversor e a obtenção de modelos tanto para o modo de condução contínua quanto para descontínua [87].

### 6.2.1 Modo de condução contínua

No modo de condução contínua, o funcionamento do conversor se divide em duas etapas; a primeira onde o transistor está conduzindo e outra em que apenas o diodo está conduzindo.

A Figura 6.1 apresenta as etapas de operação do conversor boost no modo contínuo.

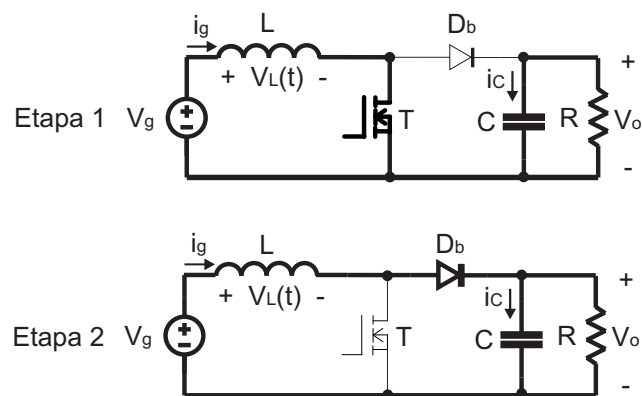


Figura 6.1: Etapas de operação do conversor boost no modo contínuo.

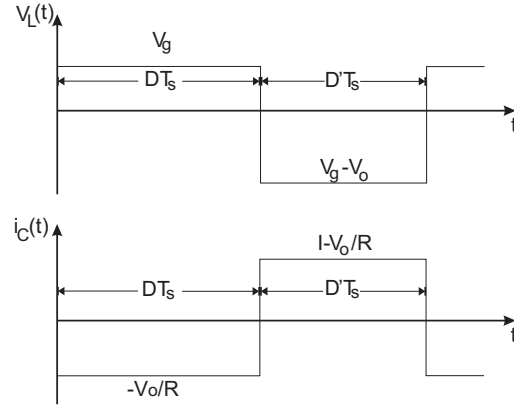


Figura 6.2: Formas de onda do conversor boost operando em modo contínuo.

De acordo com as Figuras 6.1 e 6.2, na primeira etapa de funcionamento, em que o transistor  $T$  conduz e o diodo  $D_b$  está bloqueado, tem-se:

$$v_L(t) = V_g \quad (6.1)$$

$$i_c(t) = -\frac{v_o(t)}{R} \quad (6.2)$$

Aproximando  $v_o(t) \simeq V_o$ , tem-se:

$$v_L(t) = V_g \quad (6.3)$$

$$i_c(t) = -\frac{V_o}{R} \quad (6.4)$$

Na segunda etapa de funcionamento, o transistor  $T$  está bloqueado e o diodo  $D_b$  conduz, então:

$$v_L(t) = V_g - v_o(t) \quad (6.5)$$

$$i_c(t) = i_g(t) - \frac{v_o(t)}{R} \quad (6.6)$$

Aproximando  $v_o(t) \simeq V_o$  e  $i_g(t) \simeq I$ , tem-se:

$$v_L(t) = V_g - V_o \quad (6.7)$$

$$i_c(t) = I - \frac{V_o}{R} \quad (6.8)$$

### Determinação da razão de conversão:

Através do valor médio da tensão no indutor num período de chaveamento pode-se obter  $M(D)$  (*razão de conversão da saída pela entrada em função da relação cíclica(D)*). Equação da tensão no indutor para um período de chaveamento é:

$$\int_0^{T_s} v_L(t) dt = (V_g)DT_s + (V_g - V_o)D'T_s \quad (6.9)$$

onde

$$D' = 1 - D \quad (6.10)$$

Considerando o valor médio da tensão no indutor num período igual a *zero* e agrupando os termos, obtém-se:

$$V_g(D + D') - V_oD' = 0 \quad (6.11)$$

Resolvendo a equação para  $V_o$  e substituindo  $(D + D') = 1$ , obtém-se a seguinte expressão para a tensão de saída:

$$V_o = \frac{V_g}{D'} \quad (6.12)$$

Logo, a razão de conversão  $M(D)$  é definida por:

$$M(D) = \frac{V_o}{V_g} = \frac{1}{D'} = \frac{1}{1 - D} \quad (6.13)$$

Analisando a corrente média no capacitor, tem-se a seguinte equação:

$$\int_0^{T_s} i_c(t) dt = \frac{-V_o}{R}DT_s + \left(I - \frac{V_o}{R}\right)D'T_s \quad (6.14)$$

Considerando o valor médio da corrente no capacitor num período igual a *zero* e agrupando os termos, tem-se:

$$\frac{-V_o}{R}(D + D') + ID' = 0 \quad (6.15)$$

Resolvendo para  $V_o$  e substituindo  $(D + D') = 1$ , obtém-se a seguinte expressão para a corrente de saída:

$$I = \frac{V_o}{D'R} \quad (6.16)$$

### 6.2.2 Modo de condução descontínua

No modo de condução descontínua, o funcionamento do conversor para um período de chaveamento, se divide em três etapas; uma em que apenas o transistor está conduzindo, outra em que apenas o diodo está conduzindo e uma final onde nenhum dos dois dispositivos conduz.

A Figura 6.3 apresenta a etapas de operação do conversor boost no modo descontínuo.

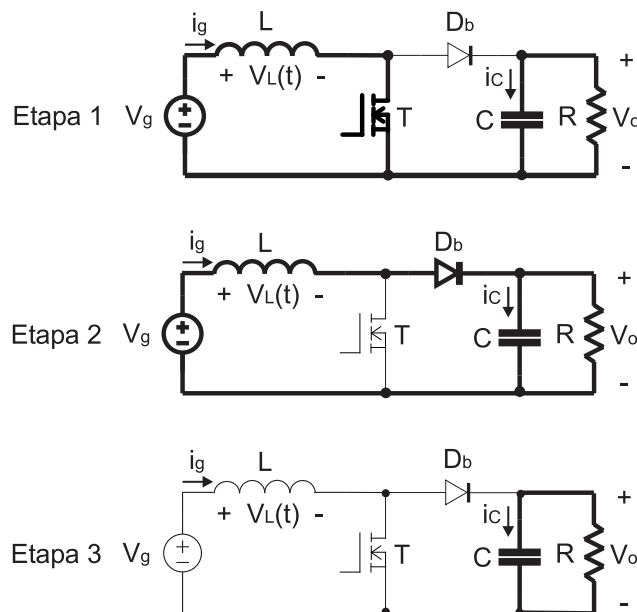


Figura 6.3: Etapas de operação do conversor boost no modo descontínuo

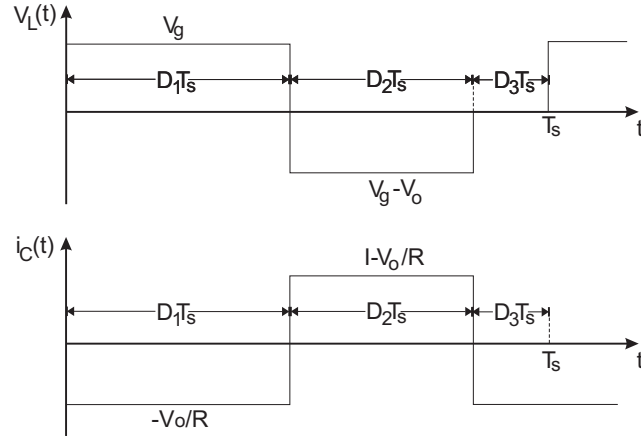


Figura 6.4: Formas de onda do conversor boost operando em modo descontínuo

Na primeira etapa de funcionamento ( $0 < t < D_1 T_s$ ) o transistor  $T$  conduz e o diodo  $D_b$  está bloqueado; assim tem-se:

$$v_L(t) = V_g \quad (6.17)$$

$$i_c(t) = -\frac{v_o(t)}{R} \quad (6.18)$$

Aproximando  $v_o(t) \simeq V_o$ , tem-se:

$$v_L(t) = V_g \quad (6.19)$$

$$i_c(t) = -\frac{V_o}{R} \quad (6.20)$$

Na segunda etapa de funcionamento ( $D_1 T_s < t < (D_1 + D_2) T_s$ ), o transistor  $T$  está bloqueado e o diodo  $D_b$  conduz:

$$v_L(t) = V_g - v_o(t) \quad (6.21)$$

$$i_c(t) = i_g(t) - \frac{v_o(t)}{R} \quad (6.22)$$

Aproximando  $v_o(t) \simeq V_o$  e  $i_g(t) \simeq I$ , tem-se:

$$v_L(t) = V_g - V_o \quad (6.23)$$

$$i_c(t) = I - \frac{V_o}{R} \quad (6.24)$$

Na terceira etapa de funcionamento ( $((D_1 + D_2)T_s < t < T_s)$ ), o transistor e o diodo estão bloqueados:

$$v_L(t) = 0 \quad (6.25)$$

$$i_c(t) = -\frac{V_o}{R} \quad (6.26)$$

#### Determinação da razão de conversão:

Através do valor médio da tensão no indutor num período de chaveamento pode-se obter  $M(D_1, K)$  (*razão de conversão da saída pela entrada em função da relação cíclica ( $D_1$ ) e  $K$  (fator que determina o modo de condução)*). A equação da tensão no indutor para um período de chaveamento é:

$$\int_0^{T_s} v_L(t) dt = (V_g)D_1T_s + (V_g - V_o)D_2T_s + 0D_3T_s \quad (6.27)$$

Como o valor médio da tensão no indutor, em regime permanente, para um período é *zero*, assim, agrupando os termos em função de  $D_1$  e  $D_2$  tem-se:

$$D_1V_g + D_2(V_g - V_o) + D_3(0) = 0 \quad (6.28)$$

Resolvendo para  $V_o$ , obtém-se a seguinte expressão para a tensão de saída:

$$V_o = \frac{D_1 + D_2}{D_2} V_g \quad (6.29)$$

Logo, a razão de conversão  $M(D_1, K)$ , onde  $K = \frac{2L}{RT_s}$ , é [87]:

$$M(D_1, K) = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4D_1^2}{K}}}{2} \quad (6.30)$$

### 6.2.3 Cálculo da indutância do conversor boost (pré-regulador)

Analisando a forma de onda da corrente no indutor, pode-se obter a expressão para a ondulação (*ripple*) de corrente no indutor do boost em condição contínua.

A corrente no indutor do boost quando transistor está conduzindo é dada por:

$$i_L(t_1) = i_L(t_0) + \frac{Et_1}{L}, \quad (6.31)$$

enquanto que, para quando o diodo está conduzindo é:

$$i_L(t_2) = i_L(t_1) + \frac{(E - V_o)t_2}{L}. \quad (6.32)$$

Dessa forma, a variação da corrente no indutor do boost é dada pela Equação 6.33:

$$\Delta i_L = \frac{Et_1}{L} = -\frac{(E - V_o)t_2}{L}. \quad (6.33)$$

Como a frequência de chaveamento,  $f_s$ , é definida por:

$$f_s = \frac{1}{t_1 + t_2}, \quad (6.34)$$

logo, a equação que define a ondulação (*ripple*) de corrente no indutor do boost é definida por:

$$\Delta i_L = \frac{(V_o - E)E}{f_s L V_o}. \quad (6.35)$$

Para se determinar a ondulação (*ripple*) de corrente no indutor do boost, em função da potência e tensão de entrada, utiliza-se a Equação 6.36.

$$\overline{I}_L = \frac{P\sqrt{2}}{V_{rede}}. \quad (6.36)$$



Para a Equação 6.35, assumindo a tensão  $E$  da forma  $V \cos(\omega t)$  e sabendo-se que o ponto em que se tem a máxima ondulação (*ripple*) de corrente corresponde  $E = \frac{V_o}{2}$ , a equação para a indutância do boost em função da ondulação máxima de corrente é:

$$L = \frac{V_o \eta}{4 f_s \Delta i_{Lmax}}, \quad (6.37)$$

onde :  $f_s$  é a frequência de chaveamento do conversor boost,  $\eta$  é o rendimento do conversor e  $\Delta i_{Lmax}$  é a variação máxima permitida para a corrente média,  $\overline{I_L}$ .

Para as condições de projeto:

- $\Delta i_{Lmax} = 40\%$  de  $\overline{I_L}$ ;
- $V_o = 400V$ ;
- $f_s = 24kHz$ ;
- $P = 150W$ ;
- $\eta = 90\%$ ;
- $V_{rede} = 127V$ .

O valor obtido para a indutância do boost-*CFP* é  $5,6mH$ .

### 6.3 Controle Repetitivo: Revisão

O controle repetitivo é utilizado para fazer o rastreamento de sinais periódicos em presença de perturbações. Este controle está baseado no princípio do modelo interno e na decomposição dos sinais de perturbação e controle em séries de Fourier. De acordo com o princípio do modelo interno proposto por Francis e Wonham [88], para o erro de rastreamento ir a zero em regime permanente é necessário e suficiente que o gerador para o comando de referência seja incluído na malha fechada estável. Por gerador de comando de referência entende-se o sistema linear (um compensador) que, para certa condição inicial e entrada nula, gera o comando de referência como saída.

Baseado no princípio do modelo interno, um compensador que possa gerar todos estes sinais periódicos deve ser incorporado na malha fechada do controle para o rastreamento de sinais periódicos com período conhecido  $T$ , em regime permanente.

Se estável, o controlador repetitivo garante erro zero de rastreamento sem o conhecimento exato da planta. O sistema em malha fechada desse controlador tem dinâmica de ordem elevada e é sensível a ruído de alta frequência e dinâmica não modelada. O controlador é do tipo *plug-in* e é usado em combinação com controladores convencionais de realimentação de estados, tais como controle adaptativo, *deadbeat*, etc.

A Figura 6.5 apresenta o diagrama de um controlador genérico e a estrutura adicional de controle repetitivo em tempo contínuo. Neste diagrama,  $P$  representa a planta a ser controlada,  $K_s$  o controlador estabilizante e  $K_g$  o gerador de comando de referência para rastrear um sinal repetitivo  $\omega$ . A variável de saída  $y$  é realimentada e comparada com a

referência, gerando o erro  $z$ .



Figura 6.5: Diagrama de blocos do controlador repetitivo  $K_g$ , adicionado ao controle realimentado  $K_s$ .

Um gerador de sinal periódico de período  $T$ , com espectro infinito de frequências é um atrasador puro do tipo  $e^{-Ts}$  em realimentação, conforme o diagrama da Figura 6.6.

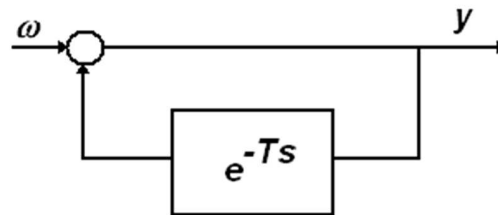


Figura 6.6: Diagrama de blocos de um gerador de sinais periódicos.

No entanto, para este tipo de gerador de sinal periódico  $K_g$  não existe controlador admissível  $K_s$  para plantas  $P$  estritamente próprias [89]. Para que se possa estabilizar sistemas descritos pelo diagrama da Figura 6.5, para plantas estritamente próprias (que constituem sistemas físicos tais como um conversor boost em estudo) é necessário que o gerador de sinais periódicos sofra alguma limitação no seu espectro de frequência, ou seja, um atrasador puro que contém um espectro infinito não é estabilizável. Note que um atrasador puro, visto como função de transferência, apresenta um infinito número de pólos, todos no eixo imaginário:

$$k_g(s) = \frac{1}{1 - e^{-Ts}} \quad (6.38)$$

Uma solução de compromisso neste caso é a utilização de um filtro passa-baixas acoplado ao atrasador puro,  $k_{g_{mod}}(s)$ , conforme a Equação 6.39:

$$k_{g_{mod}}(s) = \frac{1}{1 - q(s)e^{-Ts}} \quad (6.39)$$

Esta técnica costuma ser denominada de Controle Repetitivo Modificado. O que se faz nela é remover os pólos de alta frequência do gerador e com isto tornar a planta estabilizável. Há diversas variações de controladores repetitivos que utilizam este mesmo princípio. A Figura 6.7 apresenta um exemplo de aplicação do controle repetitivo.

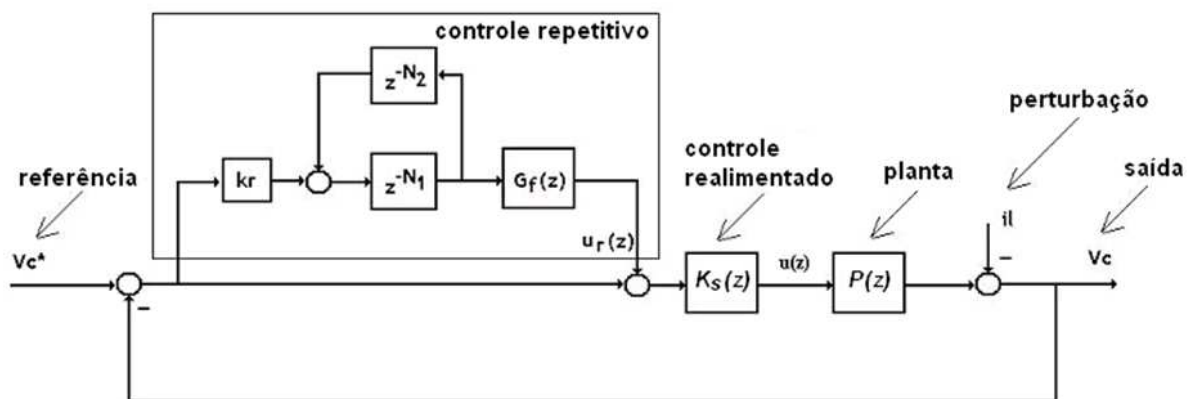


Figura 6.7: Diagrama de blocos do controle repetitivo discretizado.

O bloco  $K_s(z)$  corresponde ao controlador estabilizante a ser definido, em tempo discreto. O bloco do controle repetitivo  $K_g(z)$ , conforme proposto em [90] é descrito em tempo discreto com detalhes na Figura 6.8.

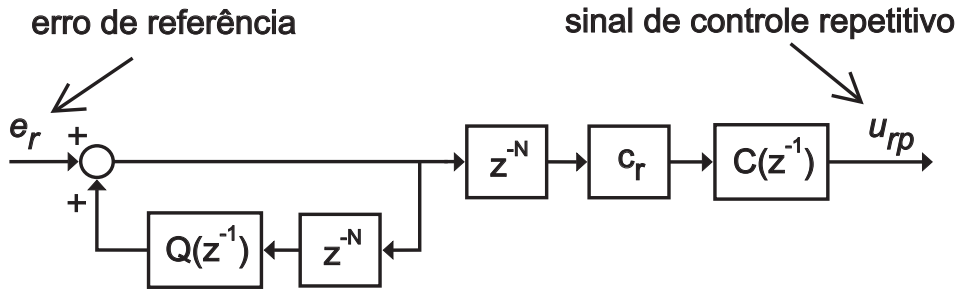


Figura 6.8: Diagrama do controlador repetitivo

Note que o bloco  $z^{-N}$  atrasa o sinal de entrada (o erro  $r - y$ ) de  $N$  intervalos amostrais que constituem um período do sinal de referência. O mesmo bloco de atraso  $z^{-N}$  é pré-inserido ao filtro  $C(z^{-1})$  para torná-lo causal. Nesta estrutura, ainda, os blocos  $Q(z^{-1})$  e  $C(z^{-1})$  são filtros passa-baixas que tem por objetivo, segundo a idéia do Controle Repetitivo Modificado, garantir margem de estabilidade do sistema realimentado pela limitação da banda de frequências de sinais que o controle repetitivo é capaz de rastrear. Desta forma,  $Q(z^{-1})$  pode ser substituída por uma constante menor do que um:

$$Q(z^{-1}) = q_r < 1 \quad (6.40)$$

ou ser um filtro passa-baixas, que tem a vantagem de atenuar apenas as altas frequências, com uma estrutura do tipo:

$$Q(z^{-1}) = \frac{\alpha z + \alpha_0 + \alpha_1 z^{-1}}{2\alpha_1 z + \alpha_0} \quad (6.41)$$

Já o filtro  $C(z^{-1})$  é introduzido para garantir ganho unitário e defasagem zero entre os sinais periódicos na entrada e na saída do controlador, ou seja,  $C(z^{-1})G_m(z^{-1}) = 1 \angle 0^\circ$  onde  $G_m(z^{-1}) = \frac{y(z^{-1})}{r(z^{-1})}$ . Existem pelo menos duas possibilidades para  $C(z^{-1})$ , uma delas é mais complexa e expressada pela Equação 6.42.

$$C(z^{-1}) = \frac{1}{G_m(z^{-1})} \quad (6.42)$$

Outra mais simples é apresentada pela Equação 6.43.

$$C(z^{-1}) = z^d \quad (6.43)$$

A determinação de  $d$  na equação 6.43 visa garantir ganho unitário e defasagem zero para a faixa de frequência de interesse do controlador.

Finalmente, o ganho  $c_r < 1$ , é um valor constante que garante a estabilidade do sistema realimentado. A sua escolha é um compromisso entre o desempenho do controlador repetitivo (tempo, em número de ciclos, que leva para rejeitar perturbações periódicas) e a estabilidade do sistema.

Existem outras formulações que usam basicamente os mesmos princípios e são bastante semelhantes à apresentada [91, 92, 93].

## 6.4 Análise do controle repetitivo para *CFP*

O controle repetitivo vem sendo empregado em inversores de sistemas de energia ininterrupto - *SEI (UPS- Uninterruptable Power Supply)* visando rejeitar perturbações periódicas advindas de cargas não lineares constituídas, por exemplo, por retificadores com filtro capacitivo alimentando cargas resistivas.

Existem aplicações de controle repetitivo ao controle de conversores *CA – CC* via *PWM* [94, 95]. A diferença essencial entre estas aplicações e a do presente trabalho é que a correção do fator de potência nos trabalhos citados se faz no controle do retificador (trifásico) enquanto

nesse trabalho isto é feito no controle do conversor boost. Por esse motivo a rejeição da perturbação causada pela oscilação de baixa frequência no barramento  $CC$ , provocada pelo retificador não controlado, tem que ser feita no conversor boost.

Foi realizado um estudo do efeito dos parâmetros do controlador repetitivo ( $q_r$  e  $C_r$ ) na taxa de distorção harmônica total. Mantendo-se  $C_r$  fixo (igual a 0,1) e variando-se  $q_r$ , nota-se que quanto menor o valor de  $q_r$  utilizado, menor a distorção harmônica total gerada pelo sistema. Para valores maiores que 0,8 a distorção harmônica aumenta quase exponencialmente, como pode-se observar no gráfico da Figura 6.9.

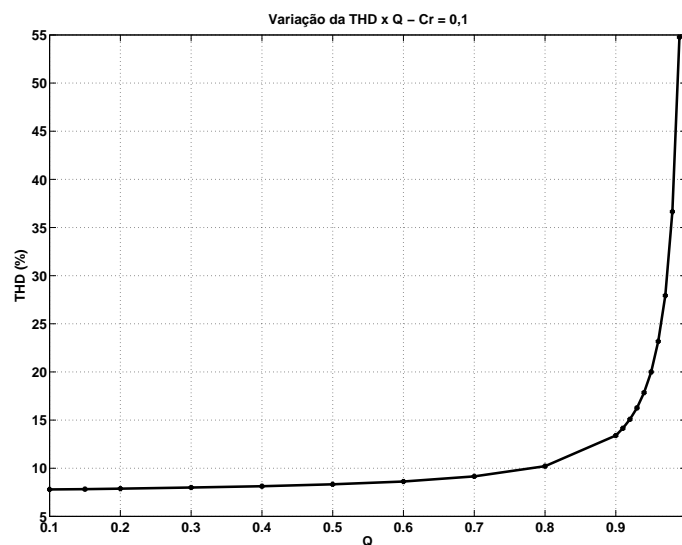


Figura 6.9: Variação da  $THD$  em função de  $Q$  ( $= q_r$ .)

A Figura 6.10 apresenta a variação da distorção harmônica total em função de  $C_r$ , para três valores diferentes de  $Q$ . Como dito anteriormente, para valores de  $Q$  menores que 0,8, a distorção harmônica não apresenta grande variação, mesmo variando o valor de  $C_r$ , como mostrado no gráfico da Figura 6.9. Para valores maiores que 0,8, a distorção harmônica total aumenta consideravelmente com o aumento de  $C_r$ .

A curva da amplitude da terceira harmônica com relação à variação de  $Q$  é bastante semelhante à variação da distorção harmônica total versus  $Q$ , como era de se esperar, como pode ser verificado na Figura 6.11.

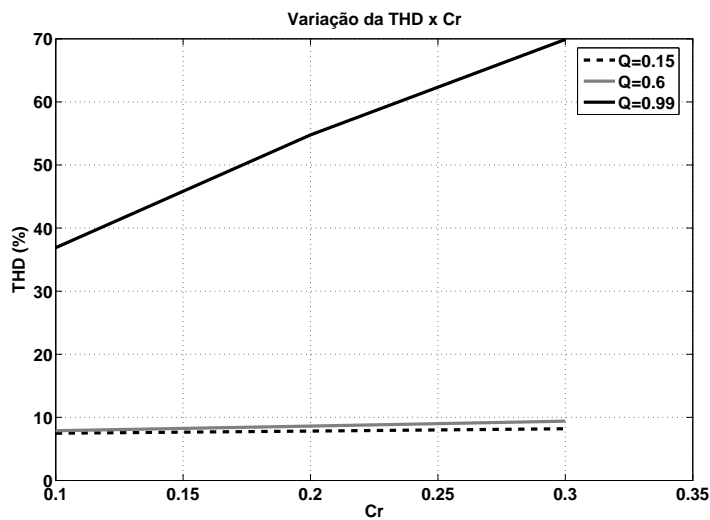


Figura 6.10: Variação da  $THD$  em função da variação de  $Cr$ .

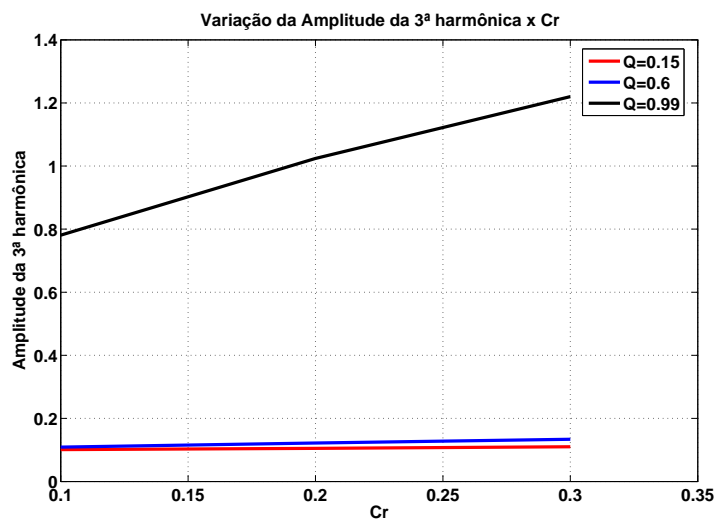


Figura 6.11: Amplitude da 3ª harmônica em função de  $Q$ .

As Figuras 6.12 e 6.13 apresentam as variações da  $THD$  e da amplitude da 3ª harmônica



variando  $C_r$  entre  $-0,9$  e  $0,3$ , respectivamente. A escolha de valores negativos para  $C_r$  é devido ao fato de que o conversor boost apresentar fase não-mínima. Pode-se observar que para valores negativos, os valores da  $THD$  e da amplitude da 3ª harmônica são menores que para os valores positivos.

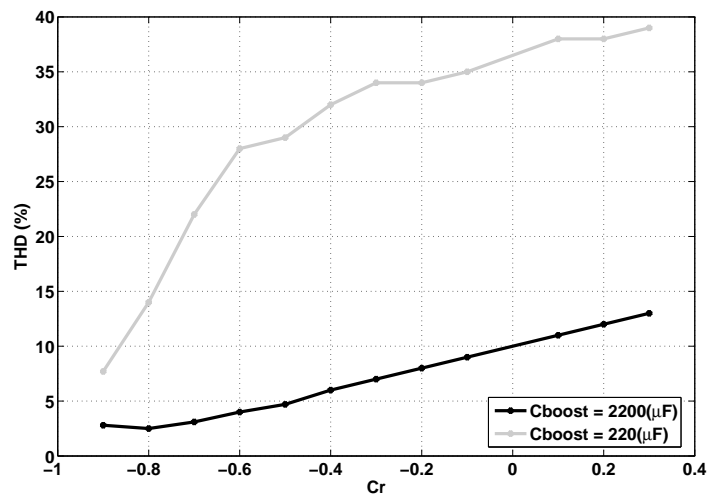


Figura 6.12: Variação da  $THD$  em função da variação de  $C_r$ .

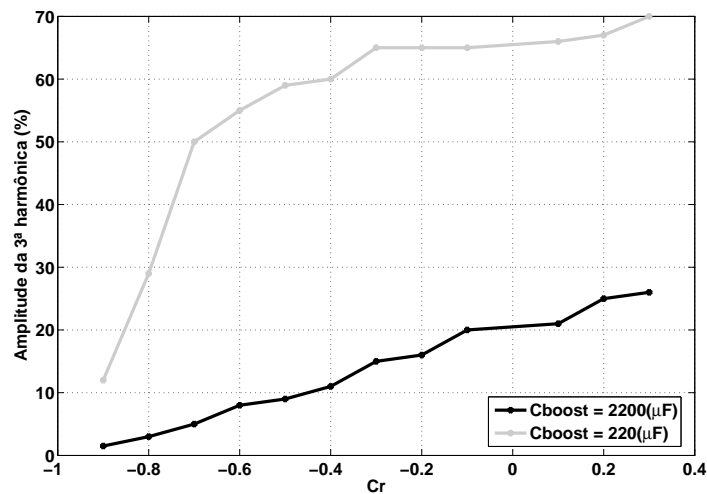


Figura 6.13: Amplitude da 3ª harmônica em função de  $C_r$ .

## 6.5 Resultados de simulação

O diagrama do reator eletrônico implementado com as malhas de controle estudadas é apresentado na Figura 6.14. As características do reator eletrônico que será simulado são: potência de saída de  $150W$ , tensão de saída do boost  $V_o$  é de  $400V$ , a frequência de chaveamento ( $f_s$ ) é de  $24kHz$ , a tensão da rede ( $E$ ) é de  $127V_{rms}/60Hz$ . O valor da indutância do boost utilizada é de  $5,6mH$ , para  $\Delta i_{Lmax}$  de 40% do valor de  $\overline{I_L}$  e o rendimento é de 90%.

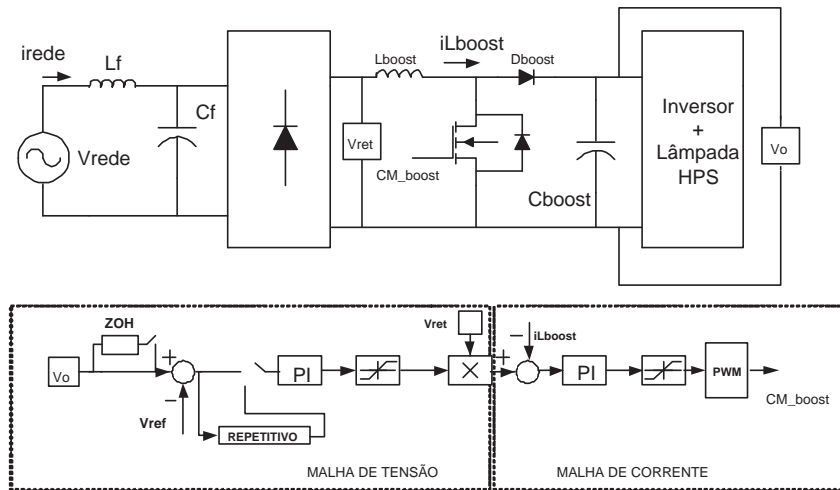


Figura 6.14: Diagrama do reator eletrônico e suas malhas de controle.

Para todas as simulações do controle repetitivo, o valor de intervalos amostrais,  $N$ , é igual a 200. A partir de estudos realizados foram traçadas as curvas mostradas pela Figura 6.15, que apresenta a tensão no barramento  $CC$  no tempo para diferentes valores de  $q_r$ . Pode-se verificar que para pequenos valores de  $q_r$ , menor será o tempo de estabilização da tensão contínua e menor a sobretensão na ignição.

A Figura 6.16 apresenta as formas de onda de tensão atenuada de 90 vezes ( $\frac{V_{rede}}{90}$ ) e corrente na entrada do circuito. Estas curvas permitem concluir que se pode conseguir diminuir a dis-

torção da corrente utilizando-se valores pequenos de  $q_r$ . O ganho  $C_r$  utilizado nas simulações foi de 0,1.

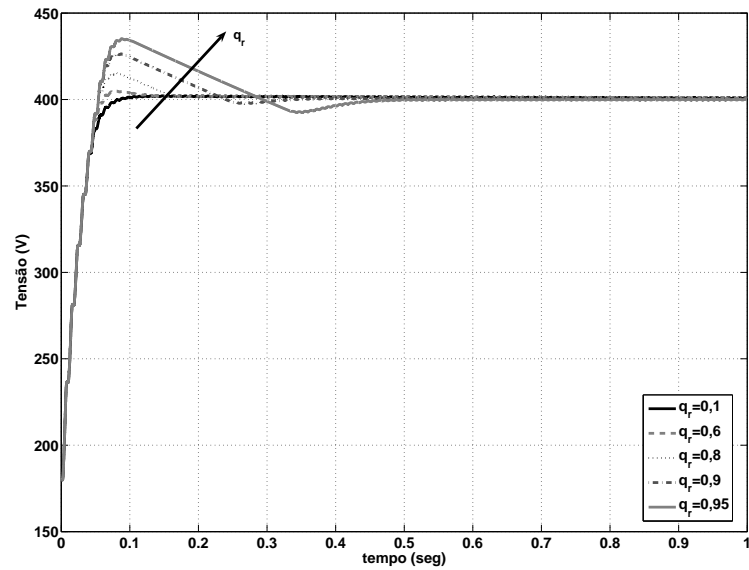


Figura 6.15: Formas de onda da tensão no barramento, variando-se  $q_r$  - Resposta ao Degrau.

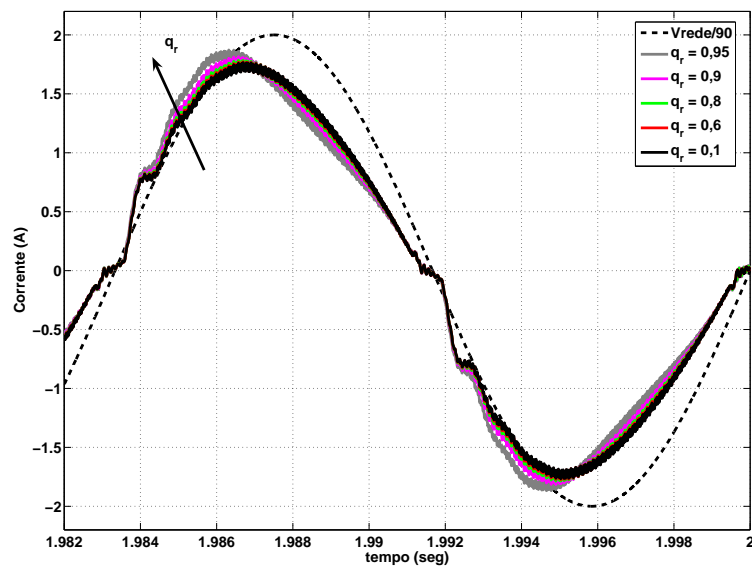


Figura 6.16: Formas de onda de tensão e corrente na entrada variando-se  $q_r$ .

A Figura 6.17 apresenta as formas de onda de corrente no indutor do conversor boost *CFP* e na entrada do reator eletrônico, onde pode-se observar umas das especificações de projeto, o *ripple* da corrente no indutor do boost é de 40%.

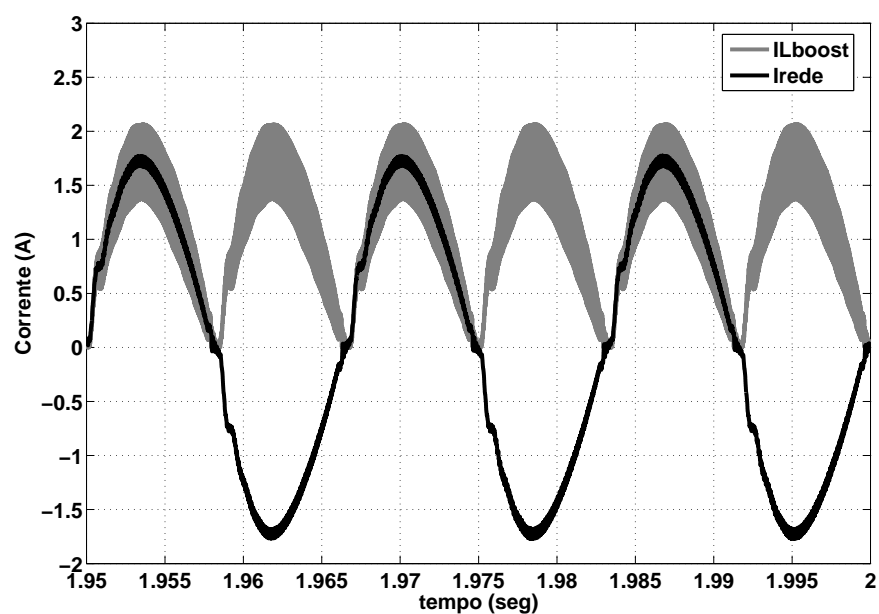


Figura 6.17: Formas de onda corrente na entrada e no indutor do boost.

### 6.5.1 Comparação entre as técnicas de controle apresentadas

Para avaliar as técnicas de controle utilizadas no reator eletrônico, fez-se um estudo comparativos entre o controle repetitivo e outras duas: (1) a primeira técnica consiste na utilização de dois *PIs* (tensão e corrente) com a amostragem da tensão da saída na mesma frequência da corrente do indutor, chamada de uma técnica de controle linear clássico. (2) A segunda técnica é semelhante a anterior, isto é, utiliza os mesmos *PIs* da técnica clássico, porém, a amostragem da tensão é realizada em  $120\text{Hz}$ , implementada através de um *ZOH* - (*Zero Order Holder*).

A segunda técnica, utilizando o *ZOH*, assim como o controle repetitivo, visa eliminar o efeito da ondulação de  $120\text{Hz}$  (tensão de *ripple*) presente no barramento *CC* [47]. A vantagem do controle repetitivo sobre o *ZOH* é a maior simplicidade de implementação.

A Figura 6.18 apresenta as três técnicas de controle estudadas. Onde a técnica clássica curto-circuita o bloco *ZOH*.

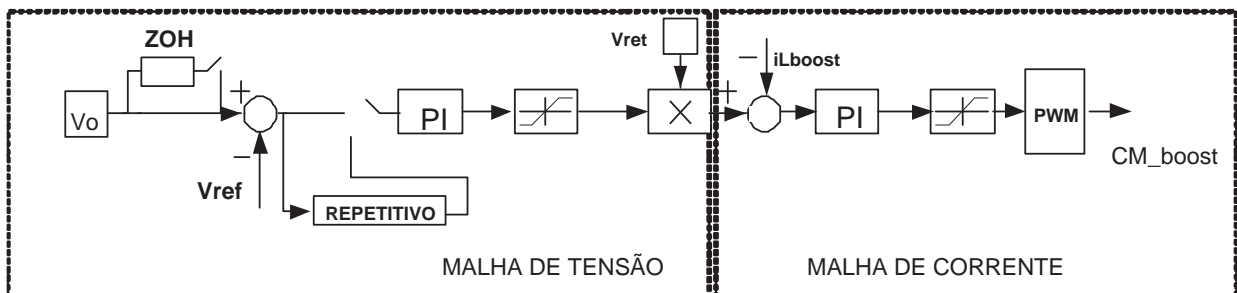


Figura 6.18: Diagrama dos controladores implementados.

As Tabelas 6.2 e 6.3 apresentam os ganhos  $K_p$  e  $K_i$  utilizados nos *PIs* de tensão e corrente para a configuração 1 e 2, respectivamente. Para a configuração 1 o *PI* de tensão é mais lento que o da configuração 2 e além disso, o *PI* de tensão do controlador repetitivo é ainda mais

lento que os outros. Note que as três técnicas usam *PI* como controlador principal.

Tabela 6.2: Valores dos ganhos  $K_p$  e  $K_i$  dos *PI*. Configuração 1.

Tipo	Tensão		Corrente	
	$K_p$	$K_i$	$K_p$	$K_i$
Clássico	1	50	0,5	1.000
<i>ZOH</i>	1	50	0,5	1.000
Repetitivo	0,5	0,5	0,5	1.000

Tabela 6.3: Valores dos ganhos  $K_p$  e  $K_i$  dos *PI*. Configuração 2.

Tipo	Tensão		Corrente	
	$K_p$	$K_i$	$K_p$	$K_i$
Clássico	1,5	75	0,5	1.000
<i>ZOH</i>	1,5	75	0,5	1.000
Repetitivo	1,5	75	0,5	1.000

A equação do controlador *PI* implementada pelo bloco da Figura 6.18 é dada por:

$$G(s) = \frac{K_i}{s} + K_p \quad (6.44)$$

As Figuras 6.19, 6.20 e 6.21 apresentam as formas de onda de tensão no barramento, tensão na rede atenuada 45 vezes ( $\frac{V_{rede}}{45}$ ) e corrente na rede e da *THD* para cada técnica implementada.

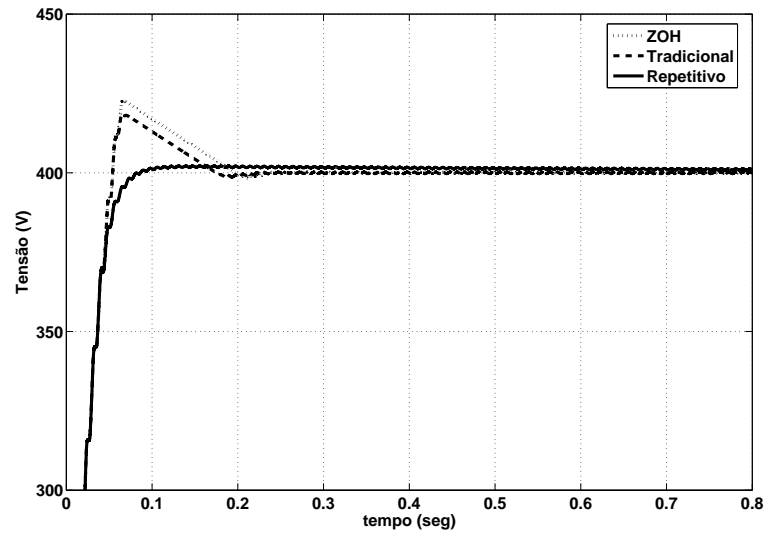


Figura 6.19: Formas de onda da tensão no barramento para cada técnica implementada - Resposta ao Degrau.

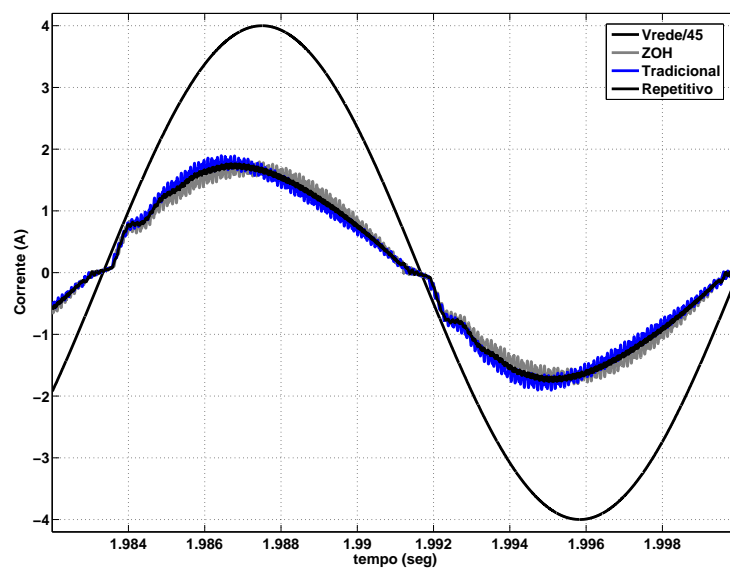


Figura 6.20: Formas de onda da corrente na entrada para cada técnica implementada.

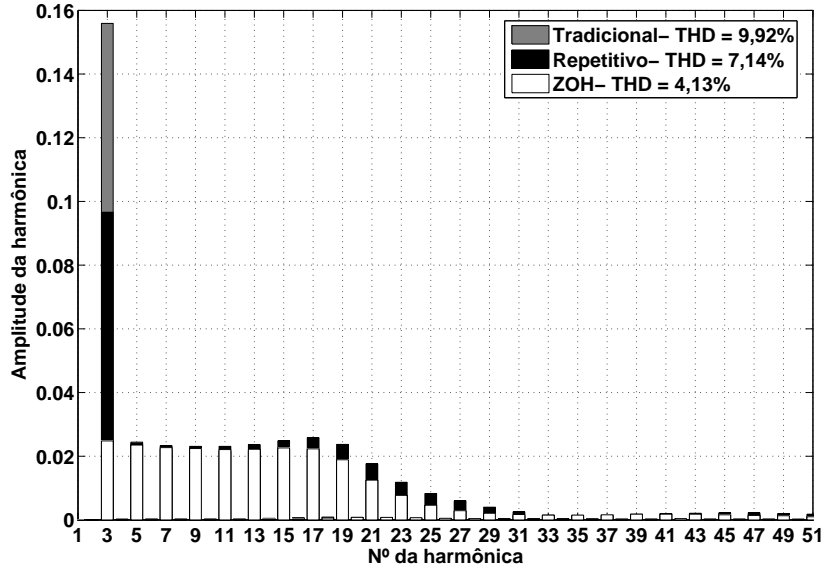


Figura 6.21: Comparativo das amplitudes das harmônicas (%) e a  $THD$  obtida para cada técnica implementada. Configuração 1.

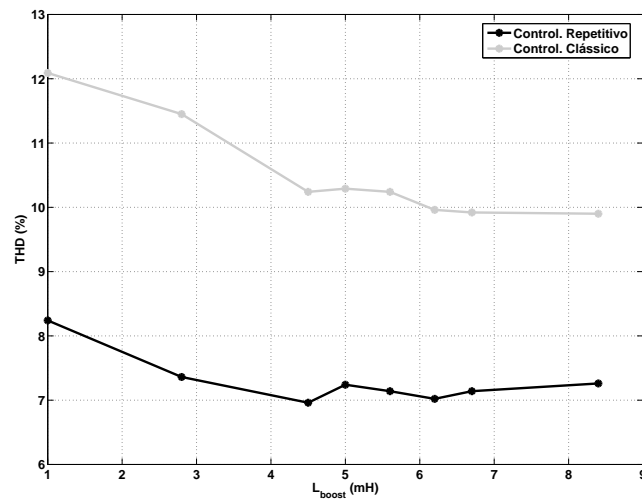
Visando demonstrar a robustez as variações paramétricas do  $L_{boost}$  e  $C_{boost}$ , inserida ao sistema pelo controlador repetitivo, foram realizados alguns testes. O primeiro teste realizado consiste na variação do valor da indutância do boost,  $L_{boost}$ , a fim de analisar a sua influência na  $THD$  da corrente de entrada do reator eletrônico.

A Figura 6.22 apresenta os resultados desses testes. A Figura 6.22(a) apresenta a variação a  $THD$  para o  $PI - 1$  e a Figura 6.22(b) apresenta os resultados para o  $PI - 2$ . Para esses testes o valor utilizado para  $C_r$  é de  $-0,9$ , por esse valor de  $C_r$  apresentar menor erro de "aprendizado".

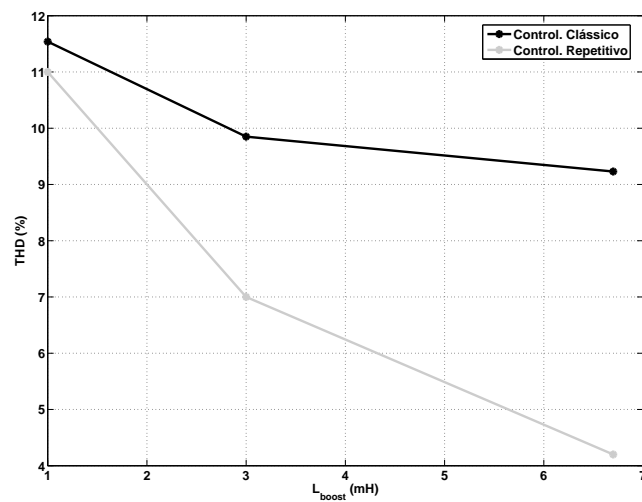
As Figuras 6.23(a) e 6.23(b) apresentam a influência da variação da capacitância do conversor boost na  $THD$  da corrente de entrada do reator eletrônico para o  $PI - 1$  e  $PI - 2$ , respectivamente. A análise desse gráfico permite afirmar que se pode diminuir o valor da



capacitância, conseqüentemente diminuir o volume, peso e preço final do reator eletrônico, sem comprometer o atendimento a norma.



(a)  $L_{boost}$  X  $THD$  - PI - 1.



(b)  $L_{boost}$  X  $THD$  - PI - 2

Figura 6.22: Influência da variação do  $L_{boost}$  na  $THD$ .

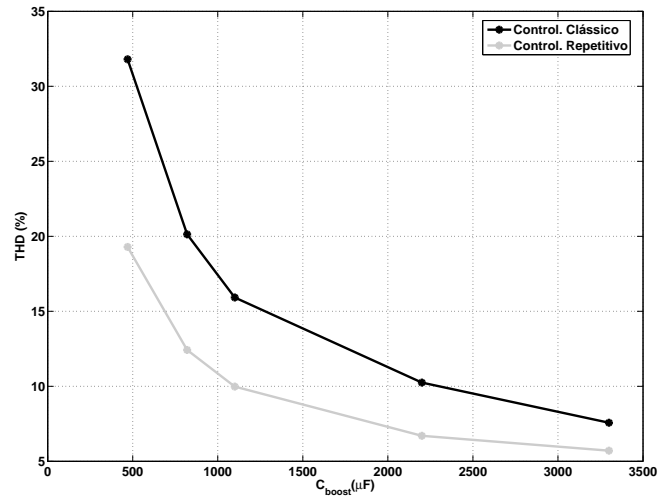
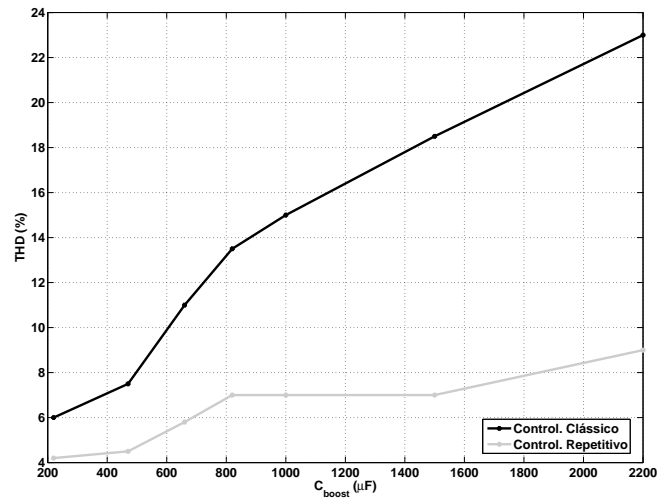
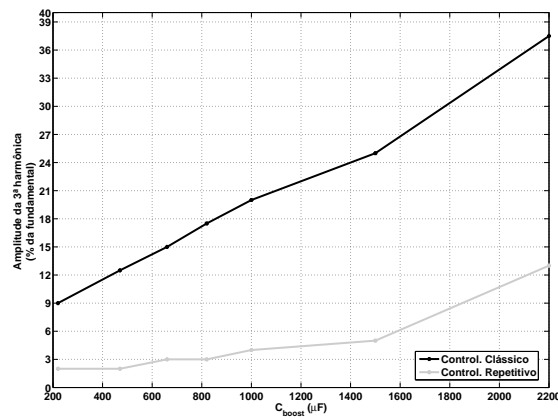
(a)  $C_{boost} \times THD - PI - 1$ .(b)  $C_{boost} \times THD - PI - 2$ .

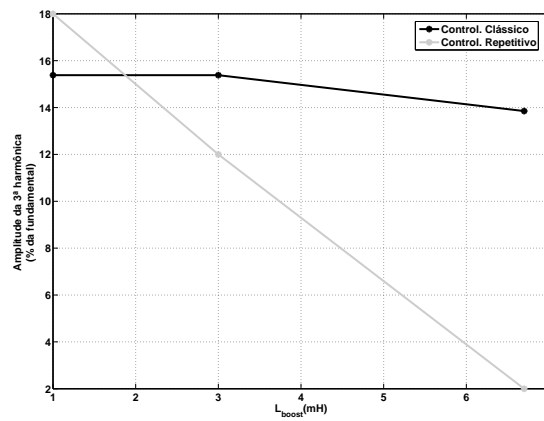
Figura 6.23: Influência da variação da capacitância do conversor boost na  $THD$  da corrente de entrada do reator eletrônico.

As Figuras 6.24(a) e 6.24(b) apresentam a influência da variação da capacitância e in-

dutância do conversor boost na amplitude da 3ª harmônica da corrente de entrada do reator eletrônico, respectivamente. O controlador  $PI$  utilizado é o  $PI - 2$ , para o  $Cr$  igual a  $-0,9$ ,  $qr$  igual a  $0,1$ .



(a)  $C_{boost}$  X amplitude da 3ª harmônica.



(b)  $L_{boost}$  X amplitude da 3ª harmônica.

Figura 6.24: Influência da variação da capacitância e indutância do conversor boost na amplitude da 3ª harmônica da corrente de entrada do reator eletrônico.

## 6.6 Conclusões do capítulo

Neste capítulo foi estudado o estágio de correção de potência para o reator eletrônico para lâmpadas *HPS*. Ressaltando as normas vigentes sobre quantidade de harmônica injetadas na rede elétrica e conseqüente, necessidade de que os reatores, de forma geral, apresentem fator de potência próximo de um.

Para o estágio de correção do fator de potência foi estudado o conversor boost. Estudou-se os seus modos de operação e o projeto do seu indutor visando a sua utilização para o reator eletrônico para a lâmpada *HPS-150W*.

Após a escolha do conversor boost como estágio de correção do fator de potência, passou-se para o estudo das técnicas de controle mais apropriadas para se atender a norma vigente, nesse caso, proporcionar uma baixa *THD* na corrente de entrada. Para isso foram realizadas simulações para três técnicas (clássica, *ZOH* e repetitiva) e feita a comparação entre elas.

É proposta nessa tese a utilização do controle repetitivo para atenuar a influência da ondulação de  $120Hz$  presente no barramento *CC* devido à ponte retificadora e o capacitor de saída do retificador. Essa ondulação é determinante na amplitude da terceira harmônica da corrente de entrada do reator eletrônico. Para a implementação do controle repetitivo foi feita uma breve revisão, a análise de seus ganhos na aplicação no controle do conversor boost *CFP*, na qual, o sinal a ser rejeitado é de baixa frequência, diferentemente das aplicações mais usuais desse controlador, como por exemplo, *UPS*.

O controlador composto por dois *PIs* (corrente e tensão), amostrando a tensão de saída na mesma frequência da corrente no indutor apresentou uma *THD* de 9,92%, atendendo a norma

vigente. Porém, o ajuste do PI de tensão é trabalhoso devido à sensibilidade do controlador à representação do valor do ganho em ponto fixo. Ao implementar o controlador com o *ZOH*, a *THD* obtida foi de 4,13%. Dessa forma, obtendo um resultado melhor que o anterior. O inconveniente da implementação do *ZOH* é a determinação do instante de amostragem, pois, a aquisição do valor correto é de suma importância para a regulação da tensão de saída do conversor. Uma aquisição feita em um instante errado de amostragem insere um erro estático na tensão de saída.

# Capítulo 7

## Resultados experimentais

### 7.1 Introdução

Com o objetivo de validar os estudos teóricos e de simulação realizados nos capítulos anteriores, foi implementado um protótipo de um inversor para realização dos ensaios.

A geração dos pulsos de comandos, tanto para a ignição da lâmpada quanto a operação em regime, foi feita por rotinas implementadas no *DSP TMS320F2812* da *Texas Instruments*. Nos DSP's da Texas os sinais de *PWM* são gerados pelo periférico gerenciador de eventos (*event manager*), que na família TMS320F28x são em número de dois (*EVA* e *EVB*).

Os blocos, deste periférico que estão diretamente relacionados com a geração dos sinais de *PWM*, são: os contadores de uso geral (*GP timer*), as unidades de comparação (*full-compare units*) e a unidade de tempo morto (*deadband unit*).

Cada bloco gerenciador de eventos possui dois contadores que podem ser programados para contar independentemente ou sincronizados entre si. Além disso, cada contador possui quatro modos diferentes de contagem; o modo *stop/hold*, modo crescente (*up*), modo cres-

cente/decrescente direcional (*up/down*) e modo crescente/decrescente (*up/down*) contínuo.

No bloco *full-compare units* existem três registros de comparadores. O valor de cada um destes registros é constantemente comparado com o valor da contagem do *GP timer 1*. Quando estes valores se igualam ocorre uma transição na saída de *PWM* correspondente.

O bloco *deadband unit* é responsável pela introdução dos tempos mortos nos sinais de *PWM* das chaves. Os valores destes tempos podem ser programados entre 0 e  $24\mu s$ .

Na implementação proposta usando DSP's da família TMS320F28x, o gerenciador de eventos EVA gera os sinais  $C_x(t)$ . Para isto, os contadores *GP timer 1* e o *GP timer 3* são programados para contar no modo crescente/decrescente contínuo e são defasados de  $180^\circ$ , como mostrado na Figura 7.1. Além disso, os registros comparadores das *full-compare units* são recarregados sempre que a contagem dos *GP timers* atingir zero ou o período da contagem, atualizando as larguras de pulso.

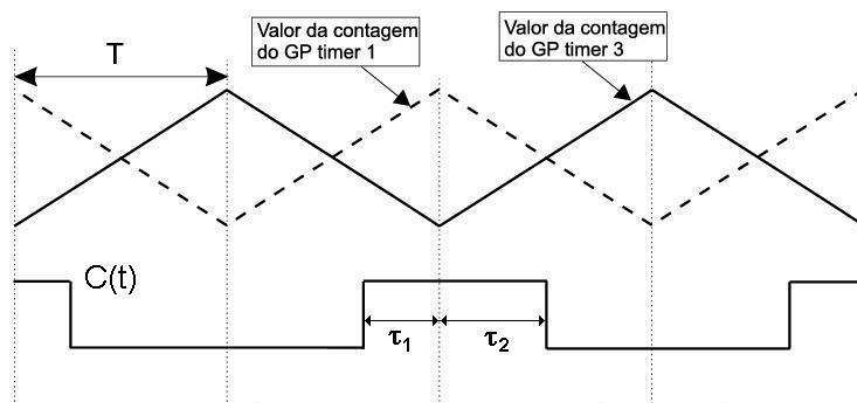


Figura 7.1: Geração do pulso de comando no modo assimétrico

Toda a programação é feita na linguagem C/C++. O processo de ignição implementado foi discutido no Capítulo 5.

As chaves semicondutoras utilizadas para implementar o reator eletrônico foram IGBTs

(*IRGB20B60PD1*), com corrente de coletor de  $13A$ , tensão  $V_{ce}$  de  $600V$  e frequência de chaveamento de  $150kHz$ . Para o comando destes IGBTs foram utilizados os circuitos driver *MC33153P* da *OnSemi*<sup>®</sup>. O indutor foi implementado utilizando um núcleo de ferrite da *Thornton*<sup>®</sup> o *E42* e o capacitor foi de polipropileno de  $100nF$  com tensão de  $500V$  da *Icotron*<sup>®</sup>.

## 7.2 Ensaios experimentais realizados

Nesta seção, são apresentados os resultados experimentais do inversor para o acionamento da lâmpada *HPS* sem a ocorrência da ressonância acústica. As formas de onda apresentadas foram obtidas através de um osciloscópio digital Tektronix-720 e visualizada através do software Wavestar. As lâmpadas utilizadas para os ensaios realizados foram a Lucalox LU150/100/D/40, *GE*<sup>®</sup>, VIALOX NAV-E 4Y, *OSRAM – SILVANIA*<sup>®</sup> e a SON PRO -150, *PHILIPS*<sup>®</sup>, ambas de potência nominal de  $150W$  e tensão de alimentação de  $100V_{rms}$ .

### 7.2.1 Ensaio 1 - Região sem ocorrência da ressonância acústica

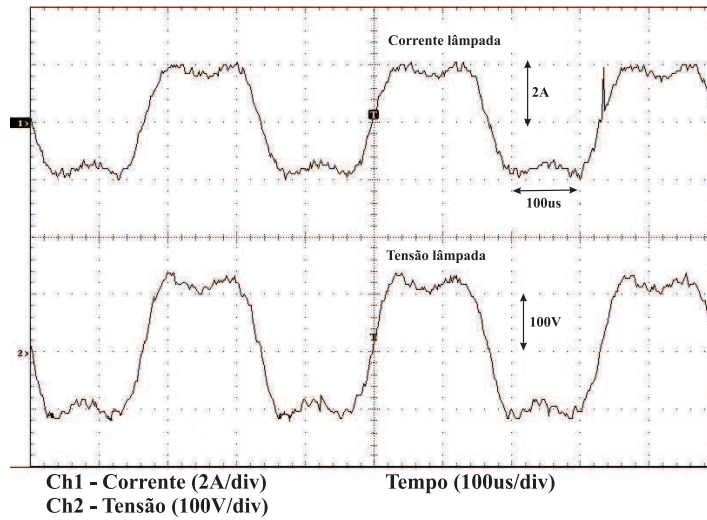
O primeiro ensaio realizado consistiu na injeção da 3<sup>a</sup> harmônica com amplitude  $a_3 = 1/3$  da fundamental, numa região onde não se observa a ressonância acústica. Esse ensaio tem como objetivo mostrar que a técnica proposta de injeção de harmônica via *PWM* não excita a ressonância acústica. Para esse ensaio utilizou-se a frequência fundamental de  $3kHz$ , logo a da 3<sup>a</sup> harmônica de  $9kHz$  e a frequência de *PWM* de  $32.768Hz$ . A frequência de ignição foi de  $73.770Hz$ .

A Figura 7.2(a) mostra as formas de onda de tensão e corrente aplicadas à lâmpada *HPS*,

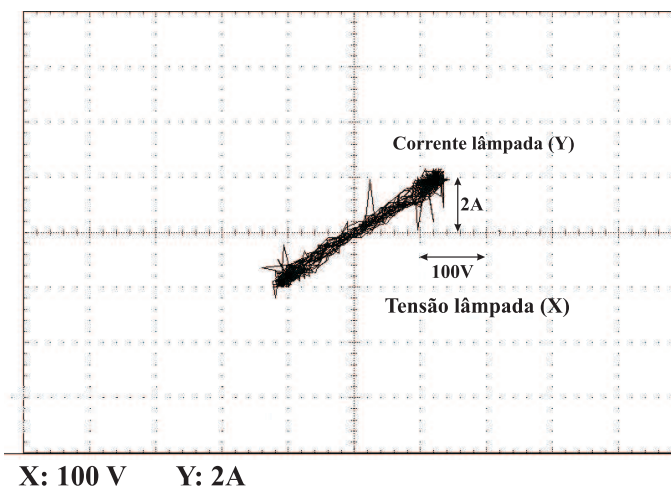


---

em regime. A Figura 7.2(b) apresenta a característica  $VxI$  da lâmpada operando nestas condições. Note-se a característica linear da lâmpada diferentemente quando se observa apenas a aplicação da uma senóide de mesma frequência fundamental, como observado na Figura 4.24 [1].



(a) Tensão (100V/div) e corrente (2A/div) aplicada à lâmpada. Escala de tempo:  $100\mu s/div$ .



(b) Característica  $V \times I$  da lâmpada.

Figura 7.2: Formas de onda de tensão e corrente na lâmpada e sua característica  $V \times I$ .  $f_{fund} = 3kHz$ .

A Figura 7.3 mostra uma fotografia do arco elétrico da lâmpada operando nessa condições. Pode-se observar o arco elétrico estável não apresentando a ressonância acústica. Além da

fotografia do arco, a envoltória da corrente na lâmpada que mostra a não ocorrência da ressonância acústica, método também utilizado por Anderson e Perin em [41] determinação da ocorrência da ressonância acústica. A Figura 7.4 mostra a tensão na saída do inversor, antes do filtro  $LC$ . Pode-se observa a característica do  $PWM$  3 níveis.

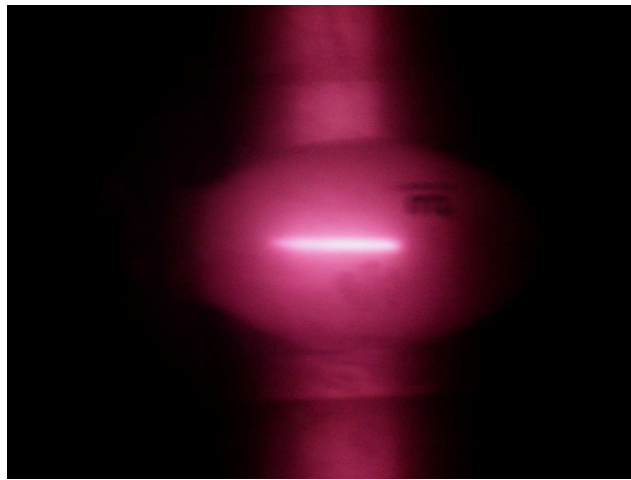


Figura 7.3: Fotografia do arco elétrico da lâmpada.  $f_{fund} = 3kHz$ .

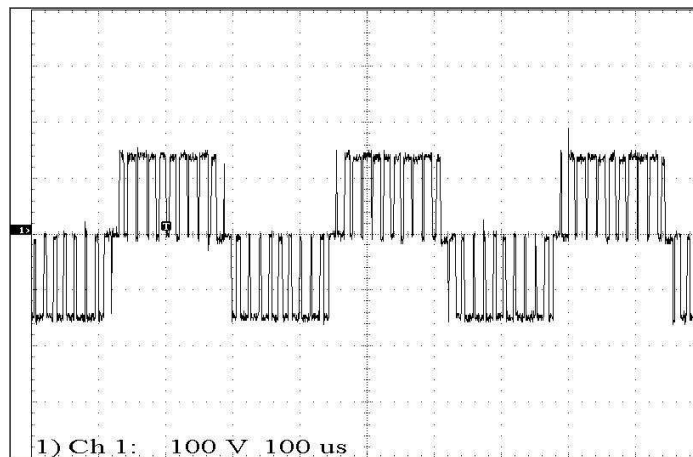
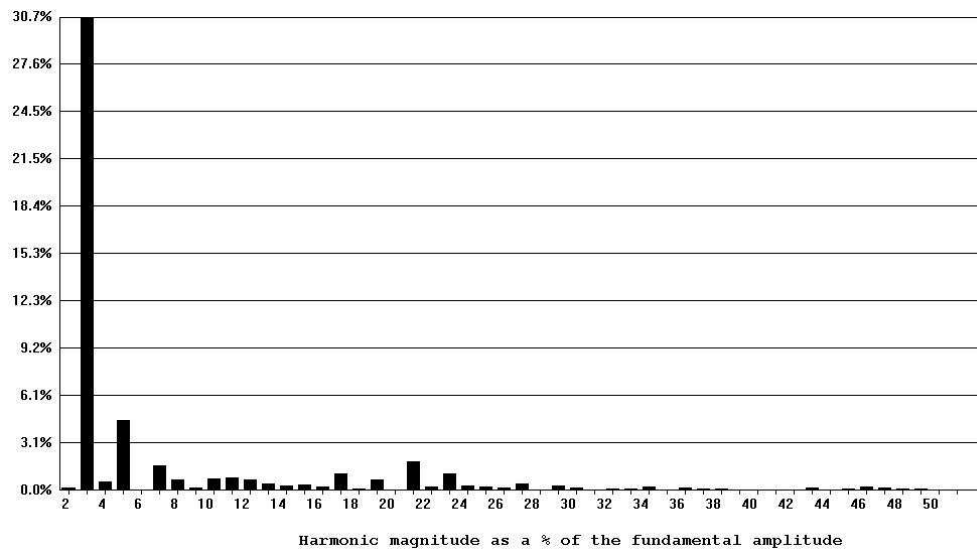


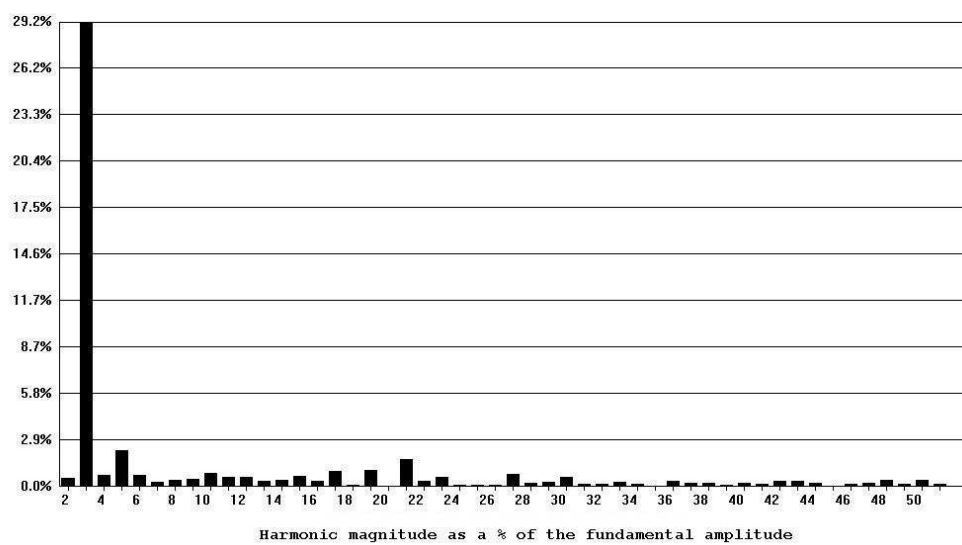
Figura 7.4: Forma de onda de tensão (100V/div) na saída do inversor.  $f_{fund} = 3kHz$ .

As Figuras 7.5(a) e 7.5(b) apresentam o espectro em frequência da tensão e corrente aplicados à lâmpada na qual pode-se observar principalmente o valor da amplitude da 3ª

harmônica, 30,7% para tensão e 29,2% para corrente.



(a) Espectro da tensão.



(b) Espectro da corrente.

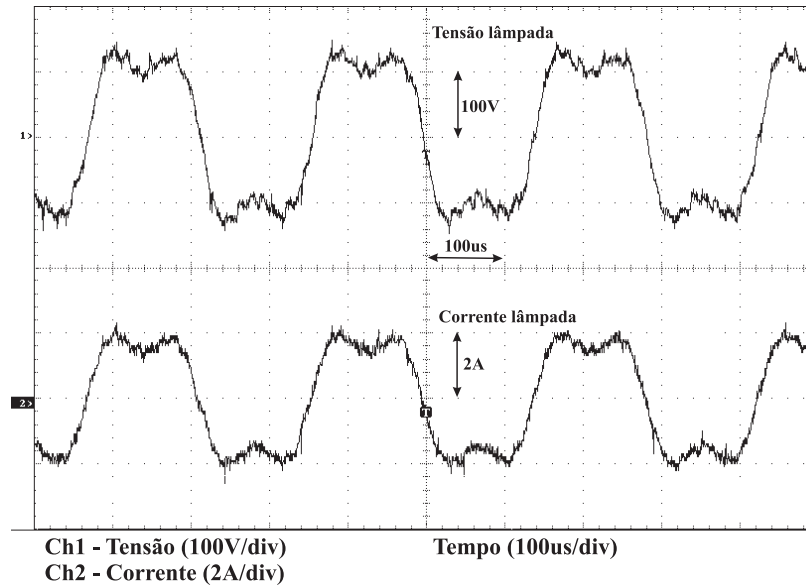
Figura 7.5: Espectro da tensão e corrente na lâmpada.

### 7.2.2 Ensaio 2 - Região com ocorrência da ressonância acústica

O segundo ensaio realizado consistiu na injeção da 3ª harmônica com amplitude  $a_3 = 1/3$  da fundamental, numa região onde se observa a ressonância acústica, região citada em [41]. Esse ensaio tem como objetivo mostrar que a técnica proposta de injeção de harmônica via *PWM* não excita a ressonância acústica. Para esse ensaio utilizou-se a frequência fundamental de  $3,5kHz$ , logo a da 3ª harmônica de  $10,5kHz$  e a frequência de *PWM* de  $32.768Hz$ . A frequência de ignição foi de  $73.770Hz$ .

A Figura 7.6(a) mostra as formas de onda de tensão e corrente aplicadas à lâmpada *HPS*, em regime. A Figura 7.6(b) apresenta a característica  $VxI$  da lâmpada operando nestas condições. Note-se a característica linear da lâmpada diferentemente quando se observa apenas a aplicação da uma senóide de mesma frequência fundamental, como observado na Figura 4.24 [1].

A Figura 7.7 mostra uma fotografia da lâmpada operando nessa condições. Pode-se observar o arco elétrico estável não apresentando a ressonância acústica. Além da fotografia do arco, a envoltória da corrente na lâmpada mostra que não está ocorrendo a ressonância acústica [41]. A Figura 7.8 mostra a tensão na saída do inversor, antes do filtro *LC*. Pode-se observar a característica do *PWM* 3 níveis.



(a) Tensão (100V/div) e corrente (2A/div) aplicada à lâmpada.

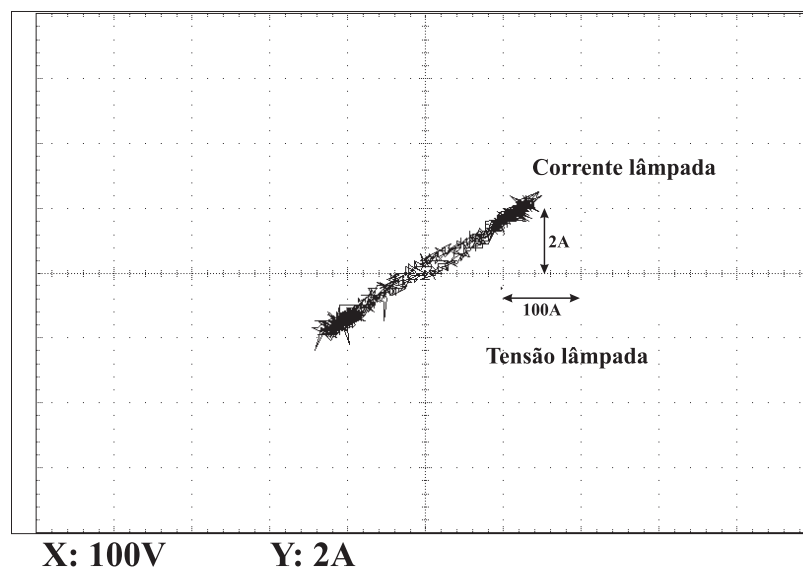
Escala de tempo: 100 $\mu$ s/div(b) Característica  $V \times I$  da lâmpada.

Figura 7.6: Formas de onda de tensão e corrente na lâmpada e sua característica  $V \times I$ .  $f_{fund} = 3,5kHz$

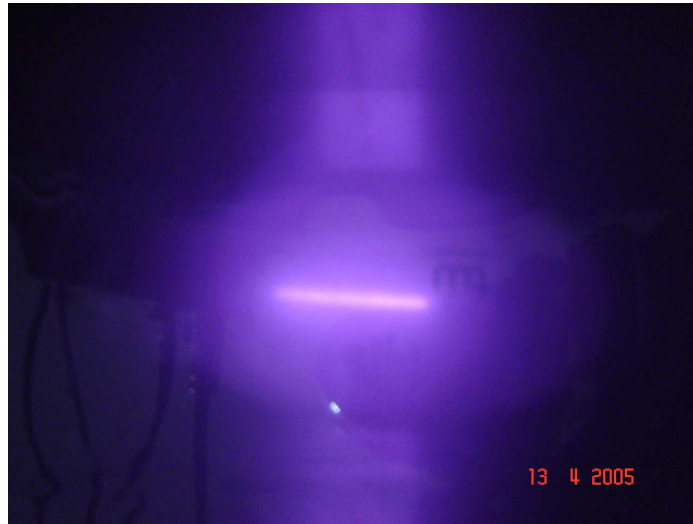


Figura 7.7: Fotografia do arco elétrico da lâmpada.

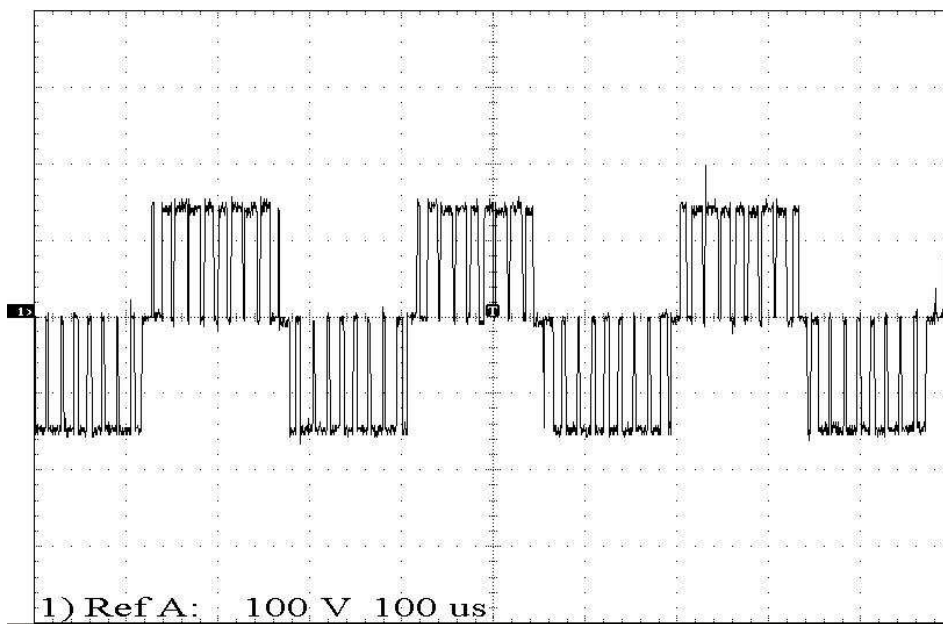
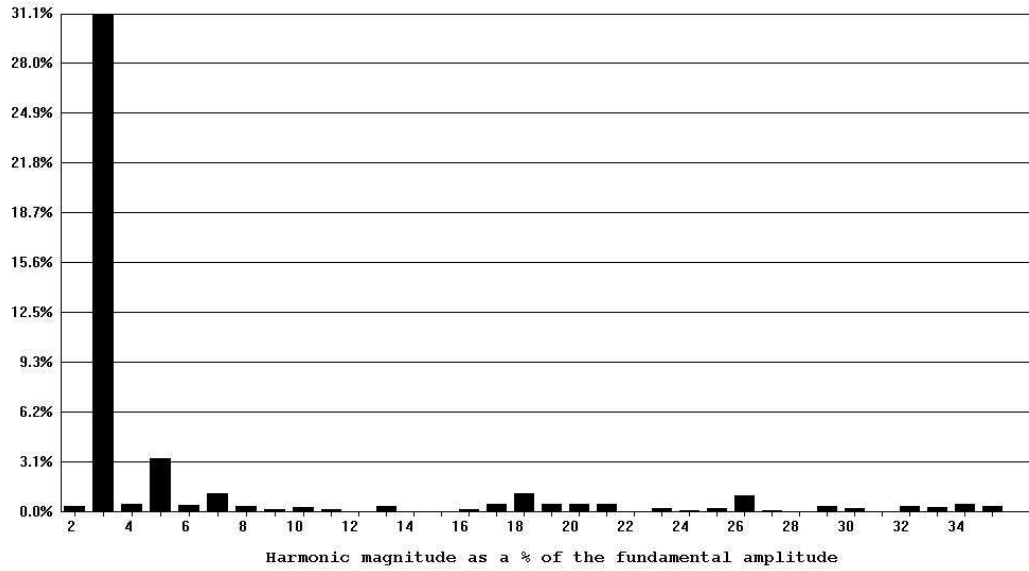
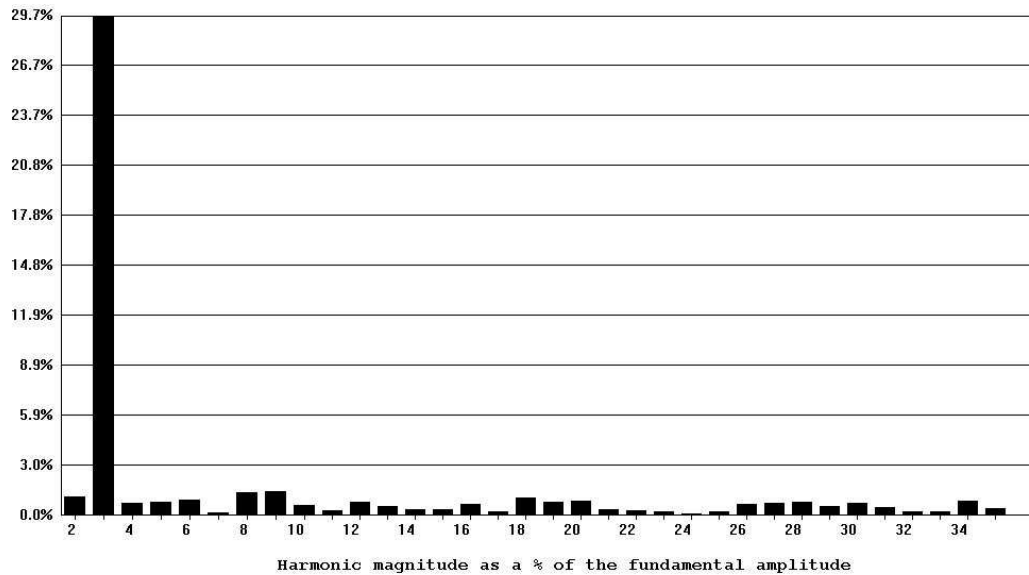


Figura 7.8: Forma de onda de tensão ( $100V/div$ ) na saída do inversor.  $f_{fund} = 3,5kHz$ .

As Figuras 7.9(a) e 7.9(b) apresentam o espectro em frequência da tensão e corrente aplicados à lâmpada na qual pode-se observar principalmente o valor da amplitude da 3<sup>a</sup> harmônica, 31,1% para tensão e 29,7% para corrente.



(a) Espectro da tensão.



(b) Espectro da corrente.

Figura 7.9: Espectro da tensão e corrente na lâmpada.



A Figura 7.10 mostra a fotografia do arco elétrico da lâmpada apresentando o fenômeno da ressonância acústica. Pode-se observar uma atenuação nas bordas do arco e que provocou o seu desligamento. Para esse ensaio foi sintetizada uma senóide de frequência de  $3,5kHz$  e utilizando uma frequência de chaveamento de  $32,678kHz$ .



Figura 7.10: Fotografia do arco elétrico apresentando ressonância acústica.

Em ambos ensaios (1 - Região sem ocorrência da ressonância acústica e 2 - Região com ocorrência da ressonância acústica) a lâmpada entrou em regime nominal de operação, ou seja,  $100V_{rms}$  e  $1,5A_{rms}$ , ou seja com a potência nominal elétrica de  $150W$ .

### 7.3 Influência da amplitude da terceira harmônica

A partir dos testes descritos anteriormente, para a lâmpada LUCALOX LU150/100/D/40, da GE. Foram realizados ensaios variando-se a amplitude da 3ª harmônica (% da fundamental) entre (5 – 40)% na faixa onde se observa a *RA* (faixa 1). Para uma análise mais completa, a técnica de injeção de harmônicas via *PWM* proposta foi empregada na alimentação de mais duas (2) lâmpadas de 150W de fabricantes diferentes. Dessa forma, as lâmpadas ensaiadas nesta tese foram: GE Lucalox LU150/100/D/40; OSRAM VIALOX NAV-E 4Y e PHILIPS SON PRO.

A influência da amplitude da terceira harmônica na ocorrência da *RA*, para esta faixa é apresentada na Figura 7.11 [46, 48]. Para a faixa 1, a frequência fundamental é de  $3,5kHz$  e a frequência de chaveamento é de  $32.746Hz$ .

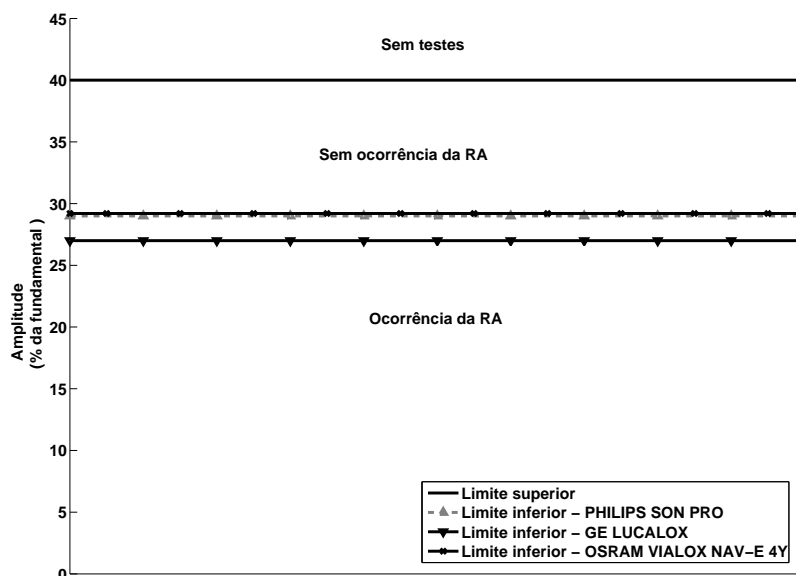


Figura 7.11: Regiões determinadas pela amplitude da terceira harmônica, para a faixa 1.

As Figuras 7.12 e 7.13 apresentam o espectro harmônico da tensão e corrente nas lâmpadas ensaiadas, respectivamente. Para esses ensaios a amplitude da 3ª harmônica foi 1/3, para a faixa 1.

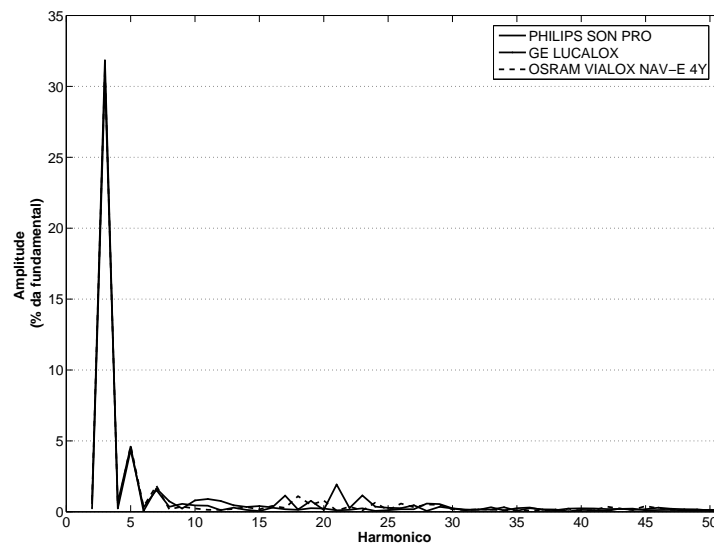


Figura 7.12: Espectro harmônico da tensão,  $f_{PWM} = 32.768Hz$ .

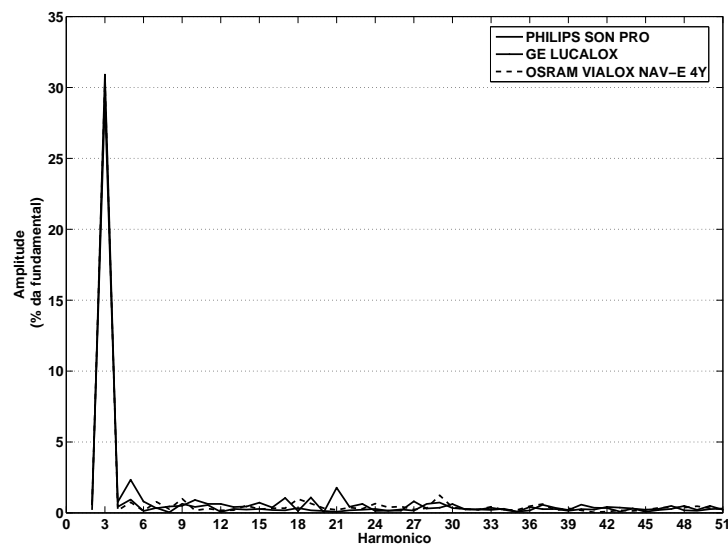


Figura 7.13: Espectro harmônico da corrente,  $f_{PWM} = 32.768Hz$ .

Observando-se a Figura 7.11 pode-se determinar duas regiões delimitadas por  $a_3$  (amplitude da terceira harmônica conforme a Equação 4.9), com e sem aparecimento da  $RA$ . A região sem ocorrência de  $RA$  esta situada entre  $27\% < a_3 < 40\%$  da amplitude da fundamental. Observa-se ainda, que ao aumentar  $a_3$  acima o valor de  $40\%$  da fundamental, não se pode sintetizar a tensão aplicada à lâmpada. Dessa forma entra-se na região de sobre-modulação, uma vez que ao somar a fundamental e a terceira harmônica a tensão de referência fica maior que 1. É importante ressaltar que ao aumentar a amplitude da tensão do barramento diminui-se e o ruído audível.

Quando se diminui o valor de  $a_3$ , abaixo de  $27\%$  da fundamental, não se consegue evitar a  $RA$ . Nessa situação, a forma de onda de tensão de alimentação da lâmpada tende a uma forma de onda senoidal, ou seja, apenas com a frequência fundamental e como essa frequência está na faixa 1, o fenômeno da  $RA$  ocorre.

## 7.4 Ensaios com sinais modulados de tensão alimentando lâmpadas *HPS* de 150W

Utilizando o mesmo protótipo descrito anteriormente, foi implementada a técnica de modulação de tensão com saturação para a comprovação da eficiência da mesma. A frequência de *PWM* foi igual a  $32.678Hz$ , a frequência da fundamental foi de  $12kHz$  e a frequência modulante foi de  $300Hz$ .

A partir das Figuras 7.14 e 7.15 pode-se verificar a influência da variação da  $v_{sat}$  na forma de onda de tensão aplicada a carga resistiva ( $80\Omega$ ). Tal fato se reflete no fator de crista e no valor eficaz (*rms*) entregue à carga e também no valor do barramento *CC*.

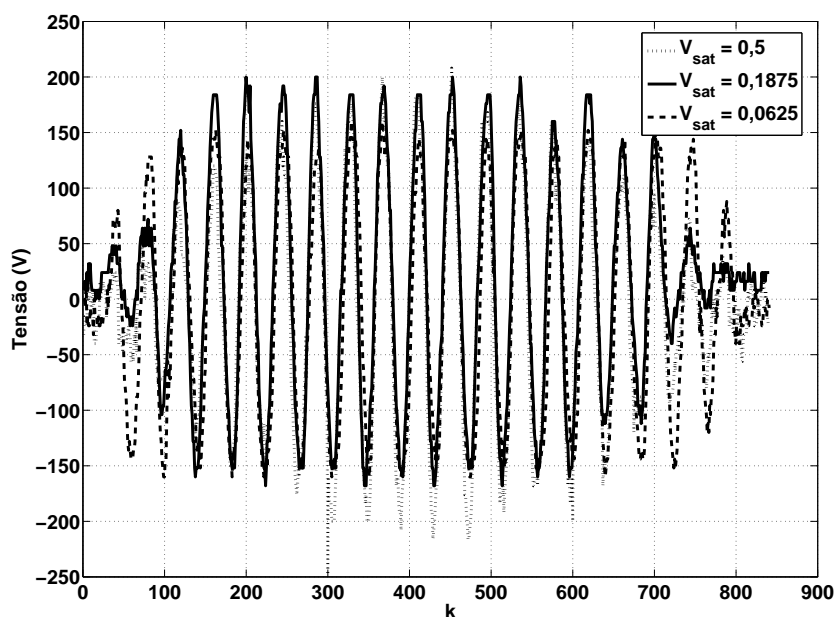


Figura 7.14: Formas de onda de tensão variando-se a  $v_{sat}$ .

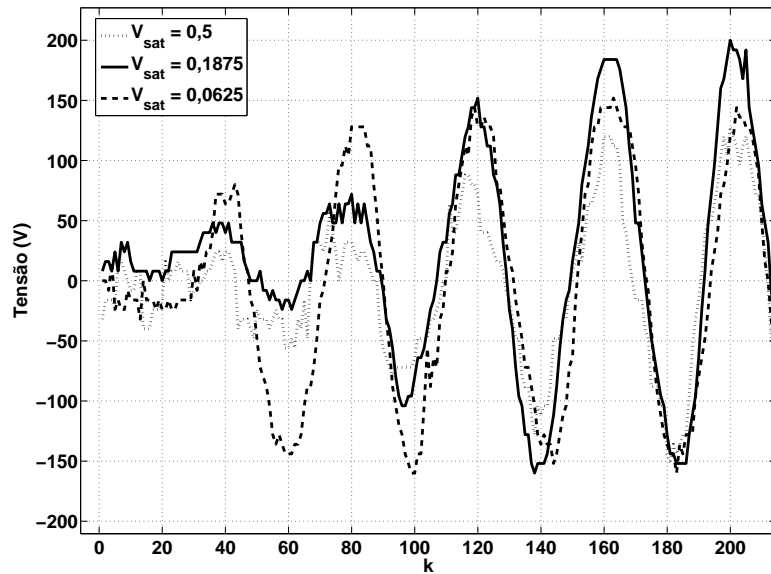
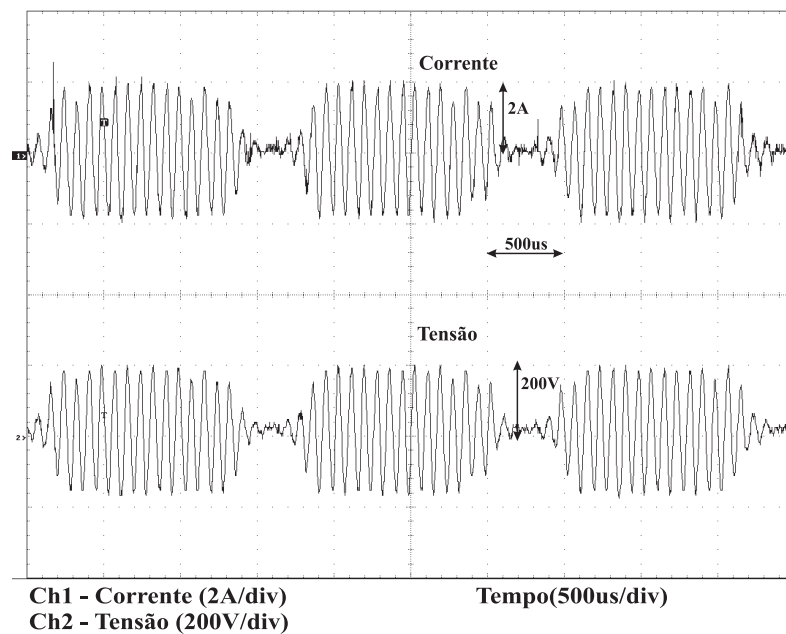
Figura 7.15: Detalhe das formas de onda de tensão variando  $v_{sat}$ .

Figura 7.16: Formas de onda de tensão (200V/div) e corrente (2A/div) medidas na carga resistiva.

Escala de tempo: 500  $\mu s$ /div.

A Figura 7.16 apresenta as formas de onda de tensão e corrente aplicadas à carga resistiva de  $80\Omega$ , com  $f_{fund} = 12kHz$  e  $f_{mod} = 300Hz$ . A frequência de chaveamento,  $f_{PWM}$  é de  $32,678kHz$  e  $v_{sat} = 0,1875$ .

A Figura 7.17 apresenta as formas de onda de tensão e de corrente aplicadas à lâmpada no processo de aquecimento (entrada em regime), para  $f_{fund} = 6kHz$ ,  $f_{mod} = 300Hz$  e  $v_{sat} = 0,1875$ . A principal característica é a baixa potência devido ao grande deslocamento entre os máximos de tensão e corrente.

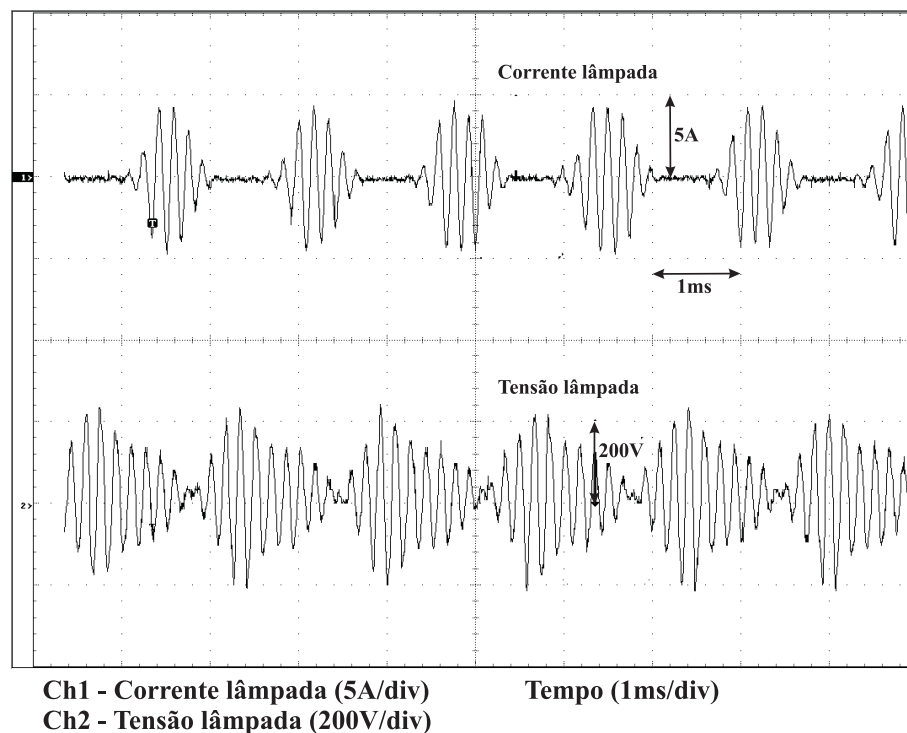


Figura 7.17: Formas de onda de tensão ( $200V/div$ ) e corrente ( $5A/div$ ) aplicadas à lâmpada *HPS*, em aquecimento. Escala de tempo:  $1ms/div$ .

A Figura 7.18 apresenta as formas de onda de tensão e de corrente aplicadas à lâmpada em regime permanente, para  $f_{fund} = 6kHz$ ,  $f_{mod} = 300Hz$  e  $v_{sat} = 0,1875$ . Ao se comparar com a Figura 7.19, na qual a  $f_{fund} = 12kHz$ , pode-se observar a melhoria no fator de crista

e o melhor aproveitamento do barramento  $CC$ .

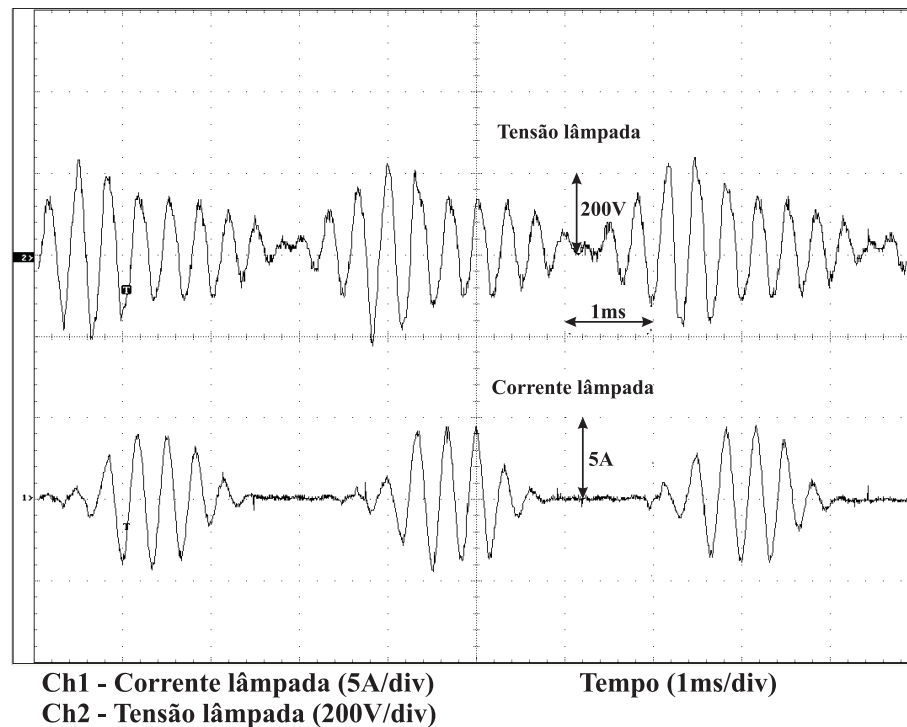


Figura 7.18: Formas de onda de tensão ( $200V/div$ ) e corrente ( $5A/div$ ) aplicadas à lâmpada  $HPS-150W$ , em regime permanente,  $f_{fund} = 6kHz$  e  $f_{mod} = 300Hz$ . Escala de tempo:  $1ms/div$ .

A Figura 7.19 apresenta as formas de onda de tensão e corrente aplicadas à lâmpada  $HPS-150W$ , em regime permanente com potência nominal, para  $f_{fund} = 12kHz$  e  $f_{mod} = 300Hz$ . Pode-se observar a modulação em amplitude, ou seja, uma modulante de baixa frequência modulando uma onda de alta frequência. A característica não-linear da lâmpada fica bem caracterizada, como apresentado na Figura 4.24 [1].



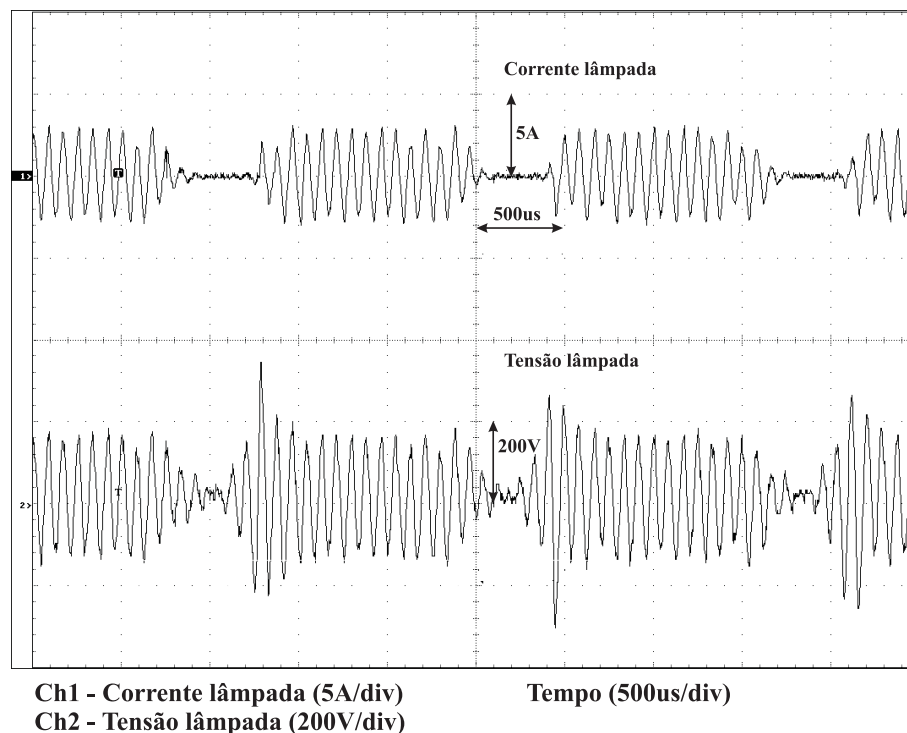


Figura 7.19: Formas de onda de tensão ( $200V/div$ ) e corrente ( $5A/div$ ) aplicadas à lâmpada *HPS* –  $150W$ , em regime permanente,  $f_{fund} = 12kHz$  e  $f_{mod} = 300Hz$ . Escala de tempo:  $500\mu s/div$ .

Outra observação importante feita obtida a partir da Figura 7.19 é que o valor máximo da corrente aplicada à lâmpada é  $3,0A$ , e o seu valor eficaz é  $1,72A$ , para  $v_{sat} = 0,1875$ . Dessa forma, o fator de crista é de  $1,754$ , atendendo a norma ANSI C78.42, Parte IV.

A verificação da ocorrência ou não, da ressonância acústica foi feita visualmente e através da análise da corrente *CC* [43]. É importante ressaltar que para a técnica de injeção de sinais modulados de tensão não foram observados *flicker* ou ruído audível na luminária.

## 7.5 Ensaios do ignitor proposto

A Figura 7.20 apresenta a forma de onda da tensão de ignição obtida através do ignitor proposto. Após o tempo de ignição determinado, é feita a comutação da frequência de ignição para a frequência de *PWM* e a inserção do capacitor de regime,  $C_{ss}$ , garantindo o valor da capacitância do filtro *LC*. Dessa forma, garantindo a aplicação de sinais tanto com harmônicas quanto sinais modulados de tensão à lâmpada *HPS*. Pode-se observar o fenômeno de batimento na tensão aplicada à lâmpada e que seu valor máximo é  $1.900V$ . A frequência de ignição utilizada foi  $73.770Hz$  [62]. O relé utilizado, para implementar  $S_{ign}$ , foi o *JX2RC2* da *Metaltex*®

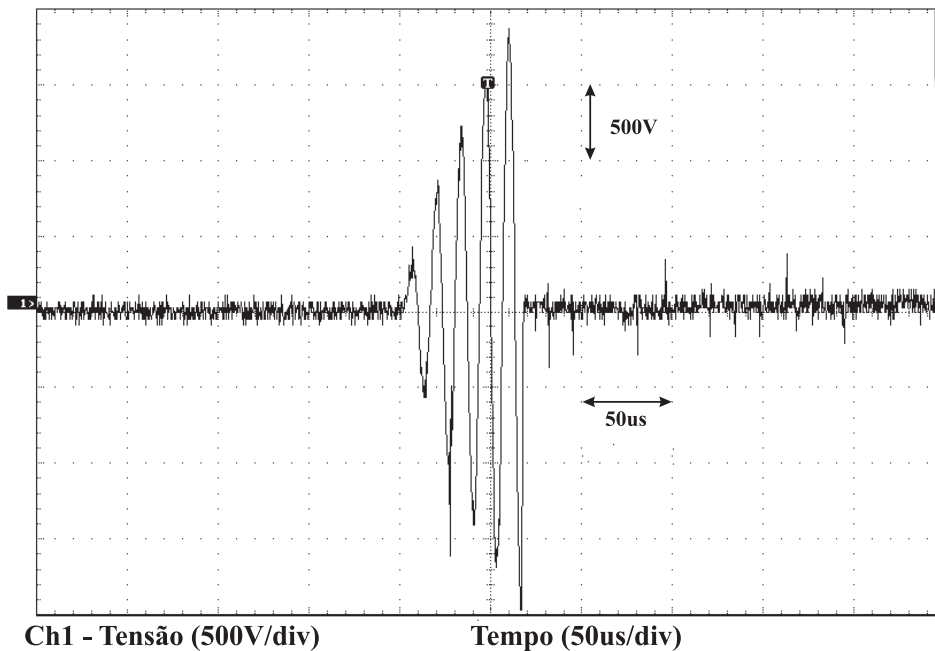


Figura 7.20: Forma de onda da tensão de ignição ( $500V/div$ ) aplicada à lâmpada *HPS* –  $150W$ .

Escala de tempo:  $50\mu s/div$ .

A Figura 7.21 apresenta as formas de onda de tensão de ignição aplicadas às lâmpadas GE Lucalox and PHILIPS SON PRO. Note que, o valor de pico da tensão de ignição é  $1.900V$ . A forma de onda da tensão de ignição da lâmpada OSRAM VIALOX NAV-E 4Y foi omitida por ser muito semelhante a forma de onda da lâmpada PHILIPS SON PRO.

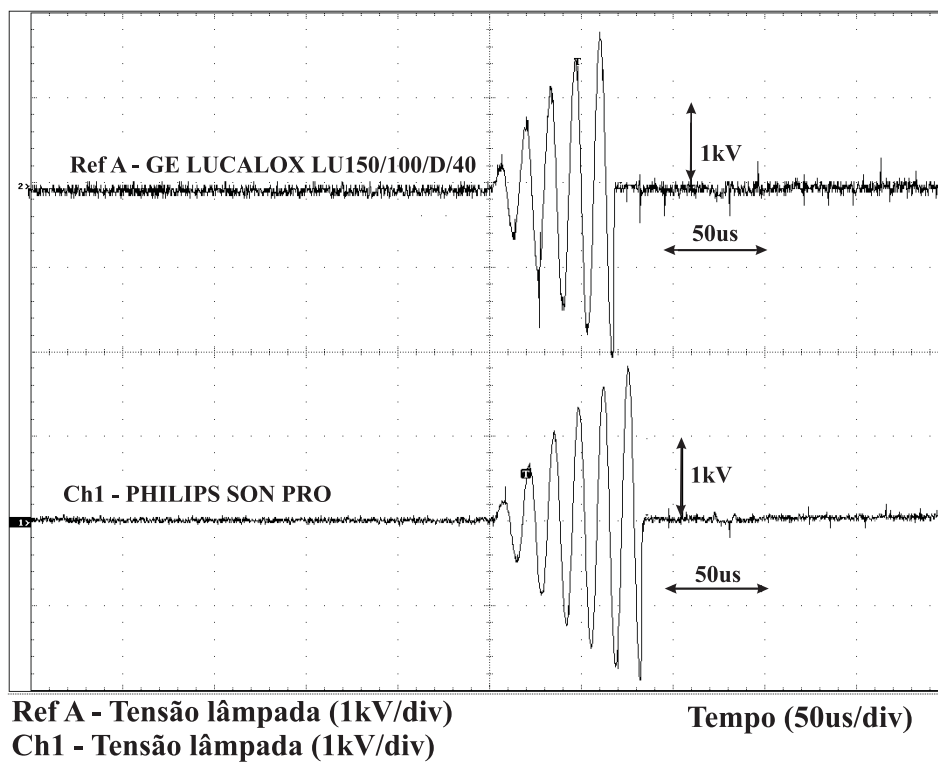


Figura 7.21: Forma de onda da tensão de ignição ( $1kV/div$ ) aplicada à lâmpada *HPS* –  $150W$ , para diferentes fabricantes. Escala de tempo:  $50\mu s/div$ .

Para verificar a geração de uma tensão de valor máximo de  $2.900V$  utilizou-se uma carga resistiva de  $1M\Omega$ , simulando o circuito aberto. A Figura 7.22 mostra a forma de onda de tensão aplicada a uma carga resistiva. Pode-se observar o valor da tensão de ignição de  $2.900V$ , para uma frequência de chaveamento de  $73.770Hz$ .

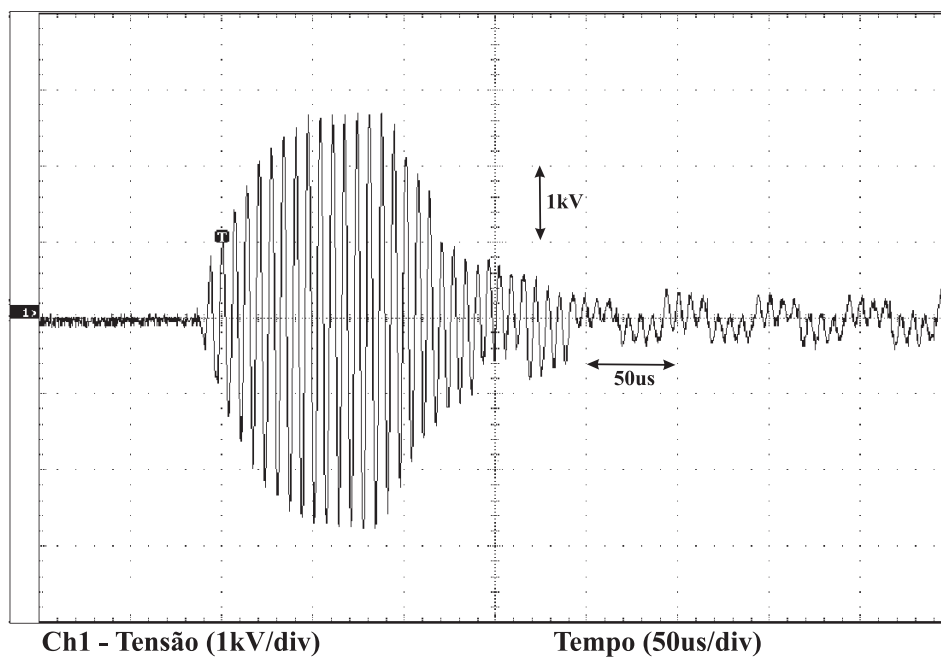


Figura 7.22: Forma de onda da tensão ( $1kV/div$ ) aplicada à uma carga resistiva  $1M\Omega$ , (circuito aberto). Escala de tempo:  $50\mu s/div$ .

## 7.6 Ensaio do estágio de Correção do Fator de Potência baseado no conversor boost

Visando a implementação do reator eletrônico com alto rendimento, foi utilizado um conversor boost como estágio de correção do fator de potência. Neste trabalho foram implementadas duas técnicas para o controle do conversor boost: a clássica (a tensão sendo amostrada na mesma frequência da corrente) e a que utiliza o controlador repetitivo. Para esses ensaios a referência para a tensão de saída foi de  $250V$ . Dessa forma, diminui-se o valor de tensão aplicada na chave semicondutora, reduz-se o valor da indutância do boost para  $3mH$ . Para alimentação da lâmpada foram utilizados índices de modulação maiores, o que diminui a  $THD$  da tensão aplicada à lâmpada.

A Figura 7.23 apresenta a forma de onda de corrente e tensão na entrada do reator eletrônico implementado, para o controle clássico.

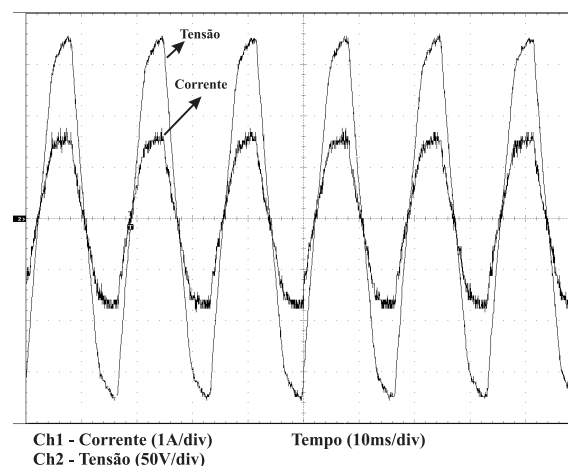
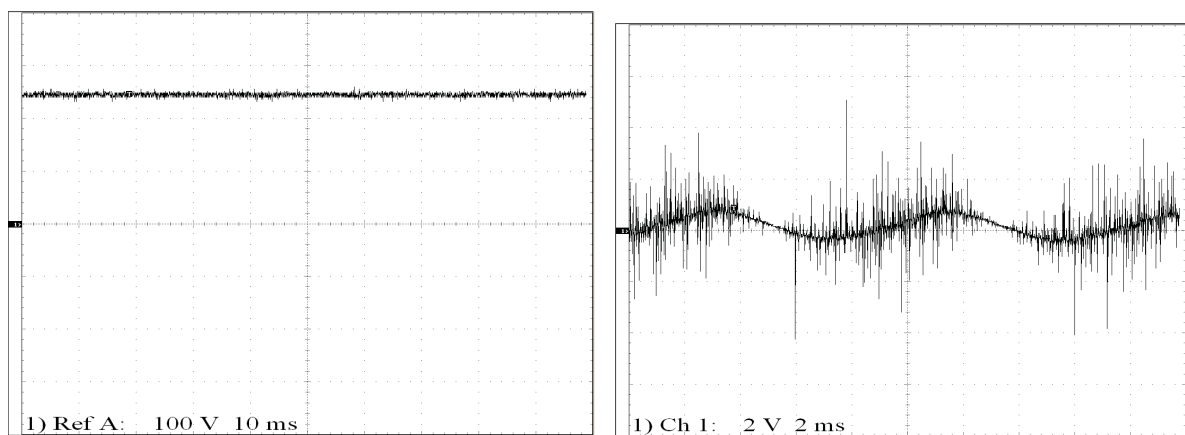


Figura 7.23: Forma de onda de tensão ( $50V/div$ ) e corrente ( $1A/div$ ) na rede elétrica em regime permanente. Escala de tempo:  $10ms/div$ .

Com o objetivo de comprovar o funcionamento da malha de tensão é apresentada, na Figura 7.24(a), a forma de onda de tensão na saída do conversor boost, a qual é a tensão de entrada do inversor. A Figura 7.24(b) mostra a ondulação da tensão de saída do conversor boost para  $C_{boost} = 1500\mu F$ .



(a) Tensão ( $100V/div$ ) de saída do conversor boost. Escala de tempo:  $10ms/div$ .

(b) Ondulação da tensão de saída. Escala de tensão:  $2V/div$  e escala de tempo:  $2ms/div$ .

Figura 7.24: Formas de onda de tensão de saída do conversor boost, para  $C_{boost} = 1500\mu F$ . Controlador Clássico.

Pode-se observar que a corrente e a tensão estão em fase e a corrente apresenta baixo conteúdo harmônico, como comprovado pela  $THD$  apresentada na Tabela 7.1.

Para os ensaios realizados como o objetivo de avaliar as técnicas de controle descritas (clássica e repetitivo), variou-se a tensão de entrada de  $127V \pm 15\%$  e o valor da capacitância de saída do conversor boost,  $C_{boost}$ . A variação da tensão de entrada tem como objetivo de avaliar a regulação do conversor. Já a variação da capacitância  $C_{boost}$  visa demonstrar o efeito do aumento da ondulação da tensão de saída do conversor sobre a  $THD$  da corrente de entrada. O controle repetitivo é inserido na malha de tensão visando diminuir tal efeito.

Em ambos os ensaios foram utilizados os mesmos ganhos para os controles PI (tensão e corrente), para avaliar a operação do controlador repetitivo. As Tabelas 7.1 e 7.2 apresentam as THD's, as amplitudes de cada harmônico para cada ensaio, o fator de potência, além da tensão e potência de saída.

Tabela 7.1: Comparação entre a norma IEC-61000-3-2 e os resultados obtidos para o controlador repetitivo e clássico para a capacitância do boost  $C_{boost} = 1500\mu F$ .

Harmônico	Norma IEC	Clássico			Repetitivo	
		100	127	147	100	127
n	%	%	%	%	%	%
2	2	0,7	1,2	1,7	0,27	0,41
3	30*FP	4	3,8	4,5	4	3,78
5	10	5,9	5,8	6,1	6	5,8
7	7	0,5	1	1,3	0,7	0,89
9	5	0,55	0,7	0,8	0,87	1,04
11	3	1,2	1	1,3	1,1	1,53
19	3	0,7	1,7	2,5	1,05	1,61
THD (%)		7,65	8,01	9,22	7,7	7,81
FP		0,992	0,993	0,979	0,997	1

As Figuras 7.25 e 7.26 apresentam as formas de onda de tensão e corrente resultantes dos ensaios realizados utilizando os controles repetitivo e clássico, respectivamente.

Tabela 7.2: Comparação entre a norma IEC-61000-3-2 e os resultados obtidos para o controlador repetitivo e clássico para a capacitância do boost,  $C_{boost} = 22\mu F$ .

		Clássico		Repetitivo	
		$V_{ent}$ (V)		$V_{ent}$ (V)	
Harmônico	Norma IEC	104	147	104	147
<b>n</b>	<b>%</b>	<b>%</b>	<b>%</b>	<b>%</b>	<b>%</b>
<b>2</b>	<b>2</b>	<b>1,61</b>	<b>0,3</b>	<b>0,27</b>	<b>0,32</b>
<b>3</b>	<b>30*FP</b>	<b>2,16</b>	<b>20,6</b>	<b>4,41</b>	<b>4,25</b>
<b>5</b>	<b>10</b>	<b>5,4</b>	<b>8,37</b>	<b>6,19</b>	<b>6,32</b>
<b>7</b>	<b>7</b>	<b>0,4</b>	<b>1,47</b>	<b>1,26</b>	<b>1,41</b>
<b>9</b>	<b>5</b>	<b>0,84</b>	<b>1,27</b>	<b>0,82</b>	<b>0,86</b>
<b>11</b>	<b>3</b>	<b>1,02</b>	<b>1,29</b>	<b>1,08</b>	<b>1,51</b>
<b>19</b>	<b>3</b>	<b>0,84</b>	<b>1,85</b>	<b>0,92</b>	<b>2,21</b>
$V_{saida}$ (V)		<b>250,5</b>	<b>262</b>	<b>250</b>	<b>250,1</b>
THD (%)		<b>6,5</b>	<b>22,64</b>	<b>8,06</b>	<b>8,91</b>
FP		<b>0,997</b>	<b>0,92</b>	<b>0,997</b>	<b>0,987</b>
$P_{saida}$ (W)		<b>152</b>	<b>167</b>	<b>152</b>	<b>148</b>



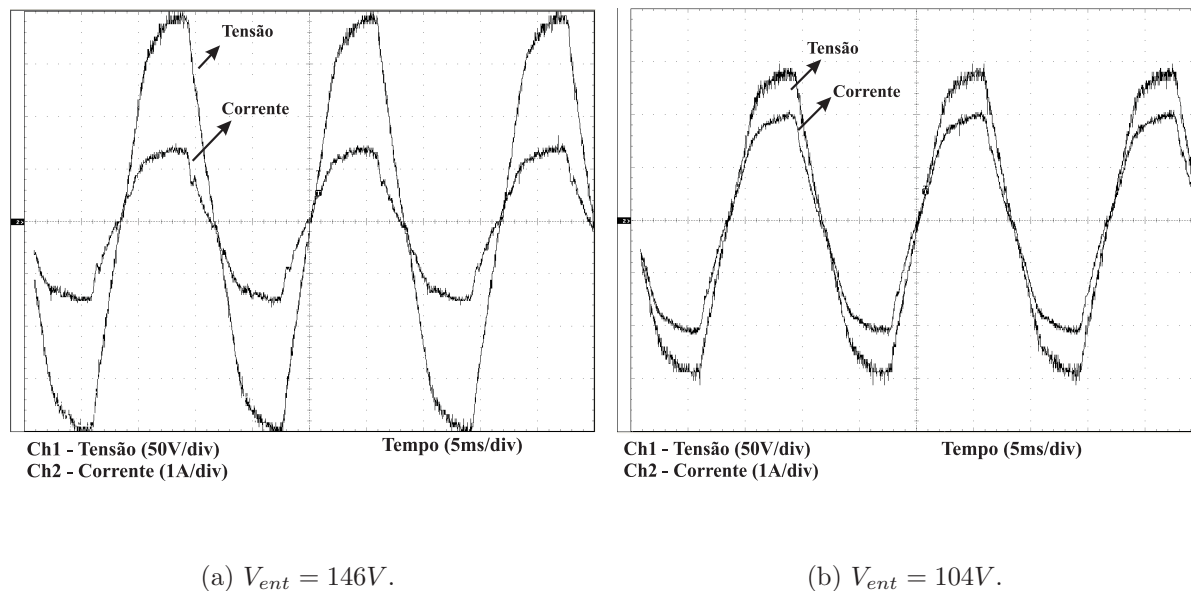


Figura 7.25: Formas de onda de tensão ( $50V/div$ ) e corrente ( $1A/div$ ) de entrada na rede elétrica, para  $C_{boost} = 22\mu F$  – **Controlador Repetitivo**. Escala de tempo:  $5ms/div$ .

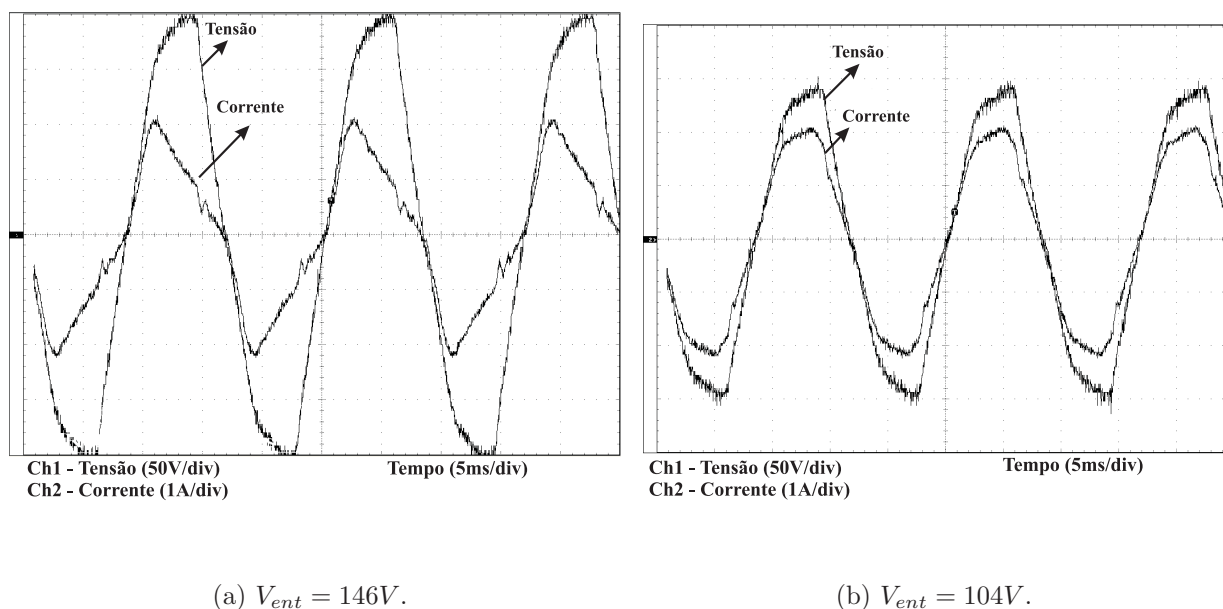


Figura 7.26: Formas de onda de tensão ( $50V/div$ ) e corrente ( $1A/div$ ) de entrada da rede elétrica, para  $C_{boost} = 22\mu F$  – **Controlador Clássico**. Escala de tempo:  $5ms/div$ .

Ao analisar a Tabela 7.2, pode-se observar que para o ensaio com a tensão de entrada de

147V, o controlador repetitivo apresenta  $THD$  de 8,91%, valor esse menor que a do controlador clássico que foi de 22,64%, isso foi devido a amplitude da 3ª harmônica de 20,6%. Dessa forma, pode-se concluir que o aumento da ondulação da tensão de saída interfere na corrente de entrada quando se utiliza o controlador clássico. Entretanto esse efeito é minimizado pelo controlador repetitivo.

A Figura 7.27 mostra a forma de onda de tensão na saída do conversor boost, utilizando a capacitância do boost de  $22\mu F$ , que será a tensão de entrada para o inversor. Pode-se observar a ondulação da tensão de saída do conversor, em torno dos 100V pico-a-pico, para  $V_{ent} = 147V$ .

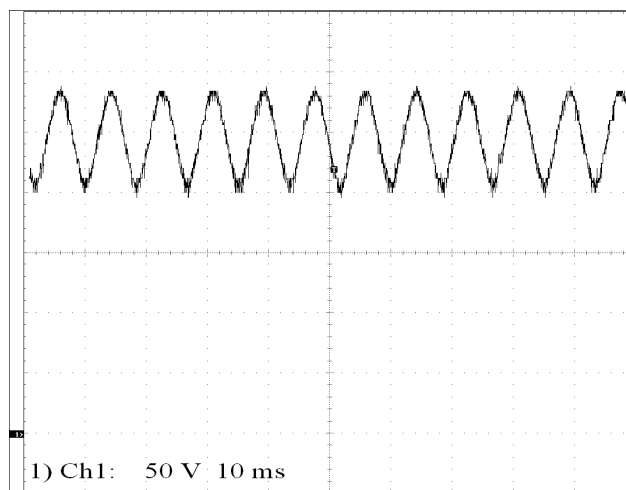


Figura 7.27: Forma de onda de tensão de saída ( $50V/div$ ) do conversor boost, para  $C_{boost} = 22\mu F$  – Controlador Repetitivo. Escala de tempo:  $10ms/div$ .

Para o controle repetitivo, a variação da tensão de entrada não interferiu no funcionamento do conversor, ou seja, manteve-se a potência de saída constante e a  $THD$  da corrente de entrada foi menor que 9%. Já para o controle clássico, o aumento da tensão de entrada provocou um aumento considerável da  $THD$  da corrente de entrada, conseqüentemente re-

duzindo o fator de potência e além disso, o conversor praticamente não manteve a regulação.

A Figura 7.28 apresenta a forma de onda da tensão de saída do conversor boost *CFP*, para a técnica de injeção de harmônicas. Pode-se observar, que até 0,5s, o comportamento da tensão é determinado pelo  $R_{part}C_{boost}$  do circuito, estabilizando em 181V. A partir de 1s, o sistema de controle entra em ação e passa a impor uma rampa de referência para a tensão de saída do conversor. Essa referência em rampa é feita para a estabilização do arco para a injeção de harmônicas. Vale ressaltar, que para a injeção de sinais modulados essa inclinação pode ser mais rápida, devido a estabilização do arco ser mais rápida para essa técnica.

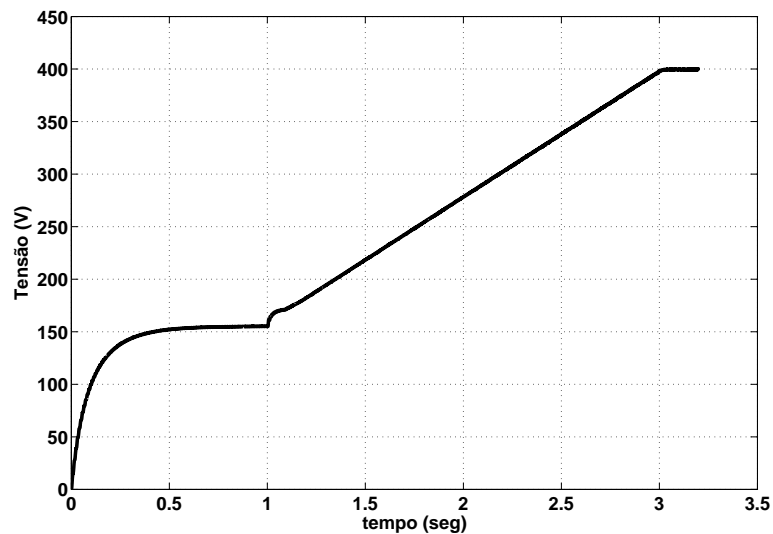


Figura 7.28: Forma de onda da tensão na saída do conversor boost

Como o objetivo de se realizar um projeto coerente dos componentes do circuito retificador e para uma melhor especificação do fusível de entrada foi utilizado um sistema que insere um resistor ( $r_{part}$ ) para que não haja um pico de corrente de valor muito elevado, no momento em que o reator eletrônico é ligado. A Figura 7.29 apresenta as formas de onda de corrente para o reator eletrônico, com ou sem o  $r_{part}$ . Pode-se observar que o pico de corrente foi reduzido

de 80A para 6A. O valor de resistor de partida ( $r_{part}$ ) utilizado foi de  $30\Omega$ .

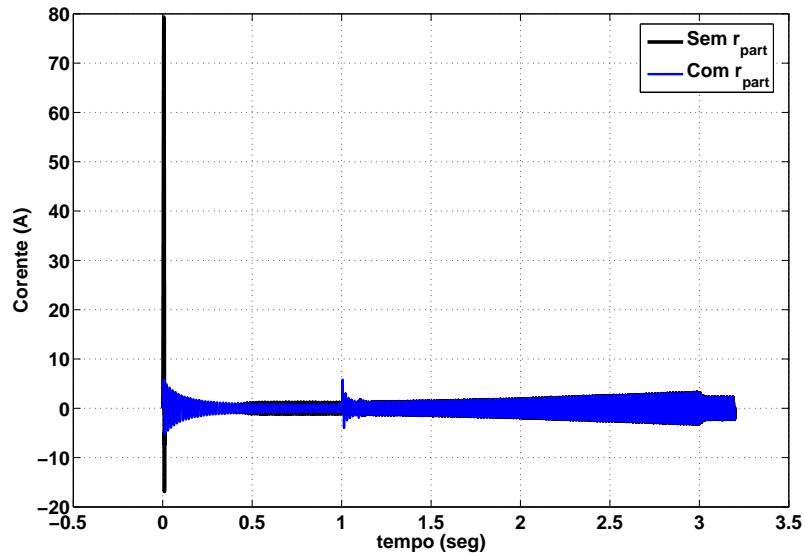


Figura 7.29: Forma de onda da corrente de entrada, com e sem o resistor de partida.

Visando eliminar o transformador de saída, geralmente, utilizados em reatores eletrônicos que possuem o conversor boost, como estágio de correção de potência, foi utilizada uma propriedade importante do modulador *PWM*. Essa propriedade é o controle da tensão de saída através do índice de modulação. Adotou-se a seguinte nomenclatura,  $m_x$  para indicar o índice de modulação e o  $x$  representa a harmônica correspondente. A Figura 7.30 apresenta a forma de tensão para o reator eletrônico com e sem transformador de saída. Para situação com transformador, os índices são:  $m_1 = 1$  e  $m_3 = 0,33$ , já que a tensão de saída do barramento é 400V e o transformador possui a relação de 1 : 0,36 (400 : 144). Para o ensaio sem o transformador de saída, os índices são:  $m_1 = 0,36$  e  $m_3 = 0,12$ , para a tensão de saída de 400V. A Figura 7.31 apresenta o espectro harmônico da tensão aplicada à lâmpada. Cabe ressaltar que a redução do índice de modulação aumenta o conteúdo harmônico, porém, não

de forma significativa, principalmente para 3ª harmônica.

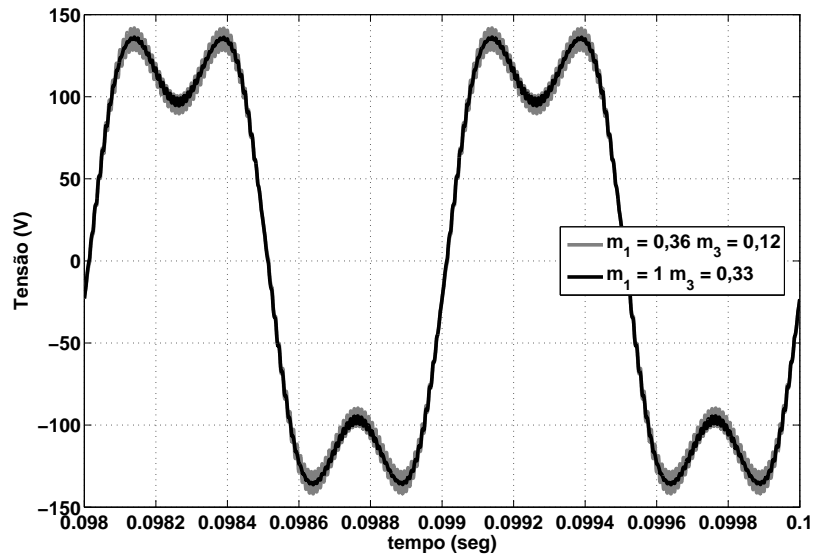


Figura 7.30: Forma de onda da tensão aplicada a lâmpada HPS, variando o índice de modulação.

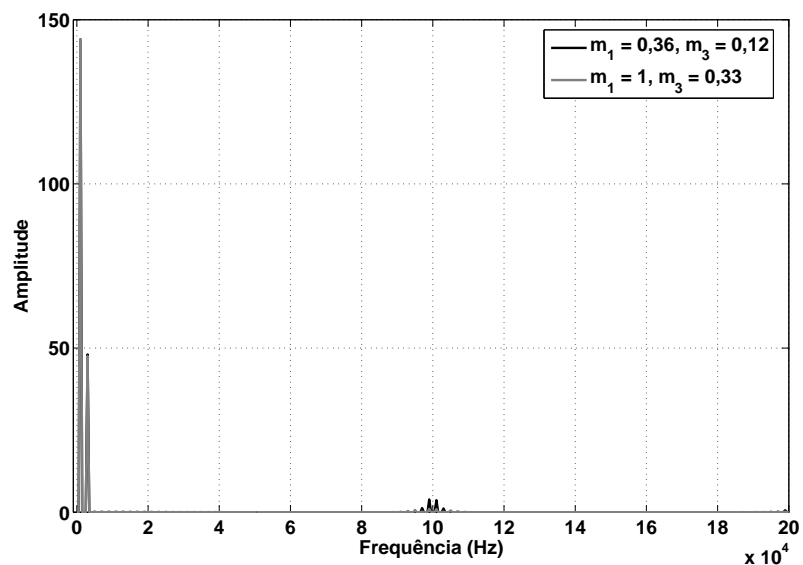


Figura 7.31: Espectro da forma de onda de tensão aplicada a lâmpada HPS, para índices de modulação diferentes.

A Tabela 7.3 apresenta a influência da tensão de entrada do inversor ( $V_{cc}$ ) na determinação da frequência de ignição,  $f_{ign}$ , e conseqüentemente no tempo de ignição,  $t_{ign}$ . Através dessa tabela pode-se definir a referência de tensão, determinando corretamente a frequência de ignição.

Tabela 7.3: Valores de  $f_{ign}$ , G e  $t_{ign}$  para diferentes valores de  $V_{cc}$ .

$V_{cc}(V)$	$G(dB)$	$f_{ign}(Hz)$	$t_{ign}(\mu s)$
120	9,1630	73.770	108
180	6,1087	71.320	77,5
240	4,7451	69.290	57,7
300	3,7961	66.930	44,8
360	3,1634	64.500	37,2
400	2,8471	62.820	31,8

## 7.7 Conclusões do capítulo

Um protótipo do inversor em ponte completa com um filtro  $LC$  foi implementado no laboratório com a finalidade de validar os estudos descritos nesse trabalho. Toda a geração de sinais, tanto para ignição quanto para operação em regime permanente é realizado através do  $DSP$ .

Foram realizados dois importantes ensaios para a validação da técnica de injeção de harmônicas proposta nesse trabalho. O primeiro ensaio consistiu na injeção da 3ª harmônica em uma região onde não se observa a ressonância acústica. Para esse ensaio utilizou-se a frequência fundamental de  $3kHz$  e a frequência de  $PWM$  de  $32.768Hz$  e não se observou a ressonância acústica.

No segundo ensaio foi utilizado a mesma da técnica em uma região onde ocorre a ressonância acústica. Para esse ensaio utilizou-se a frequência fundamental de  $3,5kHz$  e a frequência de  $PWM$  de  $32.768Hz$  e também não observou-se a ressonância acústica. Este fato mostra que a técnica proposta atende ao seu objetivo que é o de evitar a ressonância acústica.

Com isso, foram realizados novos estudos em relação as formas de ondas de tensão com a injeção de harmônicas, ou seja, variou-se a amplitude da terceira harmônica observando a sua propriedade de evitar a ressonância acústica. Através dos ensaios realizados pode-se determinar as regiões onde não ocorre a  $RA$  em função da amplitude da terceira harmônica para três lâmpadas de diferentes fabricantes.

Para os sinais modulados de tensão como forma de onda de tensão de alimentação para a lâmpada  $HPS$ , foram realizados ensaios para comprovar que a técnica evita a ressonância

acústica e atende as normas para o fator de crista. Constatou-se que para um sinal modulante de  $300Hz$ , a frequência da fundamental deveria ser maior que  $12kHz$ . Além disso, foi apresentado o comportamento da lâmpada, alimentada por sinais modulados, ao longo da sua entrada em regime permanente.

Para verificar o atendimento das normas, foram realizados ensaios com a tensão de saturação,  $v_{sat}$ , os quais mostraram sua influência no fator de crista e no valor da tensão de entrada do inversor (tensão de saída do conversor boost).

Não foi observada a ocorrência da ressonância acústica nos ensaios realizados com sinais modulados. Cabe ressaltar que para a técnica de injeção de sinais modulados de tensão não foram observados *flicker* ou ruído audível na luminária.

Pode-se observar também a coerência dos resultados de simulação, com os obtidos experimentalmente, quando se analisa os tempos de ocorrências dos pulsos de tensão. Para o valor de tensão próximo a  $2.000V$ , tanto na simulação quanto no resultado experimental obteve-se um tempo aproximado de  $50\mu s$ . Vale ressaltar a grande vantagem desse método de ignição onde a tensão necessária para ignição da lâmpada é obtida naturalmente e não sendo necessário a aplicação de uma tensão elevada à lâmpada.

Ao analisar a forma de onda de tensão aplicada ao resistor de  $1M\Omega$ , simulando a lâmpada antes da ignição, observa-se que, tanto na simulação como no resultado experimental o valor máximo da tensão de ignição é obtido em torno de  $120\mu s$ .

A amplitude da tensão na lâmpada no processo de ignição é modulada o que proporciona uma ignição suave, com a tensão de ruptura sendo dada exclusivamente pela característica da lâmpada nesse momento. Com o envelhecimento das lâmpadas há a necessidade de se aplicar maiores amplitudes de tensão para sua ignição.



O controlador repetitivo apresentou uma *THD* DE 7,14%, para a simulação, usando os controladores na configuração 1. A vantagem de sua implementação em software é que a estrutura básica pode ser modelada como ma região de memória temporária utilizada para escrita e leitura de dados (*buffer*);

A utilização da modulação por largura de pulsos permite a eliminação do transformador de saída, através da variação do índice de modulação.

Um problema inerente as lâmpadas *HPS* é a necessidade de se aumentar a tensão de alimentação ao longo de sua vida útil. Isso pode ser realizado programando a referência de tensão para que ao longo do tempo seja aumentada, assim, fornecendo a tensão necessária para que a lâmpada apresente a taxa de *lumens/W* próxima do valor nominal.

# Capítulo 8

## Conclusões finais e propostas de continuidade

### 8.1 Conclusões finais

Este trabalho apresentou uma metodologia para se evitar a ressonância acústica em lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão (*HPS - High-Pressure Sodium*) através da alimentação em tensão, pela injeção de harmônicas ou pela modulação. Além disso foram apresentados estudos e propostas para a ignição da lâmpada *HPS*, bem como para a correção do fator de potência.

Os estudos realizados sobre as lâmpadas de vapor de sódio e dos reatores utilizados no seu acionamento mostram que o problema da ressonância acústica requer estudos mais aprofundados e específicos.

Uma solução baseada no inversor de tensão operando em baixas frequências apresenta a vantagem da não ocorrência da ressonância acústica, porém requer a necessidade de três

estágios de potência em série, resultando em uma menor eficiência, quando comparados aos inversores que operam em altas frequências. Mesmo em topologias onde existe a integração dos estágios de potência não se encontram reatores que apresentem rendimento maior que 89%. Outra diferença é que a frequência de chaveamento utilizada para os estágios intermediários de potência, em alguns casos, é superior a  $80kHz$ . As soluções apresentadas para se evitar o aparecimento ou a progressão da ressonância acústica para os inversores que operam em altas frequências sempre estão limitadas às faixas da ocorrência da ressonância acústica, ou seja, os métodos são mais eficazes para lâmpadas de maior potência que apresentam faixas mais largas de não ocorrência da ressonância acústica. Para as lâmpadas de baixa potência essas técnicas não apresentam o mesmo desempenho devido a uma concentração de faixas de frequência que favorecem o aparecimento da ressonância acústica. Dessa forma, percebe-se a necessidade de um estudo mais detalhado no que se refere às formas de onda de tensão que evitem o aparecimento da ressonância acústica, tornando assim, a técnica mais abrangente e confiável.

Este trabalho apresentou o estudo, desenvolvimento e implementação de um reator eletrônico, o qual consiste em um inversor em ponte completa e um filtro  $LC$ , visando a injeção de harmônicas à fundamental de tensão aplicada à lâmpada vapor de sódio de alta pressão. Os resultados experimentais obtidos mostram que a técnica proposta, de injeção de harmônicas via  $PWM$ , não excitam a ressonância acústica em regiões onde não se observa sua ocorrência e, como foi proposto, evitou-se o seu aparecimento numa região em que ocorre a ressonância acústica. Para validação da técnica foram utilizadas as faixas de frequência relatadas em artigos que estudaram este problema, além de dados de fabricantes e obtidos experimentalmente. Além da injeção das harmônicas com valores de amplitudes variadas podem ser utilizadas

formas de onda de tensão moduladas para alcançar o objetivo de evitar a RA. Para as tensões moduladas, a técnica proposta apresenta um parâmetro,  $v_{sat}$ , o qual permite que a forma de onda sintetizada proporcione uma corrente na lâmpada *HPS* que atenda as normas vigentes.

Um estágio de correção do fator de potência com um controlador repetitivo foi incorporado ao reator eletrônico, para eliminar a influência da frequência de  $120Hz$  da tensão do barramento *CC*. Este controle adicionado ao estágio de correção de fator de potência apresenta uma melhora em comparação como os valores obtidos pelas técnicas usuais, sem requerer custo adicional para sua implementação. Esta técnica de controle constitui-se em uma contribuição na área de reatores eletrônicos para acionamento de lâmpadas *HPS*.

O método proposto para a ignição da lâmpada de vapor de sódio, o qual consiste na mudança de frequências e comutação de capacitores do filtro *LC*, proporciona à lâmpada a tensão necessária para sua ignição, evitando-se assim um estresse desnecessário. Esta técnica de ignição se baseia na geração de uma tensão pelo batimento em uma frequência próxima da ressonância do filtro. Assim, a tensão necessária para ignição da lâmpada até um determinado limite, é determinada pelas características próprias da lâmpada, tais como: grau de envelhecimento, concentração da amálgama, xenônio, sódio entre outros.

## 8.2 Produção científica

Este trabalho resultou até o presente momento nas seguintes artigos publicados em periódicos e congressos nacionais e internacionais:

- *Acoustic resonance avoidance in high pressure sodium lamps via third harmonic injection in a PWM inverter - based electronic ballast* - IEEE Transactions on Power Electronics - maio/**2007** [46]
- *Forced oscillation in LC circuit used for the ignition of discharge lamps* - IET Electric Power Applications - previsto para agosto/**2007** [85]
- *Acoustic resonance rejection via voltage modulation method for HPS lamps* - IEEE International Symposium on Industrial Electronics - ISIE - **2007** [49]
- *Análise da amplitude da 3ª harmônica para se evitar a ressonância acústica em lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão* - IEEE International Conference On Industrial Applications- INDUSCON - **2006** [48]
- *Batimento de tensão em um circuito LC utilizado na ignição de lâmpadas de descarga* - IEEE International Conference On Industrial Applications- INDUSCON - **2006** [62]
- *Electronic ballast for high pressure sodium lamps without acoustic resonance via controlled harmonic injection synthesized with PWM* - IEEE Power Electronics Specialists Conference- PESC - **2005** [47]
- *Injeção controlada de harmônicas via modulação PWM para se evitar a ressonância*

*acústica em lâmpadas HPS* - Seminário da Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - SPGEE - 2005

Além disso, foram submetidos e aceitos dois artigos para o Congresso **Brasileiro de Eletrônica de Potência - COBEP 2007**, outubro, Blumenau - Brasil.

- *Application of modulated signals in electronics ballast for HPS lamps;*
- *Repetitive control applied to the power factor correction using boost converter.*

Pode-se também citar o projeto de iniciação científica do aluno Flávio Alves Nakamura Silva - *Implementação de Técnicas de Controle para a Correção do Fator de Potência Aplicado a Reatores Eletrônicos para Lâmpadas AID*, que foi apresentado na semana de IC da UFMG e da UFOP em 2006.

### 8.3 Propostas para a continuidade do trabalho

As propostas para continuidade desse trabalho são:

- i) para as formas de ondas moduladas: aprofundar os estudos sobre qual a melhor relação entre  $f_{fund}/f_{mod}$  para evitar a ressonância acústica e atender as normas para o fator de crista;*
- ii) realizar estudos sobre o controle da tensão contínua do barramento tendo como objetivo manter a potência constante na lâmpada, considerando o seu envelhecimento, comportamento esse apresentado em 2.3.3.3;*

- iii)* estudar a possibilidade da incorporação de um sensor de luminosidade, visando manter a quantidade de lumens fornecidos constante. Através das medições realizadas e estudos acreditasse que essa malha deva ser lenta para se evitar variações bruscas na tensão aplicada à lâmpada e conseqüentemente provocar o seu desligamento;
- iv)* implementação do controlador baseado na freqüência do inversor na entrada do filtro sintonizado. Para esse controlador propõe-se o estudo sobre técnicas de controle adaptativo e de identificação *on-line* visto que o filtro é muito sensível às variações paramétricas;
- v)* atribuir ao controle também requisitos com proteção à falhas e ao usuário e até mesmo diagnósticos;
- vi)* avaliar experimentalmente a robustez inserida ao reator eletrônico pela utilização do controlador repetitivo;
- vii)* verificar o aumento da eficiência luminosa em função da potência elétrica fornecida ao conjunto reator eletrônico - lâmpada *HPS* operando em altas freqüências;
- viii)* estudar as formas de onda de tensão aplicadas às lâmpadas de *70W* e *250W*, visando o funcionamento sem a ressonância acústica com o atendimento das normas vigentes;
- ix)* estudar os microcontroladores visando a implementação do controle do reator com uma melhor relação custo/benefício;
- x)* implementação de um reator eletrônico com alto fator de potência sem a ocorrência da ressonância acústica, que atende as especificações das normas vigentes, e que seja de baixo custo para ser introduzido no mercado de reatores eletrônicos.

# Referências Bibliográficas

- [1] J. de Groot e J van Vliet. *The High-Pressure Sodium Lamp*. Philips Technical Library, 1986.
  
- [2] H. Peng, S. Ratanapanachote, P. Enjeti, L. Laskai e I. Pitel. Evaluation of acoustic resonance in metal halide (MH) lamp and an approach to detect its occurrence. *IEEE Industry Application Society - IAS*, 3:2276–2283, 1997.
  
- [3] Lenin Martins Ferreira Morais. Reator eletrônico com alto fator de potência para lâmpada vapor de sódio de alta pressão. dissertação de mestrado, PPGEE-UFMG-BR, Novembro 2002. Belo Horizonte-MG-BR.
  
- [4] Márcio Almeida Có. *Sistemas eletrônicos microcontrolados para acionamento de lâmpadas de alta intensidade de descarga*. tese de doutorado, PPGEE-UFES-BR, Vitória-ES-BR 2003.
  
- [5] J.M.Alonso, J. Ribas, M. Rico-Secades, J.G. García, J.Cardesin e M. A. Dalla Costa. Evaluation of high-frequency sinusoidal waveform superposed with 3rd harmonic for stable operation of metal halide lamps. *IEEE Transaction On Industry Applications*, 41(3):721–727, 2005.



- [6] J.M. Alonso, J. Ribas, M. Rico-Secades, J.G. García e J. Cardesin. Evaluation of high-frequency sinusoidal waveform superposed with 3th harmonic for stable operation of metal halide lamps. *IEEE Industry Applications Conference - IAS*, 3(37):1483–1488, 2002.
- [7] F.S. Dos Reis et al. Low cost high power factor electronic for high pressure sodium lamps. *IEEE International Conference On Industrial Applications-INDUSCON*, (6), 2004. CDROM.
- [8] F. Dos Reis, R. Tonkoski Jr., G. B. Maizonave, L. C. Lorenzoni, U. Sarmanho, G. B. Ceccon, F. B. Libano, V. Canalli e J. C. M. Lima. Full bridge single stage electronic ballast for a 250W high pressure sodium lamp. *IEEE Power Electronics Specialists Conference-PESC*, (36):1094–1099, 2005.
- [9] G.C.R. Sincero, A.S. Franciosi e A. Perin. Reator eletrônico para lâmpada vapor de sódio de alta pressão de 250W com alto fator de potência utilizando conversor CA-CA. *SOBRAEP - Eletrônica de Potência*, 11(3):207–214, novembro 2006.
- [10] J.R. Coaton e A.M. Marsden. *Lamps and Lighting*. Arnold, fourth edition, 1997.
- [11] [www.ge.com](http://www.ge.com).
- [12] [www.philips.com](http://www.philips.com).
- [13] [www.osram.com](http://www.osram.com).
- [14] <http://www.eletronbras.gov.br/procel/site/areadeatuacao/iluminacaopublica/iluminacaopublicanobrasil.asp> acesso 05/05/2005.

- 
- [15] C.Branas, F.J. Azcondo e S. Bracho. Design of LCsCp resonant inverters as a power source for HID lamp ballast applications. *IEEE Transaction Industry Applications*, 41(6):1584–1593, 2005.
- [16] J.Cardesin, J.M. Alonso, E. Lopez-Corominas, A.J. Calleja, J. Ribas, M. Rico-Secades e J.G. García. Design optimization of the LCC parallel-series inverter with resonant current mode control for 250W HPS lamp ballast. *IEEE Transaction On Power Electronics*, 20(5):1197–1204, Set 2005.
- [17] J.Cardesin, J.M. Alonso, E. Lopez-Corominas, A.J. Calleja, J. Ribas, M. Rico-Secades e J.G. García. Small-signal analysis of a low-cost power control for LCC series-parallel inverters with resonant current mode control for HID lamps. *IEEE Transaction On Power Electronics*, 20(5):1205–1212, Set 2005.
- [18] C. Branas, F.J. Azcondo e S. Bracho. Study of output power variation due to component tolerances in LCsCp resonant inverters applied to HPS lamp control. *IEEE Transaction On Industrial Electronics*, 51(1):122–131, Feb 2004.
- [19] A. Andre, A. Perin e I. Barbi. Ignitors of electronic ballast for HID lamps. *IEEE Brazilian Power Electronics Conference - COBEP*, pages 644–649, 2001. CDROM.
- [20] S. Ben-Yaakov e M. Gulko. Design and performance of an electronic ballast for high-pressure sodium (HPS) lamps. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 44(4):486–491, august 1997.

- 
- [21] C. Brañas, F.J. Azcondo e S. Bracho. Electronic ballast for HPS lamps with dimming control by variation of the switching frequency. Soft start-up method for HPS and fluorescent lamps. *IEEE Industrial Electronics Society - IECON*, (24):953–958, 1998.
- [22] C. Brañas, F.J. Azcondo e S. Bracho. PWM control of electronic ballast for high-pressure Na lamps in comparison to fluorescent lamps. Introduction to quasi-optimum control. *IEEE Industrial Electronics Society*, 2(24), 1998. 970–975.
- [23] F.S. Cavalcante e I.Barbi. A new dimmable 70W electronic ballast for high pressure sodium lamps. *IEEE Industry Applications Conference - IAS*, 3(37):1856–1862, 2002.
- [24] Xu Dianguo et al. Novel control strategies for HPS lamps driven by electronic ballast. *IEEE Industry Applications Conference - IAS*, 3(37):1852–1855, 2002.
- [25] J. Cardesin, J.M. Alonso, J. Ribas, M. Rico-Secades e J.G. García. A low cost electronic ballast for 250W high pressure sodium vapour lamps using the CC/CC buck converter as power factor preregulator. *IEEE Industry Applications Conference - IAS*, 3(37):1847–1851, 2002.
- [26] F.J.Ferrero, M.Rico, J.M.Alonso, C.Blanco e J.Ribas. Analysis and design of an AC/AC resonant converter as a high pressure sodium lamp ballast. 2(24):947–952, 1998.
- [27] L.S.B. Marques, A.Perin e E.Mineiro S. Jr. Flyback electronic ballast topology employed to drive the automotive HID D2S-35W lamp. *IEEE International Conference On Industrial Applications-INDUSCON*, (6), 2004. CDROM.

- [28] J. Correa, M. Ponce, J. Arau e J.M. Alonso. Dimming in metal-halide and HPS lamps operating at HF: effects and modeling. *IEEE Industry Applications Conference - IAS*, 2(37):1467–1474, 2002.
- [29] M.H. Ohsato, Q. Mao, H. Ohguchi, T. Shimizu, G. Kimura e H. Takagi. MHz operation of voltage-fed inverter for HID lamps using distributed constant line. *IEEE Transaction on Industrial Applications*, 34(4):747–751, July/August 1998.
- [30] M. Gulko e S. Ben-Yaakov. A MHz electronic ballast for automotive-type HID lamps. *IEEE Power Electronics Specialists Conference - PESC*, 1(28):39–45, 1997.
- [31] L. Ray-Lee, W. Zhi-Qiang e L. Yan-Der. 2.65 MHz self-oscillating complementary electronic ballast with constant-lamp-current control for metal halide lamp. *IEEE Industry Applications Society -IAS*, 3(41):1377–1383, Oct. 2006.
- [32] J.Cardesín, J.García, J.Ribas, J.M.Alonso, A.J. Calleja, E.L. Corominas, M. Rico-Secades e M. Dalla. Low-cost PFC electronic ballast for 250W HID lamps operating as constant power source with 400kHz switching frequency. *IEEE Power Electronics Specialists Conference-PESC*, (36):1130–1135, 2005.
- [33] J.Ribas, J. Garcia, J. Cardesin, M. Dalla-Costa, A.J. Calleja e E.L. Corominas. High frequency electronic ballast for metal halide lamps based on a PLL controlled class E resonant inverter. *IEEE Power Electronics Specialists Conference-PESC*, (36):1118–1123, 2005.

- [34] J. Wang, D. Xu e H. Yang. Low-frequency sine wave modulation of 250W high-frequency metal halide lamp ballasts. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, 2(19):1003–1007, 2004.
- [35] H. Li, M. Shen e Z. Qian. A novel low frequency electronic ballast for HID lamps. *IEEE Industry Applications Conference - IAS*, 1(39):668–673, Oct. 2004.
- [36] W. Yan, Y.K.E. Ho e S.Y.R. Hui. Investigation on methods of eliminating acoustic resonance in small wattage high-intensity-discharge (HID) lamps. *IEEE Industry Application Society - IAS*, 5:3399–3406, 2000. Roma, Italy.
- [37] M.A. C3, C.Z. Resende, D.S.L. Simonetti, J.L.F. Vieira e P.C.A. Almeida. Microcontrolled electronic gear for low wattage metal halide (MH) and high pressure (HPS) lamps. *IEEE Industry Applications Conference - IAS*, 3(37):1863–1868, 2002.
- [38] Marcio C3 et al. Reator eletr3nico microcontrolado para lâmpadas AID - compara33es com um reator convencional. *Congresso Brasileiro de Autom3tica - CBA*, pages 3234–3239, 2002.
- [39] M. Shen, Z. Qian e F. Peng. A novel two-stage acoustic resonance free electronic ballast for HID lamps. *IEEE Industry Applications Conference - IAS*, 3(37):1869–1874, 2002.
- [40] J. Zhao, M. Shen, M. Chen e Z. Qian. A novel low-frequency square wave electronic ballast for low-wattage HID lamps. *IEEE Industry Applications Conference - IAS*, 1(38):321–324, Oct. 2003.

- [41] A.S. Andre e A.J. Perin. Reator eletrônico para lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão de 400W sem ressonância acústica. *IEEE International Conference On Industrial Applications-INDUSCON*, (6), 2004. CDROM.
- [42] A. Andre e A. Perin. Electronic ballast for high-pressure sodium lamps. *IEEE Brazilian Power Electronics Conference - COBEP*, pages 650–655, 2001. CDROM.
- [43] A.S. Andre, A. Perin, C.S. Postiglione e J. Moia. Técnicas para a operação de lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão, por reatores eletrônicos, sem ressonância acústica. *Congresso Brasileiro de Automática - CBA*, 2004. CDROM.
- [44] P. Van Tichelen, D. Weyen e G. Meynen. Test result from high intensity discharge lamps with current supplied at 50 Hz, 400 Hz and modulated between 15 and 35 kHz. *IEEE Industry Application Society - IAS*, 4:2225–2230, Oct. 1996.
- [45] J. Zhou, L. Ma e Z. Qian. A novel method for testing acoustic resonance of HID lamps. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, 1:480–485, 1999.
- [46] L.M.F. Morais, P.F. Donoso-Garcia, S.I. Seleme Junior e P.C. Cortizo. Acoustic resonance avoidance in high pressure sodium lamps via third harmonic injection in a PWM inverter - Based electronic ballast. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22(3):912–918, May 2007.
- [47] L.M.F. Morais, P.F. Donoso-Garcia, S.I. Seleme Junior e P.C. Cortizo. Electronic ballast for high pressure sodium lamps without acoustic resonance via controlled harmonic injection synthesized with PWM. *IEEE Power Electronics Specialists Conference-PESC*, (36):1107–1112, 2005.

- [48] L.M.F. Morais, P.F. Donoso-Garcia, S.I. Seleme Junior e P.C.Cortizo. Análise da amplitude da 3a harmônica para se evitar a ressonância acústica em lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão. *IEEE International Conference On Industrial Applications-INDUSCON*, (7):CD-ROM, 2006.
- [49] L.M.F. Morais, P.F. Donoso-Garcia, S.I.Seleme Junior, P.C.Cortizo e F.N.A. Silva. Acoustic resonance rejection via voltage modulation method for HPS lamps. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics-ISIE*, pages 2996–3001, 2007.
- [50] J. Olsen e W. Moskowitz. Optical measurement of acoustic resonance frequencies in HID lamps. *IEEE Industry Applications Conference - IAS*, 3(32):2263–2269, Oct. 1997.
- [51] C. L. Tsay et al. Develop of the versatile electronic ballast for metal halide lamp with phase-shift soft-switching control. *IEEE Industry Application Society - IAS*, pages 2112–2119, 1996.
- [52] F.J. Azcondo, C.Branas, R. Casanueva e S. Bracho. Complete low-cost two-stage electronic ballast for 70W high-pressure sodium vapor lamp basead on current-mode-controlled buck-boost inverter. *IEEE Transaction Industrial Electronics*, 52(1):56–65, 2005.
- [53] A.S. Andre, A.J. Perin, C.C. Tavares e J.Moia. Electronic ballast for high-pressure sodium lamps with acoustic resonance avoidance. *IEEE Brazilian Power Electronics Conference - COBEP*, pages 379–384, 2003.

- [54] M. Ponce, A. Lopez, J. Correa, J. Arau e J.M. Alonso. Electronic ballast for HID lamps with high frequency square waveform to avoid acoustic resonance. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, 2(17):658–663, 2001.
- [55] M. Ponce, E. Flores e R. Osorio. Analysis and design of igniters for HID lamps fed with square waveforms. *IEEE Power Electronics Specialists Conference-PESC*, (35):396–400, 2004.
- [56] T. Suzuki, M.C.C. Silva, V.M. Canalli, F.B. Líbano e F.S. Dos Reis. Electronic ballast for fluorescent lamps. *IEEE International Conference On Industrial Applications-INDUSCON*, (1), 1999. CDROM.
- [57] T. Yamauchi e T. Shiomi. A novel charge pump power factor correction electronic ballast for high intensity discharge lamps. *IEEE Power Electronic Specialist Conference - PESC*, pages 1761–1767, 1998.
- [58] J.A. Vilela Jr e A. Perin. Pulse modulation high-pressure-sodium arc. *IEEE Power Electronics Specialists Conference-PESC*, (36):1488–1493, 2005.
- [59] R. Osorio, M. Ponce e M.A. Oliver. Analysis and design of a dimming control using sliding mode control strategy for electronic ballast free of acoustic resonances. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, 1(19):159–163, 2004.
- [60] M.A. C6, C.Z. Resende, D.S.L. Simonetti, J.L.F. Vieira e P.C.A. Almeida. Microcontrolled electronic gear for HID low power metal halide lamps. *IEEE Brazilian Power Electronics Conference - COBEP*, 2001. CDROM.



- [61] P. Van Tichelen, D. Weyen, R. Geens, J. Lodeweyckx e G. Heremans. Novel dimmable electronic ballast for street lighting with HPS lamp. *IEEE Industry Application Society - IAS*, 5:3419–3422, 2000. Roma, Italy.
- [62] L.M.F. Morais, P.F. Donoso-Garcia, S.I. Seleme Junior e P.C.Cortizo. Batimento de tensão em um circuito LC utilizado na ignição de lâmpadas de descarga. *IEEE International Conference On Industrial Applications-INDUSCON*, (7):CD-ROM, 2006.
- [63] C. Brañas, F.J. Azcondo e S. Bracho. Study of output power variation due to component tolerances in LCsCp resonant inverters applied to HPS lamp control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 51(1):122–131, February 2004.
- [64] A.S.Morais, E.A.A. Coelho e J.Batista Jr. An electronic ballast employing a boost half-bridge topology. *IEEE Brazilian Power Electronics Conference - COBEP*, pages 204–208, 2003.
- [65] C. Brañas, F.J. Azcondo e S. Bracho. Class D LCsCp series-parallel resonant inverter with inherent maximum output power suitable for driving HPS lamps. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics - ISIE*, 1(X):318–323, 2000.
- [66] C. Brañas e S.Bracho. Electronic ballast for 150W HPS lamps with compensated output power. *Electronics Letters*, 35(13), June 1999.
- [67] R.N. Marques e H.A.C. Braga. Performance of commercial electronic ballast sold in Brazil. *IEEE International Conference On Industrial Applications-INDUSCON*, (2):602–606, 2000.

- [68] José Antenor Pomilio. Harmônicos e fator de potência: um curso de extensão. <http://www.dsce.fee.unicamp.br/antenor/harmo.html>.
- [69] C.Brañas, F.Azcondo e S.Bracho. Evaluation of an electronic ballast circuit for HID lamps with passive power factor correction. *IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation - IECON*, 1(28):371–376, Nov. 2002.
- [70] F.J.Ferrero, M.Rico, J.M.Alonso, C.Blanco e J.Ribas. A unity power factor electronic ballast for HPS lamps, resonant current controlled. *IEEE Industry Applications Conference - IAS*, 3(33):2122 – 2129, 1998.
- [71] T.B. Marchesan, M. Cervi, A. Campos e R.N. do Prado. A family of electronic ballasts integrating power factor correction and power control stages to supply HPS lamps. *IEEE Industry Applications Society - IAS*, 3(41):1107–1112, Oct. 2006.
- [72] M. Rico-Secades, E. Lopez-Corominas, J.M. Alonso, J. Ribas, J.Cardesin, A.J. Calleja e J.G. García. Complete low-cost two-stage electronic ballast for 70W high-pressure sodium vapor lamp based on current-mode-controlled buck-boost inverter. *IEEE Transaction Industry Applications*, 41(6):728–734, 2005.
- [73] J.Cardesin, J.M. Alonso, E. Lopez-Corominas, A.J. Calleja, J. Ribas, M. Rico-Secades e J.G. García. Advanced design of a low-cost electronic ballast with PFC for HPS lamps. *IEEE Industry Applications Conference - IAS*, 1(38):325–331, Oct. 2003.
- [74] E.L Corominas, M. Rico-Secades, J.A. Fernandez-Rubiera, J.M. Alonso, A.J. Calleja, J. Ribas e J. Cardesin. A novel low cost two-stage electronic ballast for 250W high pressure mercury vapor lamps based on current-mode-controlled buck-boost inverter.

- IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, 2(60):676–682, 2001.
- [75] M. Cervi, T.B. Marchesan, A. Campos e R.N. do Prado. Electronic ballast to supply HID lamps based on differential connection of two DC/DC converters. *IEEE Industry Applications Society -IAS*, 3(41):1081–1085, Oct. 2006.
- [76] M.Chen, J. Xu, W. Liang e Z. Qian. Power control strategy of electronic ballast for HID lamps. *IEEE Industry Applications Society -IAS*, 3(41):1103–1106, Oct. 2006.
- [77] M. Chen, J. Xu, W. Liang e Z. Qian. A constant power control strategy of electronic ballast for HID lamp. *IEEE Industry Applications Society -IAS*, 3(41):1099–1102, Oct. 2006.
- [78] Y. Jiang, J. Zhou e Z. Qian. A novel single stage switch PFP converter with constant power control for ballast for medium hid lamps. *IEEE*, pages 3415–3418, 2000.
- [79] J.R. Coaton. *Lamps and Lighting*. Arnold, 1997.
- [80] W. Kaiser, A.F. Correa e R.P. Marques. Electrode erosion in pulse operated high-pressure-sodium lamps. *IEEE Industry Applications Conference - IAS*, 2(39):1362–1367, 2004.
- [81] B. Sieegger, H. Gulder e G. Hirschmann. Ignition concepts for high frequency operated HID lamps. *IEEE Power Electronics Specialists Conference-PESC*, (36):1500–1506, 2005.

- [82] J.M. Alonso, J. Ribas, M. Rico-Secades, J.G. García e J.Cardesin. Analysis and design of a high power factor, single-stage electronic ballast for high-intensity discharge lamps. *IEEE Transaction on Power Electronics*, 18(2):558–569, March 2003.
- [83] T. Hanisch, I. Kartashev e A. Rupp. Starter circuit for HID lamp. *European Patent Application EP 1 385 358 A1*, Jan 2004.
- [84] K.Woo-Sup e C. Bo Hyung. Design and analysis of high-voltage transformer for HID lamp igniter. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, x(x):xxxxx, Mar. 2005.
- [85] L.M.F. Morais, P.F. Donoso-Garcia, S.I.Seleme Junior e P.C.Cortizo. Forced oscillation in LC circuit used for the ignition of discharge lamps. *IEE IET Electric Power Applications*, (x):xxxx, 2007.
- [86] M.A.Dalla Costa e R.N. Prado. Reator eletrônico auto-oscilante com alto fator de potência para alimentação de quatro lâmpadas fluorescentes independentes. *SBA-Control e Automação*, (3)16:373–381, July/Sept, 2005.
- [87] Robert W. Erickson. *Fundamentals of Power Electronics*. Chapman and Hall, 1997.
- [88] B.A. Francis e W.M. Wonham. The internal model principle for linear multivariable regulators. *SIAM Journal of Applied Mathematics and Optimization*, 1975.
- [89] S. Hara e Y. Yamamoto. Stability of repetitive control systems. *Conference on Decision and Control*, 25:326–327, 1985.

- [90] L. Michels e H. A. Gründling. Procedimento de projeto de controladores repetitivos para o estágio de saída de fontes ininterruptas de energia. *Eletrônica de Potência: Revista da SOBRAEP*, 10(1):39–50, 2005.
- [91] K. Zhou, D. Wang e K.-S. Low. Periodic errors elimination in CVCF PWM DC/AC converter systems: repetitive control approach. *IEE Proceedings - Control Theory and Applications*, 147(6):694–700, November 2000.
- [92] K. Zhang, Y. Kang e J. Xiong. Direct repetitive control of SPWM inverter for UPS purpose. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 18(3):784–792, 2003.
- [93] G. Curtelin, B. Caron e H. Saari. Analysis of repetitive control system robustness. *IEEE International Conference on Systems, Man e Cybernetics*, 3:2663–2668, 1994.
- [94] K. Zhou, D. Wang e K.-S. Low. Digital repetitive controlled three-phase PWM rectifier. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18(1):xxx–xxx, January 2003.
- [95] S-L. Jung, H-S. Huang e Y-Y. Tzou. A three-phase PWM AC-DC converter with low switching frequency and high power factor using DSP based repetitive control technique. *IEEE Power Electronics Specialists Conference - PESC*, 1(29):517–523, 1998.

# Apêndice A

## A.1 Injeção de harmônicas utilizando filtro sintonizado

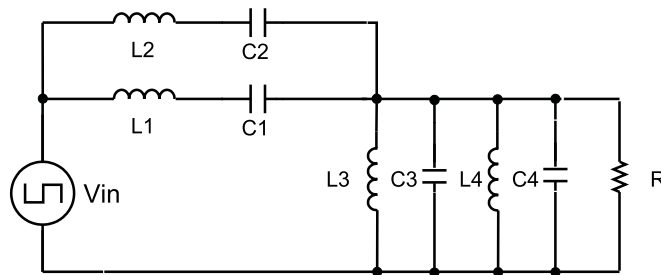
A proposta de se realizar a injeção da 3<sup>a</sup> harmônica, uma vez que esta proporciona o não aparecimento da ressonância acústica, através de um filtro sintonizado é motivada pela simplicidade na geração dos sinais de comandos, uma frequência de chaveamento menor quando se comparado à técnica proposta, a possibilidade de se trabalhar com o conversor em meia-ponte e ao menor tamanho dos componentes utilizados, devido a diminuição dos seus valores.

Os filtros sintonizados são amplamente utilizados em sistema de energia para a retirada de harmônicas da tensão/corrente do sistema. Em áudio e telefonia, são agrupados de forma a cobrir toda faixa de frequências audíveis, com a capacidade de operar amplificando ou atenuando o sinal de entrada, ou seja, funcionando com um equalizador.

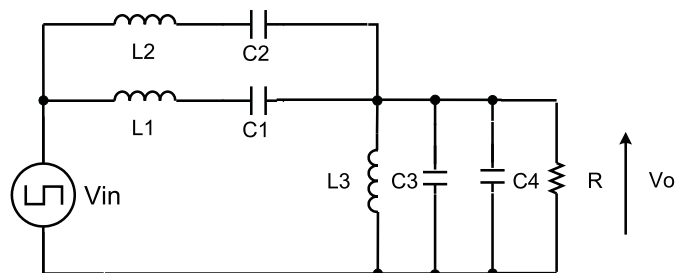
Neste apêndice, será apresentada uma topologia de filtro sintonizado na frequência fundamental e terceira harmônica de uma onda quadrada de tensão, como mostrado na Figura A.1(a).

O objetivo é obter uma tensão para se evitar a ressonância acústica, ou seja, a terceira harmônica com amplitude de  $1/3$  da fundamental e em fase com a mesma. Depois de ana-

lisar o efeito de cada componente, percebeu-se que a influência do indutor  $L_4$  era maior nas frequências menores que  $20kHz$ , optou-se pela sua exclusão. Dessa forma, o filtro sintonizado implementado é apresentado na Figura A.1(b).



(a) Diagrama do filtro sintonizado projetado



(b) Diagrama do filtro sintonizado implementado

Figura A.1: Diagramas do filtro sintonizado

Apesar de apresentar uma quantidade relativamente grande de componentes passivos, quando comparados entre a técnica apresentada nessa tese e na proposta por J. Alonso [6], os valores obtidos para os componentes são menores, como apresentado na Tabela A.1.

Analisando o filtro, pode-se obter a função de transferência, apresentada na equação A.1, para a realização dos estudos. Onde  $V_{in}$  é a tensão de entrada do filtro e  $V_o$  é a tensão de saída, ou seja, a tensão sobre o resistor  $R$ .

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{b_1 s^3 + b_2 s^2}{a_1 s^6 + a_2 s^5 + a_3 s^4 + a_4 s^3 + a_5 s^2 + a_6 s + a_7} \quad (\text{A.1})$$

onde :

$$a_1 = (C_3 + C_4)RL_1L_2C_1C_2 \quad (\text{A.2})$$

$$a_2 = L_1L_2L_3C_1C_2 \quad (\text{A.3})$$

$$a_3 = C_1C_2RL_3(L_1 + L_2) + (L_1C_1 + L_2C_2)(C_3 + C_4)RL_3 + L_1L_2C_1C_2R \quad (\text{A.4})$$

$$a_4 = (L_1C_1 + L_2C_2)L_3 \quad (\text{A.5})$$

$$a_5 = (C_1 + C_2)RL_3 + (L_1C_1 + L_2C_2)R + (C_3 + C_4)RL_3 \quad (\text{A.6})$$

$$a_6 = L_3 \quad (\text{A.7})$$

$$a_7 = R \quad (\text{A.8})$$

$$b_1 = C_1C_2RL_3(L_1 + L_2) \quad (\text{A.9})$$

$$b_2 = (C_1 + C_2)RL_3 \quad (\text{A.10})$$

## A.2 Projeto do Filtro Sintonizado

Através das equações A.11 e A.12 para a frequência natural do filtro série e escolhendo as frequências fundamental  $f_{fund}=20kHz$  e da 3ª harmônica  $f_{3h}=60kHz$ . E escolhendo  $L_1 = 227\mu H$  e  $L_2 = 225\mu H$ , obtêm-se:



$$C_1 = \frac{1}{4\pi^2 L_1 f_{fund}^2} \quad (\text{A.11})$$

$$C_2 = \frac{1}{4\pi^2 L_2 f_{3h}^2} \quad (\text{A.12})$$

Dessa forma,  $C_1 = 31nF$  e  $C_2 = 280nF$ .

Fazendo com que a impedância paralela ( $Z_p$ ) em relação a impedância série ( $Z_s$ ) seja menor não permitindo a passagem da 5<sup>a</sup> harmônica. Para  $L_3 = 180\mu H$ , tem-se as equações A.14 e A.14;

$$C_{eq} = \frac{1}{4\pi^2 L_3 f_{fund}^2} \quad (\text{A.13})$$

$$C_{eq} = \frac{C_3 C_4}{C_3 + C_4} \quad (\text{A.14})$$

Dessa forma,  $C_{eq} = 350nF$  e escolhendo  $C_3 = 1200nF$ , assim  $C_4 = 500nF$ . Esse valores são mostrados na Tabela A.1, na coluna do meio (Filtro 2);

Através de simulações pode-se observar elevados níveis de tensão, principalmente nos indutores  $L_1$  e  $L_2$ . As formas de onda de tensão sobre esses indutores são mostradas na Figura A.3. Dessa maneira, diminuem-se os valores das indutâncias para se diminuir os níveis de tensão sobre os mesmos, mas mantendo-se a característica desejada.

A Tabela A.1 apresenta três filtros utilizados para realizar as análises, e na Figura A.2 é apresentada a resposta em frequência para cada filtro analisado.

Tabela A.1: Tabela contendo os valores dos componentes para os filtros analisados.

	Filtro 1	Filtro 2	Filtro 3
$L_1$	$59\mu H$	$227\mu H$	$56,75\mu H$
$L_2$	$61,25\mu H$	$225\mu H$	$61,25\mu H$
$L_3$	$180\mu H$	$180\mu H$	$720\mu H$
$C_1$	120 nF	31 nF	124 nF
$C_2$	1120 nF	280 nF	1120 nF
$C_3$	700 nF	1200 nF	350 nF
$C_4$	700 nF	500 nF	155 nF

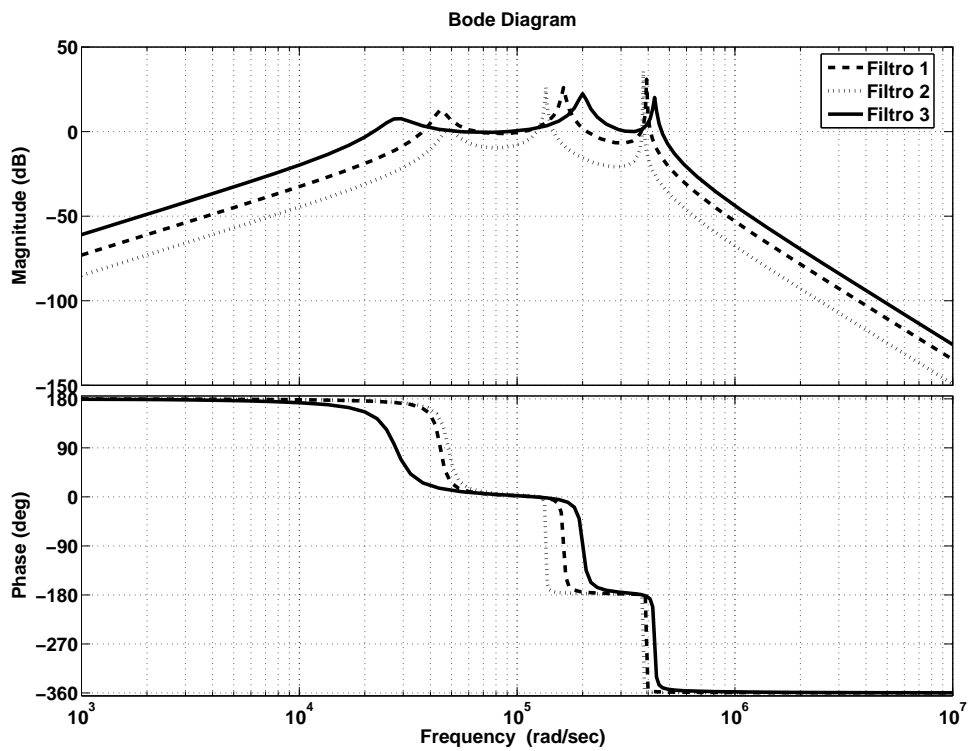
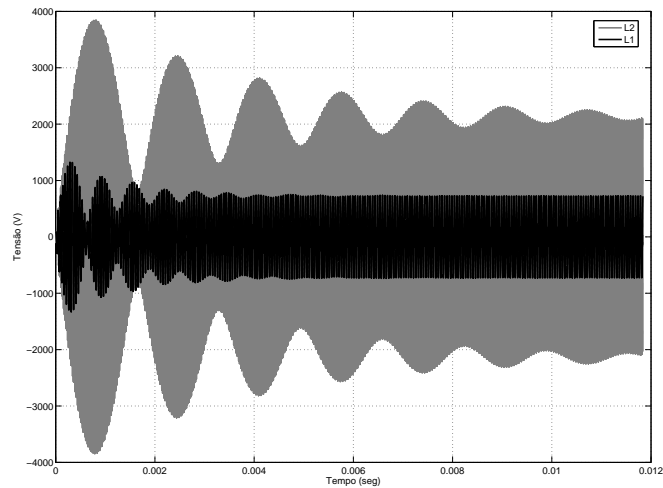
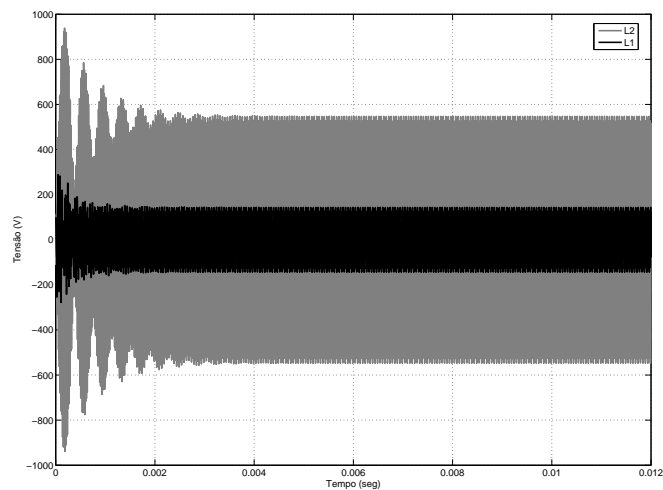


Figura A.2: Resposta em frequência dos filtros analisados.



(a) Tensão sobre  $L_1 = 227\mu H$  e  $L_2 = 225\mu H$ .

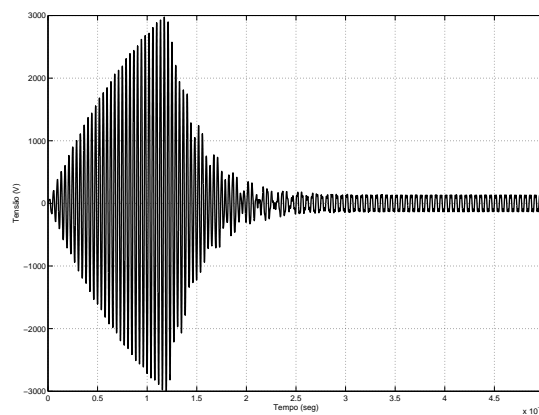


(b) Tensão sobre  $L_1 = 59\mu H$  e  $L_2 = 61,25\mu H$ .

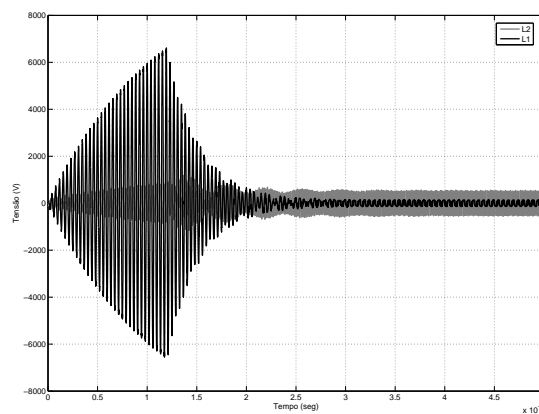
Figura A.3: Formas de onda de tensão sobre os indutores  $L_1$  e  $L_2$ .

A Figura A.4(a) mostra a forma de onda de tensão aplicada à lâmpada durante a ignição até entrada em regime. A ignição foi realizada por variação de frequência, como discutido na seção

5. O elevado valor de tensão sobre os indutores do filtro é fator limitantes na implementação desse método de ignição. A forma de onda de tensão sobre os indutores durante a ignição é mostrada na Figura A.4(b).



(a) Formas de onda de corrente e tensão aplicada à lâmpada durante a ignição.



(b) Formas de onda de corrente e tensão sobre os indutores durante a ignição.

Figura A.4: Formas de onda de corrente e tensão durante a ignição, filtro 1, Tabela A.1

A Figura A.5 apresentada as formas de onda de corrente e tensão aplicadas à lâmpada em regime nominal. Pode-se observar a injeção de harmônicas, no caso, a fundamental mais a 1/3 da terceira harmônica. O espectro da forma de onda de tensão aplicada à lâmpada *HPS* é mostrada na Figura A.6.

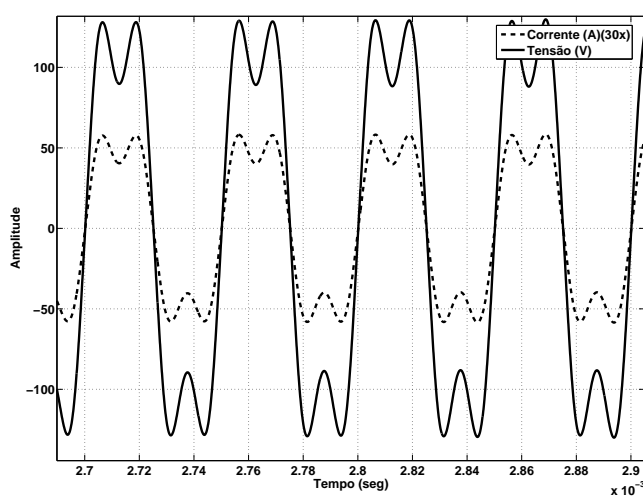


Figura A.5: Forma de onda de corrente e tensão aplicada à lâmpada através do filtro sintonizado, filtro 1.

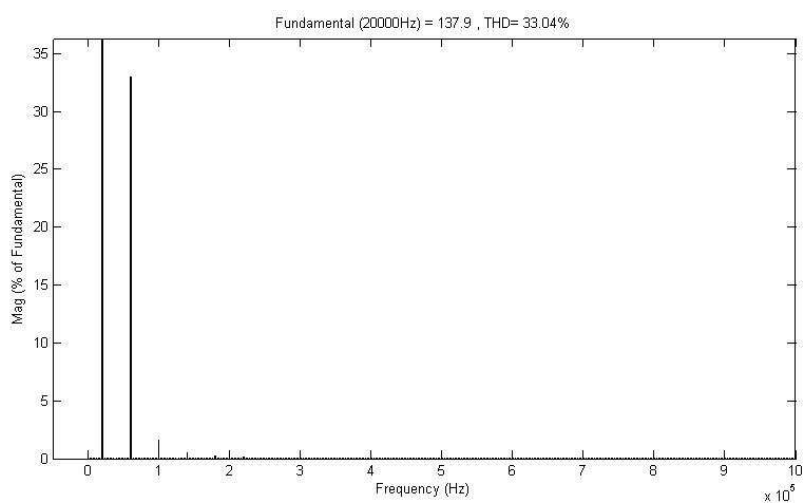


Figura A.6: Espectro da tensão aplicada à lâmpada utilizando o filtro sintonizado.

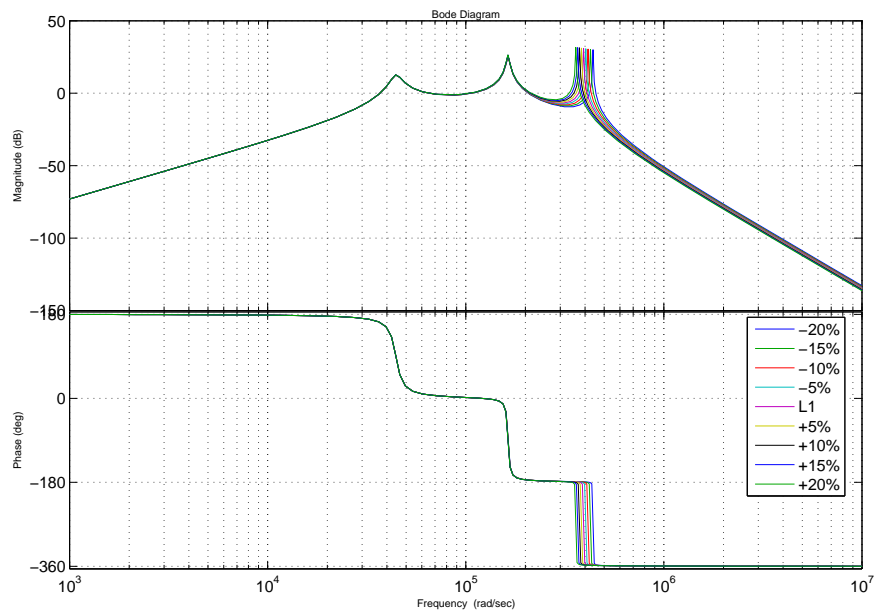
### A.3 Sensibilidade paramétrica do filtro

Apesar das formas de onda obtidas através do filtro sintonizado apresentarem menores distorções quando comparadas às obtidas através do método utilizando *PWM*, o filtro apresenta uma sensibilidade paramétrica elevada. Para se avaliar a sensibilidade paramétrica variou-se  $\pm 20\%$  para cada componente do filtro. A resposta em frequência do filtro para essas variações são mostradas nas Figuras A.7(a) até A.7(g). As análises paramétricas foram realizadas para o filtro 1, Tabela A.1.

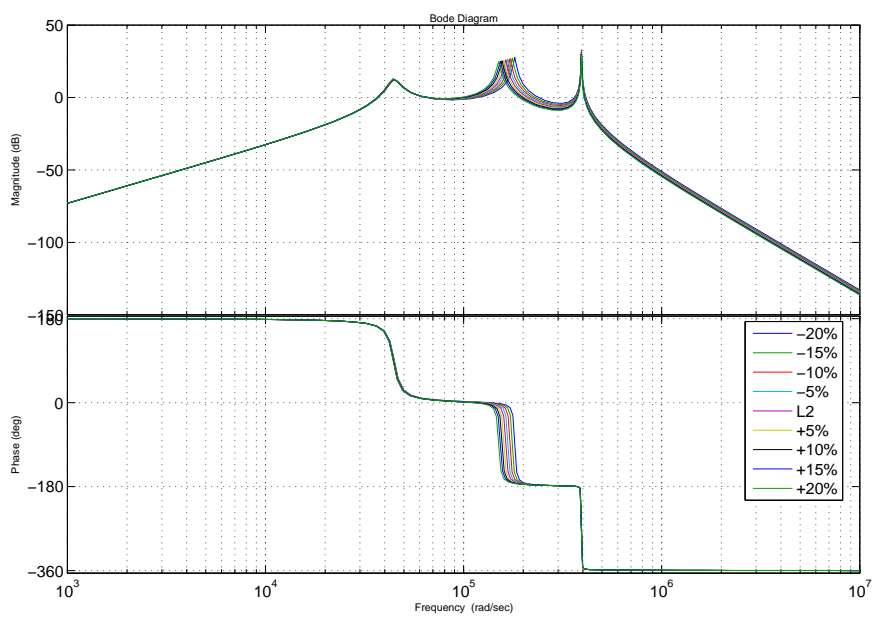
As Figuras A.7(a), A.7(b) e A.7(c) apresentam a resposta em frequência do filtro para as variações das indutâncias  $L_1$ ,  $L_2$  e  $L_3$ , respectivamente.

As Figuras A.7(d), A.7(e), A.7(f) e A.7(g) são referente as resposta em frequência do filtro para as variações dos capacitâncias  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  e  $C_4$ , respectivamente.

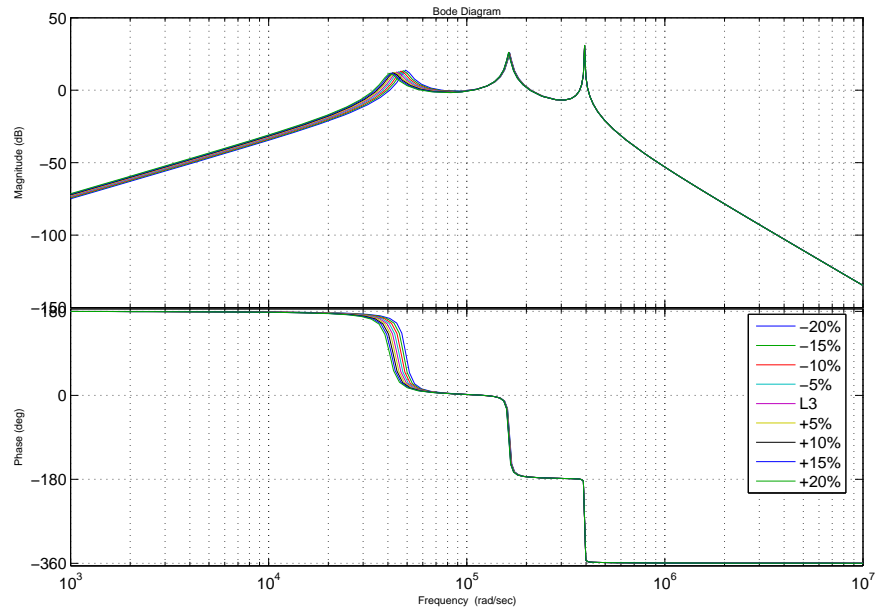
Observou-se que as variações mais significativas para as características desejadas para o filtro são para os componentes  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $C_1$  e  $C_2$ .



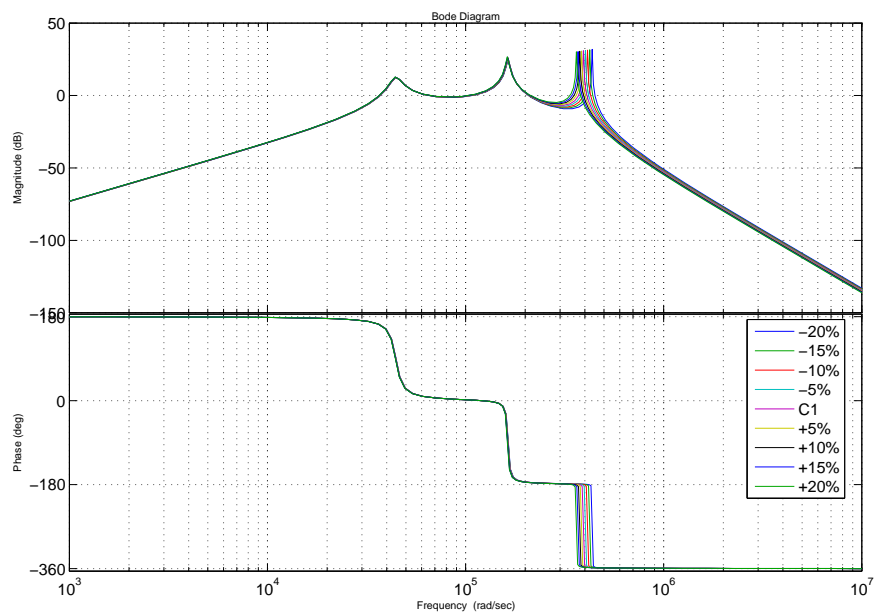
(a) Resposta em frequência do filtro variando  $L_1$ .



(b) Resposta em frequência do filtro variando  $L_2$ .

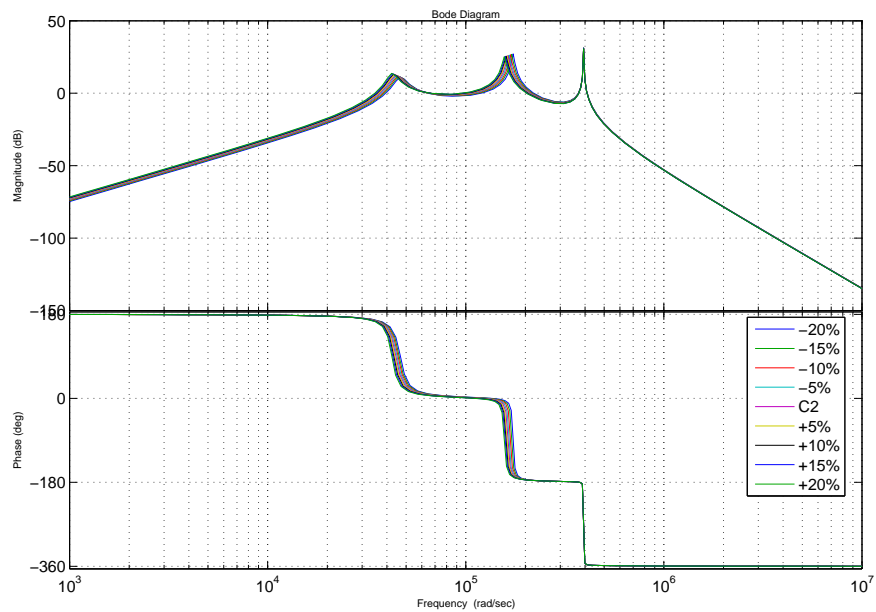


(c) Resposta em frequência do filtro variando  $L_3$ .

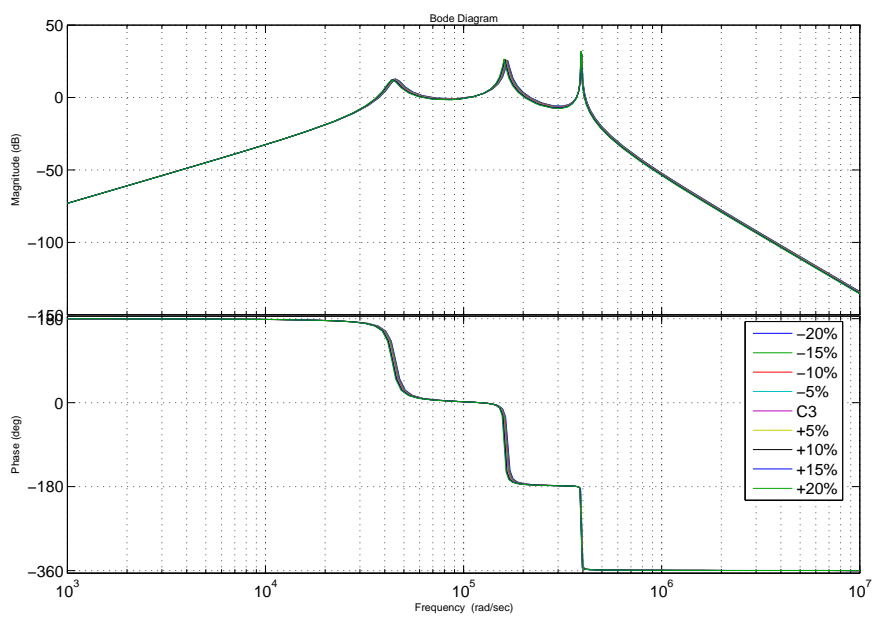


(d) Resposta em frequência do filtro variando  $C_1$ .

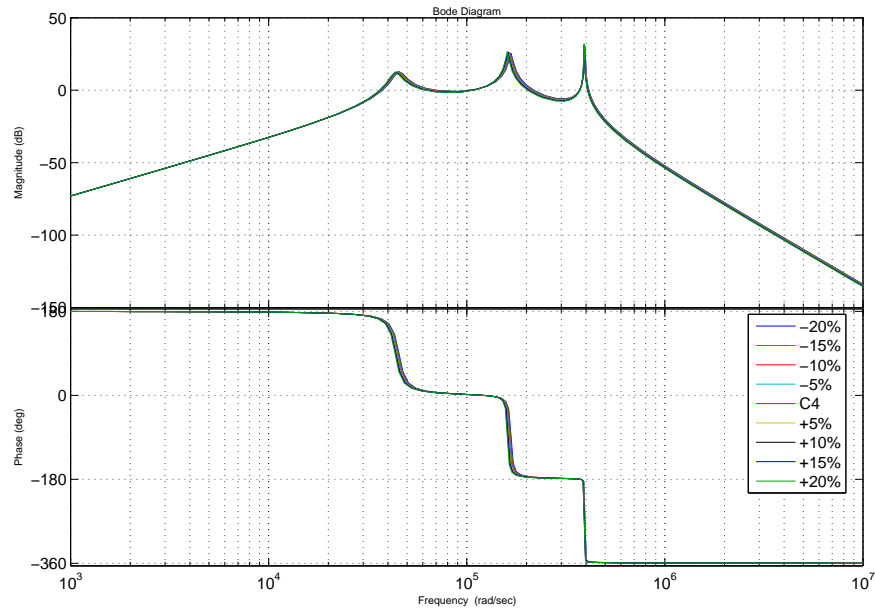




(e) Resposta em frequência do filtro variando  $C_2$ .



(f) Resposta em frequência do filtro variando  $C_3$ .



(g) Resposta em frequência do filtro variando  $C_4$ .

Figura A.7: Influência da variação dos indutores e capacitores na resposta em frequência do filtro.

Através dessa análise foi proposto um algoritmo, que uma vez ocorrido uma variação paramétrica, ele ajusta a frequência e o ganho para se obter a resposta desejada. O algoritmo é descrito através do fluxograma da Figura A.8. O algoritmo verifica o valor obtido da amplitude da 3ª harmônica e compara com o desejado ( $1/3$  da fundamental), então é gerando o pulso de comando para o inversor. Caso não seja igual, calcula-se a uma nova frequência para valor da amplitude da 3ª harmônica seja o desejado. Após uma nova medição, verifica-se se o valor é o desejado e então gera o comando para o inversor.

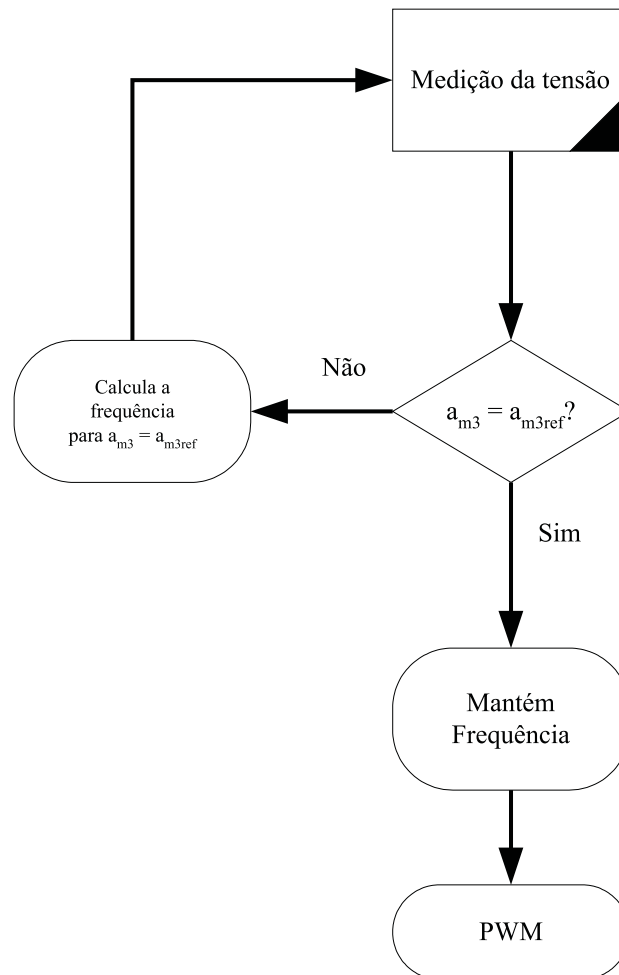
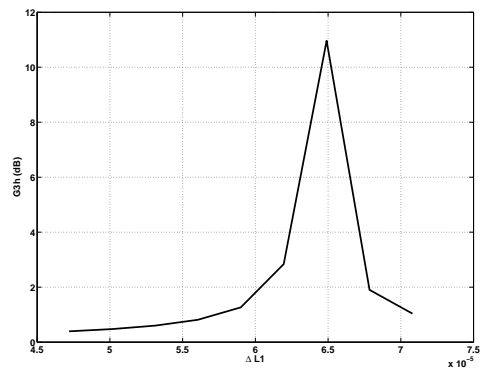
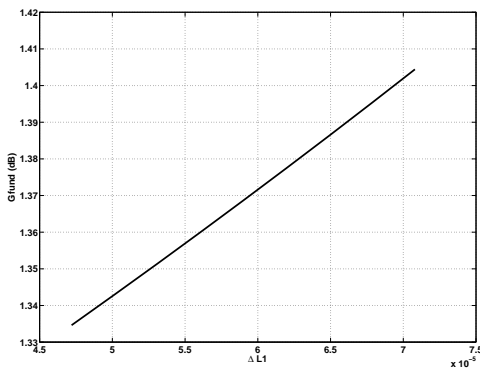


Figura A.8: Fluxograma utilizado pelo algoritmo

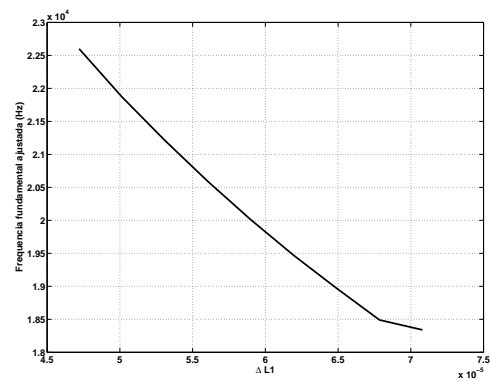
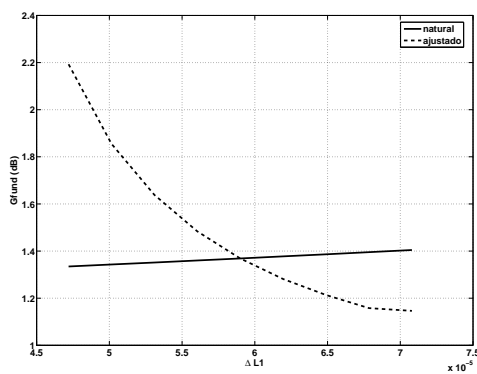
As Figuras A.9(a) e A.9(b) apresentam as características observadas para o ganho na frequência fundamental e terceira harmônica devido a variações de  $L_1$ , respectivamente.

As Figuras A.9(c) e A.9(d) apresentam a resposta do algoritmo às variações paramétricas.



(a) Ganho da fundamental harmônica variando  $L_1$ .

(b) Ganho da 3ª harmônica variando  $L_1$ .

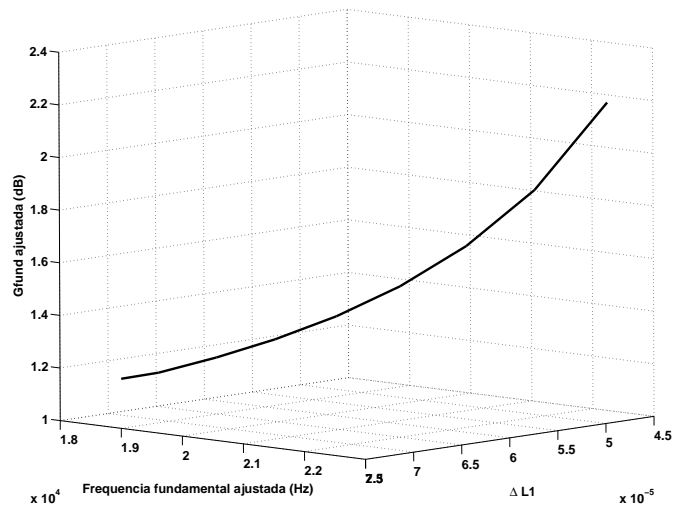


(c) Ganho da fundamental harmônica variando  $L_1$ -Normal e ajustado.

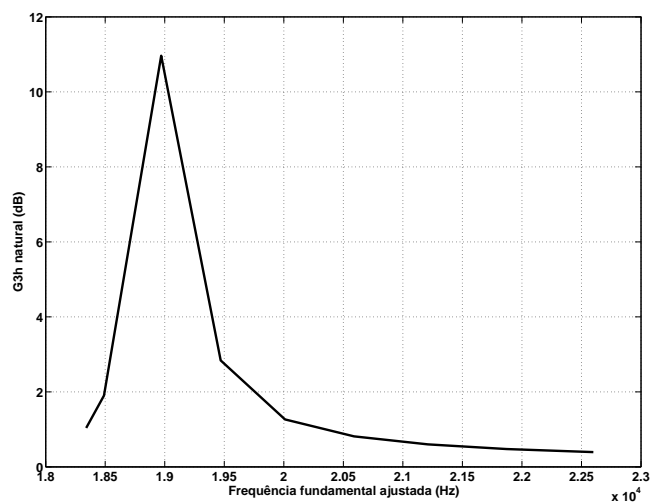
(d) Ganho da 3ª harmônica variando  $L_1$  ajustado.

Figura A.9: Influência da variação de  $L_1$  na resposta do filtro sintonizado.

Observou-se que utilizando o algoritmo de ajuste as variações paramétricas se tornaram lineares permitindo dessa maneira o seu controle de forma mais simples.



(a) Ganho da fundamental ajustada e frequência fundamental ajustada variando-se  $L_1$ .



(b) Ganho da 3<sup>a</sup> harmônica natural versus frequência fundamental ajustada.

Figura A.10: Influência da variação de  $L_1$  na resposta do filtro sintonizado analisando o ganho da 3<sup>a</sup> harmônica natural.

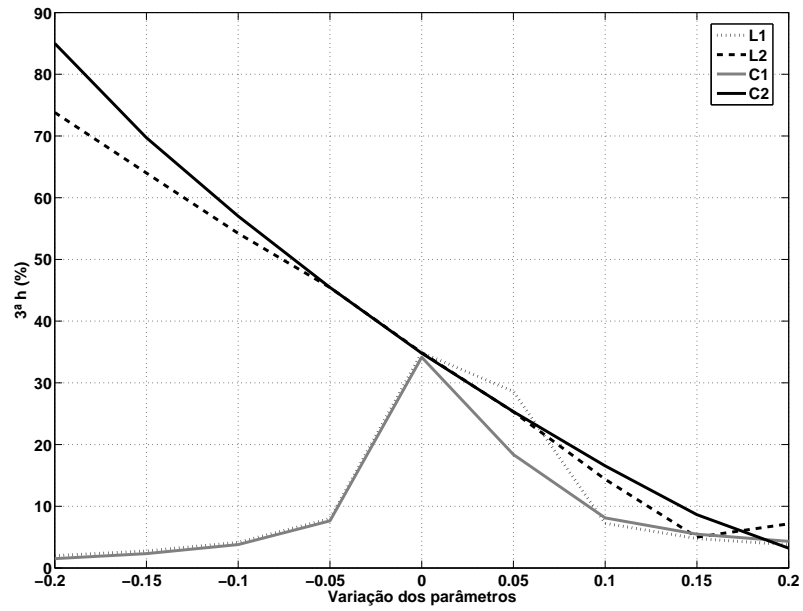


Figura A.11: Influência da variação dos componentes na amplitude da 3ª harmônica.

A injeção da 3ª harmônica através de um filtro sintonizado é motivada pela simplicidade na geração dos sinais de comandos, uma frequência de chaveamento menor quando se comparado à técnica proposta, a possibilidade de se trabalhar com o conversor em meia-ponte e o menor tamanho dos componentes utilizados, porém apresenta os inconvenientes da sua sensibilidade paramétrica.

É apresentada uma metodologia de projeto do filtro visando não atenuar a componente da 3ª harmônica e nem defasá-la e também se levando em conta a tensão em cada componente.

A necessidade de desenvolvimento um ignitor devido às elevadas amplitudes da tensão sobre os componentes do filtro e o tempo para se atingir o valor exigido, utilizando o ignitor apresentado.

Técnicas de controle podem proporcionar a utilização do filtro sintonizado, uma vez que um algoritmo foi implementado e obteve-se resultados satisfatórios.