

HELBERT RIBEIRO DE SÁ

“Estudo, projeto e desenvolvimento de um reator eletrônico, pela técnica de injeção de correntes harmônicas, para lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão de 70 W”.

**BELO HORIZONTE
2009**

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA

“Estudo, projeto e desenvolvimento de um reator eletrônico, pela técnica de injeção de correntes harmônicas, para lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão de 70 W”.

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Minas Gerais
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

HELBERT RIBEIRO DE SÁ

Belo Horizonte, Novembro 2009

“Estudo, projeto e desenvolvimento de um reator eletrônico, pela técnica de injeção de correntes harmônicas, para lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão de 70 W”.

HELBERT RIBEIRO DE SÁ

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

Banca Examinadora:

Prof. Pedro Donoso Garcia, Dr. Ing.
Orientador

Prof. Lênin M. Ferreira Morais, Dr.
Co-orientador

Prof. Porfírio Caballero Cortizo, Dr.

Prof. Seleme Issac Seleme Junior, Dr.

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

“Estudo, projeto e desenvolvimento de um reator eletrônico, pela técnica de injeção de correntes harmônicas, para lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão de 70 W”.

Helbert Ribeiro de Sá

Novembro de 2009.

Orientador: Professor Pedro Donoso Garcia, Dr. Ing.

Co-orientador: Professor Lênin M. Ferreira Morais, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência.

Palavras-chave: Lâmpada de vapor de sódio, reator eletrônico, HID, ressonância acústica.

Número de páginas: 127.

RESUMO: A presente dissertação aborda o estudo da técnica de injeção de correntes harmônicas, com o objetivo de não excitar a ressonância acústica, nas lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão (HPS) de 70 W, quando alimentadas por reatores eletrônicos. Foi desenvolvido um protótipo de um reator eletrônico em ponte completa modulado por sinais PWM em três níveis assimétricos capaz de injetar harmônicos nas lâmpadas HPS de 70 W. Um estudo sobre as características de lâmpada HPS de 70 W é realizado, obtendo-se modelos para simulação da mesma em baixa e alta frequência de chaveamento. A seguir é feito o estudo e dimensionamento do conversor que utilizará a técnica de modulação PWM para injeção de correntes harmônicas. É feito o dimensionamento do circuito ressonante para a ignição da lâmpada, baseada na técnica de batimentos de tensões. A geração dos sinais para injeção de harmônicos será feito por um processador de sinais DSP. Serão apresentados resultados sobre esta técnica e das estruturas escolhidas. Serão apresentadas formas de continuidade da pesquisa nesta área.

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

Study, project and development of an electronic reactor, for the technique of harmonic chain injection, for high-pressure sodium vapor light bulbs of 70 W”.

Helbert Ribeiro de Sá

November/2009.

Advisor: Professor Pedro Donoso Garcia, Dr. Ing.

Co-advisor: Professor LÊNIN M. FERREIRA MORAIS, Dr. Ing.

Area de Concentration: Power Electronics.

Keywords: Sodium Lamps, electronic ballast, HID, acoustic resonance.

Number of pages: 127.

ABSTRACT: The present work deals with the study of the harmonic injection technique, with the objective to avoid the acoustics resonance, in high-pressure sodium lamps (HPS) of 70 W, when fed by electronic ballast. A prototype of the three level full bridge PWM electronic ballast was developed which allows the of harmonics in the voltage supplied to the 70 W HPS lamp. A study on the characteristics of lamp 70 W HPS is carried through, obtaining models for low and high frequency. The design procedure and result of the inverter used in ballast is then presente d. The dimensioning of the resonant circuit, for the ignition of lamp, based on the technique, voltage beating is made. The generation of the injection signals of will be made by DSP. Results are presented of the technique of the chosen structures. Forms of continuity of the research in this area will be presented.

SUMÁRIO

SUMÁRIO.....	1
SIMBOLOGIA.....	5
INTRODUÇÃO	8
1 ESTUDO DAS LÂMPADAS DE VAPOR DE SÓDIO HPS.....	13
1.1 INTRODUÇÃO	13
1.2 CARACTERÍSTICAS REAIS DE UMA LÂMPADA HPS DE 70 W.....	13
1.3 CARACTERÍSTICAS DE FUNCIONAMENTO DA LÂMPADA DE VAPOR DE SÓDIO	14
1.3.1 Ignição e partida da lâmpada vapor de sódio.....	15
1.3.2 O paralelogramo de potência para lâmpadas HPS de 70 W.	18
1.4 MODELAGEM DE LÂMPADAS DE VAPOR DE SÓDIO DE ALTA PRESSÃO DE 70 W.....	20
1.4.1 Modelagem de MADER-HORN.....	21
1.4.2 Modelagem de FERRERO.....	25
1.5 CONCLUSÕES.....	32
2 REATOR ELETRÔNICO SEM EXCITAÇÃO DA RESSONÂNCIA ACÚSTICA.....	34
2.1 INTRODUÇÃO	34
2.2 REATOR ELETROMAGNÉTICO.....	34
2.2.1 Características dos reatores eletromagnéticos.....	35
2.2.2 Efeito do aumento de temperatura nos reatores eletromagnéticos.....	36
2.3 REATORES ELETRÔNICOS.	36
2.3.1 Diagrama de blocos do reator eletrônico proposto.....	37
2.4 TIPOS DE REATORES.	38
2.4.1 Não Ressonante.....	38
2.4.2 Reatores ressonantes.....	39
2.5 RESSONÂNCIA ACÚSTICA.	41

2.5.1	Conseqüências da ressonância acústica.....	41
2.5.2	Técnicas para eliminação da RA.....	44
2.6	INVERSOR DE TENSÃO PARA TOPOLOGIA DO REATOR.....	47
2.7	ESTUDO SOBRE IGNITORES PARA REATORES ELETRÔNICOS.....	47
2.7.1	Tipos de circuitos ignitores.....	48
2.7.2	Ignitor proposto para o reator.....	50
2.7.3	Determinação da frequência de ignição do circuito Ignitor.....	54
2.8	MODULAÇÃO POR INJEÇÃO DE HARMONICOS.....	55
2.8.1	Modulação em dois níveis.....	55
2.8.2	Modulação em três níveis.....	57
2.9	CONCLUSÕES.....	62
3	DESENVOLVIMENTO DO REATOR ELETRÔNICO SEM EXCITAÇÃO DA RESSONÂNCIA ACÚSTICA.....	63
3.1	INTRODUÇÃO.....	63
3.2	FILTRO IEM.....	64
3.2.1	Normas de níveis de harmônicas.....	64
3.2.2	Filtro para supressão de interferência eletromagnética IEM.....	65
3.2.3	Projeto do Filtro IEM.....	68
3.3	RETIFICADOR.....	70
3.3.1	Projeto do retificador.....	72
3.3.2	Simulações do retificador.....	74
3.4	INVERSOR DE TENSÃO.....	78
3.4.1	Dimensionamento dos componentes do inversor proposto.....	78
3.4.2	Circuito de comando.....	80
3.5	FILTRO DE CARGA E IGNITOR DA LÂMPADA.....	83
3.5.1	Projeto do filtro de carga LC.....	83
3.5.2	Projeto do Ignitor.....	86

3.6	CIRCUITO DE AQUISIÇÃO DE SINAIS DO MICROCONTROLADOR.....	89
3.6.1	Circuito de alimentação.	89
3.6.2	Geração e aquisição de sinais.	90
3.6.3	Visão geral de ignição e partida da lâmpada.	91
3.7	CONCLUSÕES.....	92
4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.	93
4.1	INTRODUÇÃO.	93
4.2	RETIFICADOR.	94
4.3	SINAIS DE MODULAÇÃO PWM.....	94
4.4	SINAIS DOS CIRCUITOS DE COMANDO NOS IGBT'S.	96
4.5	SINAIS DE IGNIÇÃO NA LÂMPADA.....	98
4.6	PROCESSO DE IGNIÇÃO DA LÂMPADA.....	99
4.7	ENSAIOS PARA ESTUDO DA INJEÇÃO DE HARMONICOS.....	100
4.7.1	Estudo da excitação da RA.	101
4.7.2	Estudo da influência da amplitude da terceira harmônica.	102
4.7.3	Formas de onda com injeção de correntes harmônicas aplicadas a lâmpada..	102
4.7.4	Modelos MADER-HORN e FERRERO alimentados com injeção de harmônicos.	
	111	
4.8	CONCLUSÕES.....	116
	CONCLUSÕES FINAIS.	117
	PROPOSTAS PARA CONTINUIDADE DO TRABALHO.	119
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	120
5	ANEXOS	127
5.1	MODELO SPICE DA LÂMPADA VAPOR DE SÓDIO HPS 70 W.....	127
5.2	MODELO SPICE DO RETIFICADOR COM FILTRO IEM.....	128
5.3	MODELO SPICE DO IGNITOR.	129
5.4	ESPECTRO DAS ONDAS ELETROMAGNÉTICAS.....	130

5.4.1	Radiações infravermelhas e ultravioletas	130
5.4.2	O espectro visível.	131
5.4.3	Formas de geração da luz.....	131
5.5	REVISÃO SOBRE ALGUNS CONCEITOS DE LUMINOTÉCNICA.....	133
5.6	GRÁFICO DA COMISSÃO INTERNACIONAL DE ILUMINAÇÃO-CIE.....	137
5.7	RESPOSTA ESPECTRAL DO OLHO HUMANO.....	138
5.8	RESENHA DA LÂMPADA DE DESCARGA ELÉTRICA.....	140
5.8.1	Tipos de lâmpadas descarga em vapor.....	140
5.8.2	Tipos de lâmpadas de vapor de pressão	141

SIMBOLOGIA

Símbolos adotados nos equacionamentos	Abreviaturas	Unidade
Capacitância de filtragem da saída do pré-regulador	Co	F
Capacitância do filtro	Cf	F
Corrente aplicada na lâmpada	Ila	A
Corrente eficaz	Irms	A
Corrente eficaz no IGBT	Isef	A
Corrente no diodo	Id	A
Fator de potência	F.P	
Fator de qualidade	Q	
Frequência angular de chaveamento do inversor	ω_s	rad/s
Frequência angular do filtro	ω_f	rad/s
Frequência angular do filtro	ω_o	rad/s
Frequência da rede	f	Hz
Frequência de chaveamento do inversor	fs	Hz
Frequência de entrada injetada	fvin	Hz
Frequência de ressonância do filtro de entrada	fo	Hz
Frequência do ignitor	fig	Hz
Ganho do filtro	Gfiltro	
Indutância do filtro	Lf	H
Perdas por condução em um semicondutor	Pcond	W
Potência aplicada na lâmpada	Pla	W
Razão cíclica	D	
Resistência equivalente	Req	Ω
Resistência equivalente da carga	Ro	Ω
Resistência quando em condução do IGBT	Ron	Ω
Resistência térmica entre dissipador e ambiente	Rda	$^{\circ}C/W$
Resistência térmica entre encapsulamento e dissipador	Rcd	$^{\circ}C/W$
Resistência térmica entre junção e ambiente	Rja	$^{\circ}C/W$
Resistência térmica entre junção e encapsulamento	Rjc	$^{\circ}C/W$
Taxa de distorção harmônica	THD	
Temperatura ambiente	Ta	$^{\circ}C$
Temperatura na junção	Tj	$^{\circ}C$
Tempo de condução do diodo	Tc	s
Tensão alternada de entrada	Vac	V
Tensão aplicada na lâmpada	Vla	V
Tensão coletor-emissor de um transistor bipolar	VCE	V

Tensão com harmônico	V _{th}	V
Tensão de pico da rede	V _{pk}	V
Tensão de pico de entrada do Boost	V _g	V
Tensão de saída do filtro	V _{out}	V
Tensão de saída do pré-regulador	V _{cc}	V
Tensão eficaz	V _{rms}	V
Tensão injetada de entrada.	V _{in}	V
Tensão máxima nos interruptores	V _{smáx}	V
Tensão máxima reversa de um diodo	V _{DRM}	V
Tensão nominal da lâmpada	V _n	V

Sub-índices utilizados	Sub-índice
Entrada	in
Ondulação	ripple
Reverso	reverso
Saída	out
Valor de pico da grandeza	pk
Valor eficaz da grandeza	rms
Valor máximo da grandeza	máx
Valor médio da grandeza	med
Valor mínimo da grandeza	mín
Valor relativo a auxiliar	aux

Símbolos para referenciar elementos de circuitos	
Significado	Símbolo
Capacitor	C
Chave Transistorizada	S
Circuito integrado	U
Comparador ou multiplicador	X
Diodo	D
Fonte de tensão	V
IGBT, Transistor	Q
Indutor	L
Interruptor do tipo MOSFET	M
Lâmpada	Lamp
Relé	RI
Resistor	R
SIDAC	SIDAC
Transformador	T

Símbolos de unidades de grandezas físicas	
Significado	Sub-índice
ampère	A
atmosfera	atm
coulomb	C
faraday	F
freqüência angular	ω
henry	H
hertz	Hz
kelvin	K
lúmens	lm
lux	lx
metro	m
Ohm	Ω
pascal	Pa
radiano	rad
segundo	s
volt	V
watt	W

Acrônimos e abreviaturas	
Modulação por largura de pulso - (Pulse Width Modulation)	PWM
Conversão Contínua para alternada	cc-ca
Conversão Contínua para contínua	cc-cc
Corrente alternada	ca
Corrente contínua	cc
Fator de crista	F.C
Fator de potência	F.P
Grupo Eletrônica de Potência	GEP
High pressure Sodium – (Vapor de sódio alta pressão)	HPS
Índice de reprodução de cores	IRC
Índice de modulação	Ma
Interferência eletro-magnética	IEM
Interferência Rádio freqüência	IRF
Norma brasileira	NBR
Ressonância Acústica	RA
Universidade Federal de Minas Gerais	UFMG

INTRODUÇÃO

Pesquisas mundiais em iluminação apontam para novas tecnologias de lâmpadas e fontes de luz mais eficientes, em paralelo os circuitos eletrônicos que as alimentam possuem tecnologias com eficiência energética superior a 90,0%.

Desde que o homem descobriu o fogo, na pré-história, até hoje no século 21, inúmeras formas de irradiar luz surgiram com o tempo. Surgiram as lâmpadas que utilizavam óleo combustível e que se tornaram populares ao longo do tempo bem antes ao nascimento de Cristo. Já nesta época eram registrados esforços na busca por sistemas que permitissem melhor utilização desta fonte de luz, uma vez que diferentes materiais foram utilizados na produção da lâmpada e na composição do óleo [1].

Pesquisas apontam que cerca de 90% da energia produzida por uma lâmpada incandescente é desperdiçada sob a forma de calor, por isso este tipo de lâmpada possui uma baixa eficácia luminosa. No Brasil, após a crise energética em 2001, intensificou ações, estudos e o comércio de lâmpadas compactas, o de reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes. Neste lapso de tempo, a substituição da lâmpada incandescente pela fluorescente foi intensa, mesmo com vida útil inferior [2].

A reciclagem é outro tema fundamental para o desenvolvimento humano. Na área de iluminação não é diferente, a quantidade de mercúrio presente nas lâmpadas fluorescentes vem diminuindo consideravelmente na sua fabricação, mas ainda está presente no filamento das lâmpadas. Lembrando que após sua vida útil, as lâmpadas não podem ser utilizadas para outros fins, pois os gases armazenados no seu interior são prejudiciais ao meio ambiente. Quando quebrada o vapor de mercúrio contamina a atmosfera [3]. Se há quinze anos cada lâmpada continha 50 mg do metal, atualmente está normatizado pela Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT) que esse percentual não pode ser superior a 12 mg. O risco diminuiu, mas não desapareceu [4].

As lâmpadas fluorescentes são recomendáveis em aplicações residenciais ou ambientes internos que necessitam de um consumo de energia reduzido. No entanto, em ambientes externos como parques, rodovias, estacionamentos e iluminação pública, o mais indicado é o

uso de lâmpadas de descarga por vapor metálico que podem ser as de vapor de sódio ou a de vapor de mercúrio.

Atualmente, em torno de 30% da energia elétrica produzida no mundo é consumida com iluminação artificial [5]. No Brasil este número chega a 17%, sendo que 3,5% do total da energia elétrica é utilizada na iluminação pública. Existem mais de 10 milhões de pontos de iluminação pública cadastrados no país [6]. Logo, estudos em sistemas eficientes de iluminação tornam-se essenciais para um aproveitamento racional dessa energia. Conseqüentemente, a iluminação eficiente é uma preocupação do governo, pois garante não só o desenvolvimento sócio, político e econômico, como também na qualidade de vida e segurança dos cidadãos [7].

Ao contrário das lâmpadas incandescentes, as lâmpadas de descarga de vapor de metálico de baixa e alta pressão requerem circuitos especiais para seu funcionamento: Os ignitores e os reatores. Os reatores eletromagnéticos atuam em duas etapas: ignição na lâmpada e na sustentação do arco elétrico. Os ignitores são circuitos geram uma tensão elétrica na ordem de até cinco mil volts para fazer inicializar a descarga do gás e os reatores alimentam as lâmpadas com uma corrente e tensão para seu funcionamento. Devido a existência de mais de 10 milhões de pontos de iluminação nota-se como é importante o estudo dos reatores. Ao imaginar que para cada ponto de iluminação pública, seja este um poste ou iluminária, usando lâmpada de descarga tal conjunto será composto, basicamente, pela própria lâmpada, um reator, um ignitor, um dispositivo sensor fotoelétrico e uma luminária.

A Tabela A, apresenta dados do ano de 2003 e de 2008, extraída da ELETROBRÁS [8], mostrando os tipos de lâmpadas utilizadas na iluminação pública no Brasil e a participação percentual de cada uma. Nesta tabela mostra uma maior utilização das lâmpadas de vapor do mercúrio em 2003, porem os órgãos governamentais com a ANEEL e a ELETROBRÁS/PROCEL têm estimulado, inclusive financeiramente, as prefeituras e concessionárias para que promovam ações que resultem em melhorar a eficiência da iluminação pública. Uma destas ações típicas consiste em substituir lâmpadas vapor de mercúrio de alta pressão por lâmpadas vapor de sódio de alta pressão de potência inferior [10]. As conseqüências de tais ações podem ser vistos no ano de 2008 mostrando um aumento considerável no uso de lâmpada de vapor de sódio de 40,31% em 2003 para 62,93%.

Tabela A - Tipos de lâmpada e sua utilização na iluminação pública no Brasil [8].

Tipo de lâmpada	Quantidade em 2003	Participação em 2003	Quantidade em 2008	Participação em 2008
Vapor de Mercúrio de Alta Pressão	6.777.877	52,01%	4.703.012	31,84%
Vapor de Sódio de Alta Pressão	5.257.062	40,31%	9.294.611	62,93%
Multi-vapores Metálicos	63.600	0,49%	108.173	0,73%
Incandescentes	274.230	2,10%	210.417	1,42%
Mistas	519.208	3,98%	328.427	2,22%
Fluorescentes	100.248	0,77%	119.535	0,81%
Outras	49.168	0,38%	5.134	0,03%
TOTAL	13.041.393	100,00%	14.769.309	100,00%

Obs: Dados atualizados de 5 em 5 anos.

As lâmpadas a vapor de sódio baseiam-se no princípio da descarga no gás de vapor de sódio e é mais utilizada em auto-estradas, aeroportos, portos marítimos, e outros espaços públicos onde a acuidade visual seja muito importante, mas onde não haja necessidade de conseguir distinguir com perfeição as diferentes cores. Estas lâmpadas têm uma cor âmbar [9].

A utilização das lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão HPS (*High pressure Sodium*) é recomendável, haja vista que as mesmas possuem um fluxo luminoso de alta intensidade e uma excelente economia de energia. Tais lâmpadas apresentam uma eficiência luminosa alta, chegando a alcançar uma vida útil de 32 mil horas bem superior que suas concorrentes [11]. As lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão HPS de 70 W são Ideais para iluminação: pública, industrial, esportiva, estacionamentos, aeroportos e áreas industriais.

O objetivo deste trabalho é obter um reator eletrônico para lâmpada HPS de 70 W operando sem excitação da ressonância acústica. O reator será obtido a partir da integração dos vários circuitos: circuito de partida ignitor, filtro de carga, inversor de tensão, circuito de controle através de um microcontrolador DSP (*Digital Signal Processor*). Nesta integração será

feito o ordenamento dos circuitos e a otimização das funções que serão realizadas por este equipamento. As lâmpadas HPS de 70 W apresentam uma alta eficiência luminosa, mas também apresentam ressonância acústica em faixas de frequência bastante próximas, sendo estas muito estreitas. Estudos de modelos das lâmpadas HPS foram realizados a fim de obter resultados de simulação da técnica de injeção de correntes com harmônicos mais próximos a realidade.

Esta dissertação será desenvolvida em quatro capítulos:

Primeiro capítulo: “ESTUDO DAS LÂMPADAS DE VAPOR DE SÓDIO HPS”. O primeiro capítulo irá tratar dos conceitos da lâmpada de vapor de sódio, seu princípio de funcionamento estrutura e características ópticas e elétricas. Será apresentado um ensaio elétrico usando um reator eletro magnético comercial com uma lâmpada de 70 W. Também serão apresentados dois modelos para a simulação da lâmpada de vapor de sódio de 70 W trabalhando em baixas e em altas frequências. O estudo desta simulação irá permitir a melhor compreensão deste tipo de lâmpada antes do início do projeto do reator fazendo com que seja enviado sinais apropriados para alimentar este tipo de lâmpada. Será utilizada neste capítulo simulação eletrônica para tal fim. Serão utilizados neste capítulo e nos outros softwares de simulação do tipo SPICE.

Segundo capítulo: “REATOR ELETRÔNICO SEM EXCITAÇÃO DA RESSONÂNCIA ACÚSTICA”. Será primeiramente feito um comparativo dos atuais reatores eletromagnéticos em relação aos reatores eletrônicos e apresentadas as vantagens do reator eletroeletrônico em relação aos eletromagnéticos. O estudo do principal desafio que é a Ressonância Acústica RA, as técnicas existentes para eliminação da RA nas lâmpadas HPS, juntamente com as vantagens e desvantagens de cada técnica. No final do capítulo será apresentado o estudo da injeção de harmônicos para eliminação da RA usando técnicas de modulação PWM em dois e três níveis com resultados obtidos através de simulações eletrônicas SPICE.

Terceiro capítulo: “DESENVOLVIMENTO DO REATOR ELETRÔNICO SEM EXCITAÇÃO DA RESSONÂNCIA ACÚSTICA”. Será apresentado o desenvolvimento do circuito completo do reator eletrônico e das partes internas: Filtro IEM, retificador, drive, inversor, ignitor e o circuito de controle microprocessado. Serão utilizados softwares de simulação eletrônica SPICE para validar o projeto, serão simuladas todas as formas de ondas de todas as partes do reator eletrônico proposto.

Quarto capítulo: “RESULTADOS EXPERIMENTAIS”. Por fim os valores medidos em laboratório comprovando o funcionamento do reator desenvolvido apresentado suas formas de onda e as faixas de frequência para alimentação da lâmpada.

Conclusão geral: Faz-se uma análise crítica das vantagens usando o reator desenvolvido, a partir destas vantagens e desvantagens serão feitas sugestões para a continuação da pesquisa nesta área.

CAPÍTULO 1

ESTUDO DAS LÂMPADAS DE VAPOR DE SÓDIO HPS

1.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo trata sobre as características da lâmpada de vapor de sódio: Princípio de funcionamento, ignição, estrutura e características ópticas e elétricas. Será apresentado um ensaio elétrico usando um reator eletro magnético comercial, alimentando uma lâmpada de 70 W. Serão apresentados dois modelos para a simulação da lâmpada de vapor de sódio de 70 W trabalhando em baixas e em altas frequências. As simulações serão feitas utilizando programas específicos e a comparação entre estes modelos serão apresentados. A simulação permitirá a melhor compreensão deste tipo de lâmpada antes do início do projeto do reator.

1.2 CARACTERÍSTICAS REAIS DE UMA LÂMPADA HPS DE 70 W.

A Figura. 1.1 mostra uma lâmpada vapor de sódio de alta pressão de 70 W.



Figura. 1.1 - Lâmpada vapor de sódio de alta pressão de 70 watts [11].

A partir dos dados da Tabela 1.1 obtidos de um fabricante europeu de lâmpada HPS observa-se que os valores de corrente nominais e de tensão nominais são muito próximos comparadas de fabricante para fabricante inclusive em comparação com as lâmpadas daqui da América do sul e da América do norte. Isto garante que o desenvolvimento este reator será compatível desde que se mude o estágio de entrada de alimentação do mesmo.

Tabela 1.1 - Valores obtidos do catálogo da lâmpada HPS 70 W [11].

Características de uma lâmpada HPS de 70 W	
Potência	70 W
Corrente de consumo	0,98 A
Tensão de operação	90 V
Encapsulamento externo	E27s/27
Acabamento do bulbo	Translúcido de vidro
Encapsulamento interno	E-70
Comprimento oval	154 mm
Comprimento do centro de luz	86 mm
Eletrodos	Tungstênio, Bário
Atmosfera gasosa	Na, Hg / Xe
Fluxo luminoso	6.000 lm
Eficiência luminosa	85,7 lm/W
Temperatura de cor	1900 K
IRC	25
Coordenada de Cromaticidade	CCx: 0,542 e CCy: 0,415
Posição de funcionamento	Universal
Tempo de vida	Não publicado
Tempo para funcionamento e re-ligamento	5 mim e 15 mim

1.3 CARACTERÍSTICAS DE FUNCIONAMENTO DA LÂMPADA DE VAPOR DE SÓDIO.

A lâmpada a vapor de sódio sob alta pressão possui um tubo de descarga extremamente delgado, constituído de óxido de alumínio policristalino. A atmosfera na qual o arco circula é constituída com certa quantidade de mercúrio, além de gases nobres como o neônio ou o xenônio e sódio sendo este último em maior quantidade, e possuem bulbos semelhantes aos das lâmpadas incandescentes. O vácuo existente entre o bulbo e o tubo de descarga tem por objetivo diminuir a perda de calor para o meio ambiente, gerando o aumento da pressão no tubo de descarga. Nas extremidades do tubo de descarga estão instalados os eletrodos

(fabricados de nióbio), responsáveis pela emissão eletrônica que constitui o arco. A Figura. 1.2 mostram as partes da lâmpada vapor de sódio de alta pressão HPS.

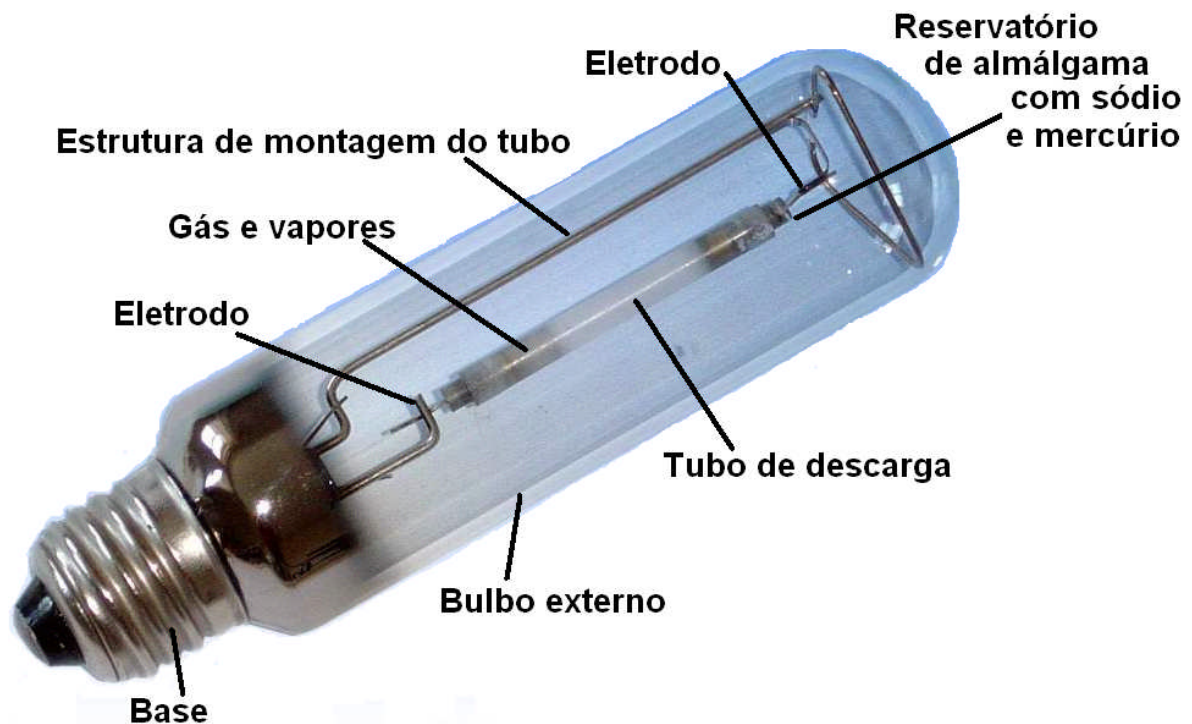


Figura. 1.2 - Partes internas de uma lâmpada vapor de sódio [11].

1.3.1 Ignição e partida da lâmpada vapor de sódio.

Quando se energiza o circuito da Figura. 1.3, um transitório eletromagnético é produzido. Este transitório é responsável pelo alto nível de tensão elétrica de auto-indução no reator que pode chegar aos 4,5 kV. O processo de ignição da lâmpada vapor de sódio é semelhante à fluorescente convencional, é gerado um pulso de tensão, que ioniza o gás xenônio e facilita a emissão de elétrons entre os eletrodos. A partir deste instante o reator passa a funcionar como um estabilizador da corrente e o ignitor é desativado. O arco inicial eleva a temperatura no interior do tubo de descarga vaporizando o mercúrio. Após a ignição, ocorre a descarga luminescente, caracterizada por pouca emissão de luz [19]. A lâmpada apresenta neste instante uma alta impedância, este efeito acontece porque a temperatura dos eletrodos não é suficiente para que ocorra emissão de elétrons pelo processo térmico.

Logo após a vaporização do mercúrio e sua subsequente ionização, aumenta-se a intensidade da corrente do arco, conseqüentemente, elevando a temperatura da atmosfera do bulbo interno a níveis de vaporização do sódio metálico, desta forma, elevando a pressão no tubo de descarga e a quantidade de emissão de luz [9].

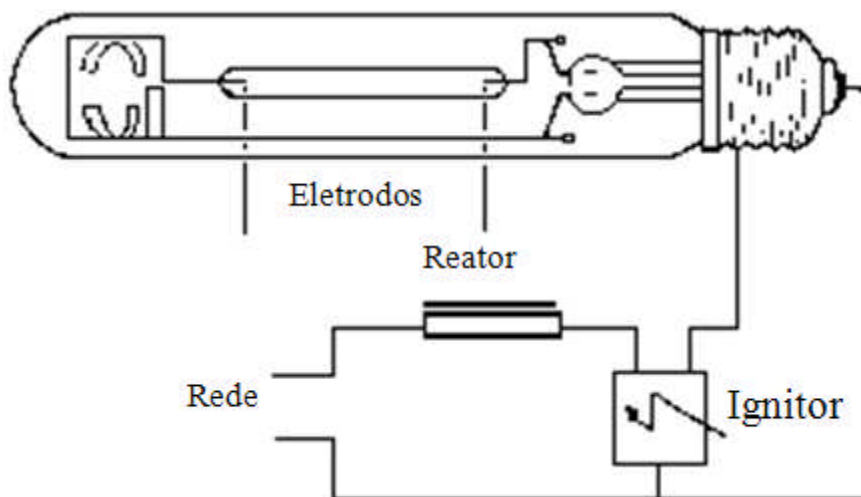


Figura. 1.3 - Circuito básico das lâmpadas vapor de sódio a alta pressão.

Durante a fase de aquecimento, a tensão sobre a lâmpada crescerá e a corrente diminuirá até que as condições nominais de regime permanente sejam alcançadas. O processo de acendimento pode durar de três a quinze minutos dependendo do reator e da lâmpada utilizada Figura. 1.4 [27].

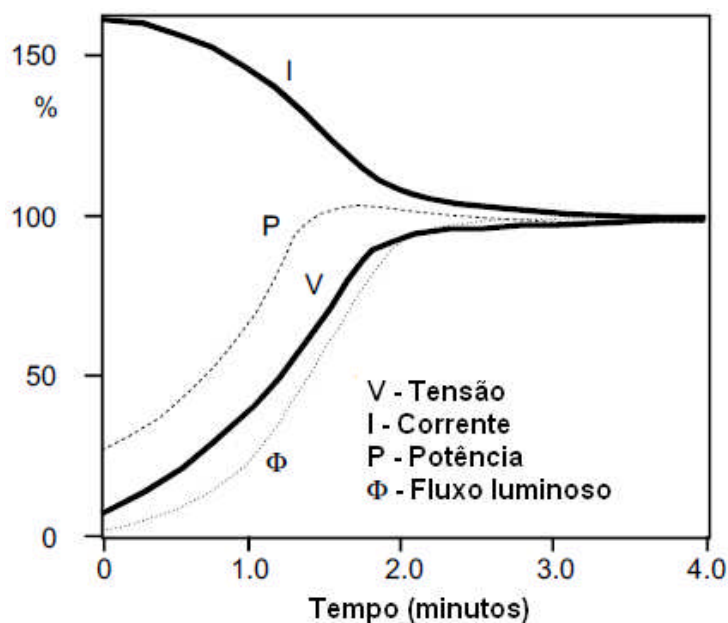


Figura. 1.4 - Comportamento da tensão, corrente, potência e fluxo luminoso durante o acionamento.

Quando uma lâmpada de descarga é alimentada a partir de uma fonte alternada, as propriedades elétricas da descarga elétrica do gás ou do vapor dependem da frequência e do tipo de reator. Após a ignição e a estabilização do arco, a impedância efetiva da lâmpada é aproximadamente equivalente a um resistor não linear em série com uma indutância [19].

Quando operada em 50/60 Hz, a impedância da lâmpada muda continuamente através de um ciclo, o que leva à formas de onda de corrente e de tensão não senoidais, gerando harmônicas.

As frequências de tensão e corrente que alimentam lâmpada influenciam seu funcionamento, pois isto tem relação direta com o tempo de resfriamento do plasma. Utilizando o esquema da Figura. 1.3, alimentando a lâmpada pela rede em baixa frequência, o tempo de inversão da corrente senoidal é longo, possibilitando o resfriamento do plasma e a conseqüente extinção do arco. Com isso, há uma elevação da impedância da lâmpada. A descarga elétrica só é restabelecida com a aplicação de picos de tensão de re-ignição após a passagem da corrente por zero. Em alta frequência não há resfriamento do plasma fazendo que os sinais de tensão e corrente obtidos na lâmpada se comportem como se fosse uma resistência pura [19].

A Figura. 1.5 mostra o comportamento da tensão na lâmpada, V_{la} , e a corrente na lâmpada, I_{la} , em uma lâmpada HPS, operando em baixa frequência. A tensão tem um comportamento de uma onda quadrada com alguns picos de tensão no início de cada ciclo enquanto a corrente se aproxima de uma onda senoidal [19] [22].

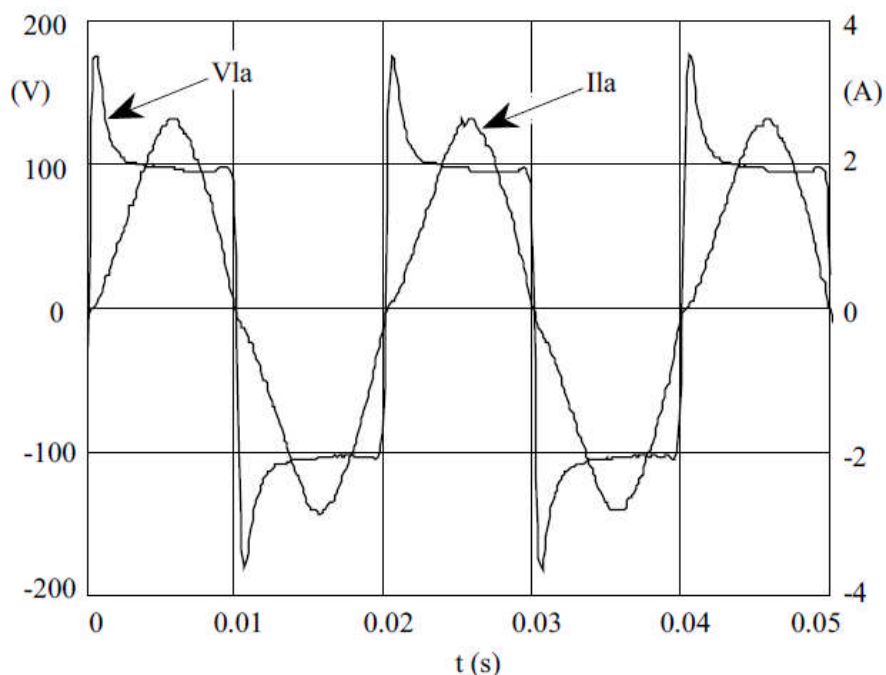


Figura. 1.5 - Sinais de tensão V_{la} e corrente I_{la} em uma lâmpada HPS em baixa frequência [22].

A Figura. 1.6 mostra o comportamento da tensão na lâmpada, V_{la} , e a corrente na lâmpada, I_{la} , em uma lâmpada HPS, operando em alta frequência. A tensão e a corrente praticamente possuem o mesmo formato e é por esta razão que alguns autores consideram que a lâmpada possui um comportamento resistivo [22].

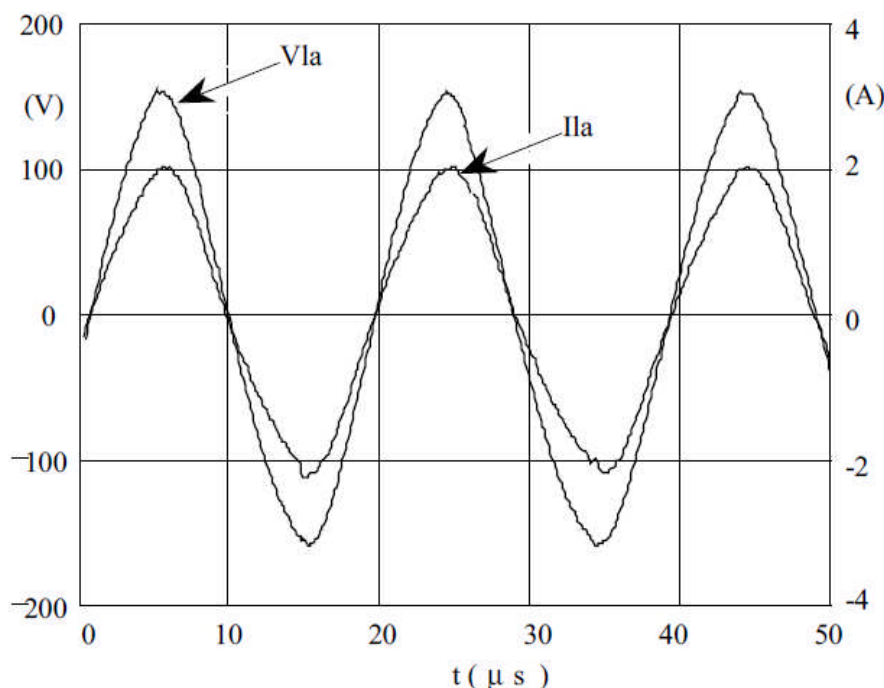


Figura. 1.6 - Sinais de tensão V_{la} e corrente I_{la} em uma lâmpada HPS em alta frequência [22].

Um parâmetro importante é o fator de crista da lâmpada (F.C), que é a relação do valor de pico em relação ao valor eficaz da corrente da lâmpada. Quanto maior a relação de F.C menor será a vida útil da lâmpada. A situação ideal é fornecer a lâmpada uma forma de onda senoidal pura. Geralmente, um F.C menor de 1,7 é recomendado para evitar o envelhecimento prematuro da lâmpada [43].

1.3.2 O paralelogramo de potência para lâmpadas HPS de 70 W.

Os reatores possuem a função acender e controlar a corrente da lâmpada. Desta maneira faz com que estabilize na lâmpada num ponto de operação exigido, limitando a corrente de descarga. O ponto de operação da lâmpada é dado pela interseção da linha das características da lâmpada e do reator eletromagnético usado no paralelogramo de potência. A curva de característica do reator eletromagnético mostra a variação de potência da lâmpada, P_{la} , em relação à tensão de lâmpada, V_{la} , para uma linha tensão constante que pode ser

medida durante a fase de aquecimento da lâmpada [19]. A linha da lâmpada é a característica que dá a variação de potência em função da tensão de lâmpada.

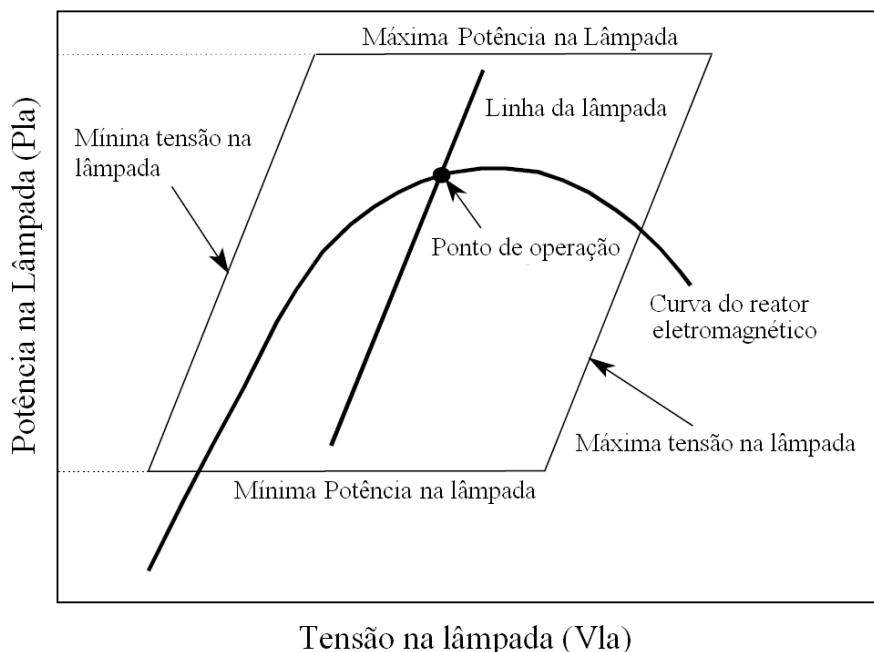


Figura. 1.7 - Ponto de operação da lâmpada na paralelogramo de potência.

A região de operação da lâmpada é feita através do fornecimento de uma tensão aos terminais da lâmpada depois do pulso de alta tensão do ignitor, como pode ser visto na Figura. 1.7. Isto irá romper a resistência dos gases no interior do tubo de arco, iniciando a descarga e sustentando uma tensão necessária para a estabilização da lâmpada [19].

As lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão exibem uma grande variação de tensão no período de aquecimento produzindo mudanças na potência na mesma. Por causa deste comportamento, os paralelogramos de potência foram estabelecidos para definir a mínima e máxima potência em função da tensão. Nas indicações da Figura. 1.7 é mostrado um reator eletromagnético alimentando lâmpadas de alta pressão por frequências de 50-60 hertz [22].

Tipicamente, as lâmpadas de alta pressão têm sua tensão de trabalho acrescida de um a dois volts a cada 1.000 horas [19]. A dimerização para lâmpadas de alta pressão diminui a vida útil [19]. Destacando que para uma potência de 70 W a tensão mínima na lâmpada, após o tempo de aquecimento, é de 76,5 V_{rms} e a máxima é de 130,2 V_{rms} . A área de tolerância em torno do ponto de operação e a intersecção entre as características da lâmpada e do reator podem ser especificadas através do diagrama quadrilateral definido pela norma NBR IEC 662:1997, mostrado Figura. 1.8.

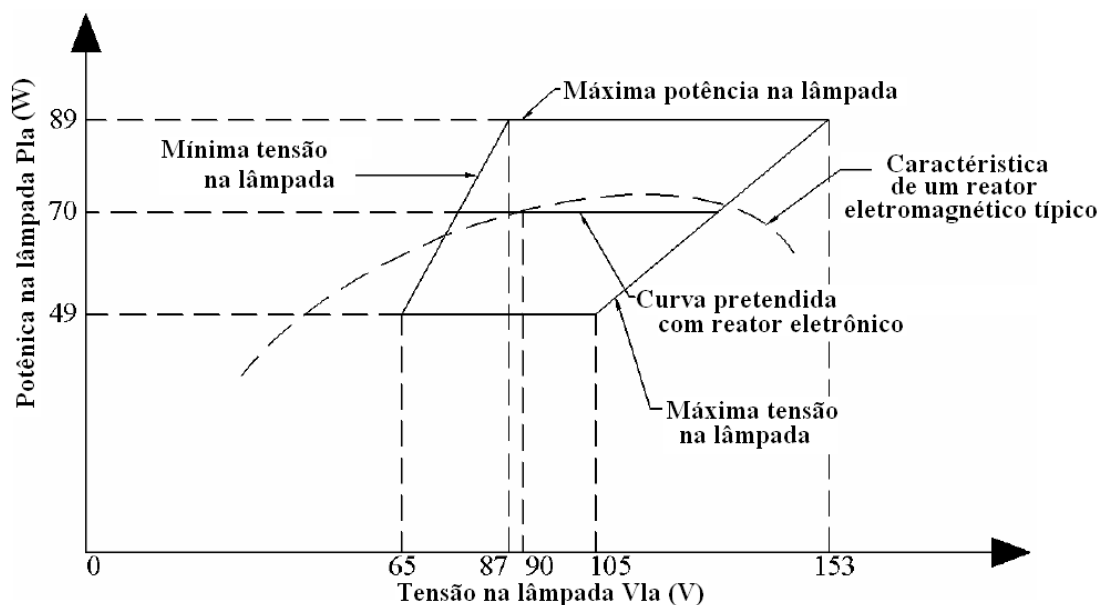


Figura. 1.8 - Paralelogramo de potência da lâmpada de 70W.

A linha superior de 89 W e a inferior de 49 W delimita o paralelogramo e representam, respectivamente, a máxima e a mínima potência de operação da lâmpada vapor de sódio de 70 W. A curva que atravessa dentro do paralelogramo representa a característica de potência VS. tensão de um reator eletromagnético típico. O ponto de cruzamento desta curva com a linha de máxima tensão da lâmpada representa, a condição de fim de vida útil da lâmpada [31].

As lâmpadas HPS suportam uma queda de no máximo, 10% da tensão de rede. Já para a sobretensão, suportam até 5% a mais da tensão da rede. Com relação à vida útil, depende muito do tempo em que a lâmpada estará exposta a essas condições e do número de acendimentos da mesma. Vale ressaltar que quanto maior for essa variação de tensão, mais a lâmpada estará sendo prejudicada [12]. Uma variação de 10 V acima da tensão nominal da lâmpada pode reduzir em 1.500 horas o tempo de vida desta lâmpada. Se analisar o efeito na temperatura de cor tem-se uma redução de 150 K enquanto com uma redução de 10 V a temperatura de cor aumenta em mais de 150 K [35].

1.4 MODELAGEM DE LÂMPADAS DE VAPOR DE SÓDIO DE ALTA PRESSÃO DE 70 W.

A realização de um modelo matemático que obedeça ao comportamento da lâmpada HPS de 70 W se fez necessário para garantir que as simulações da estrutura do reator

eletrônico projetado sejam confirmadas, junto com a validade dos estudos teóricos antes da implementação prática.

Atualmente, encontram-se vários modelos pesquisados que apresentam circuitos e equações matemáticas que apresentam tal comportamento da lâmpada. É comum em desenvolvimento de reatores devido ao fato de estar-se trabalhando com altas frequências, modelar a lâmpada como uma resistência. Porém uma lâmpada de vapor de sódio HPS não é uma resistência pura e então isto pode levar a resultados incorretos na simulação. Neste trabalho serão estudados os modelos de MADER-HORN [30] e FERRERO [31] que podem ser executados em programas da simulação do tipo SPICE. O software SPICE usado para as simulações foi MICRO-CAP 9 [78].

1.4.1 Modelagem de MADER-HORN.

MADER-HORN modela uma lâmpada de descarga e propõe a eq.(1.1) onde se tem a resistência da lâmpada R_{la} em função da potência média da lâmpada P_{la} . O parâmetro V_n é o valor nominal de alimentação da lâmpada, para lâmpadas HPS de 70 W tem-se 90 V, e P_0 é um valor que faz um off-set da potência média da lâmpada. No modelo simulado foi utilizado P_0 igual a 1 W, este valor é inserido no denominador para que se evite erros de convergência quando a potência for nula e a resistência R_{la} for máxima.

$$R_{la}(P_{la}) = \frac{V_n^2}{P_{la} + P_0} \quad (1.1)$$

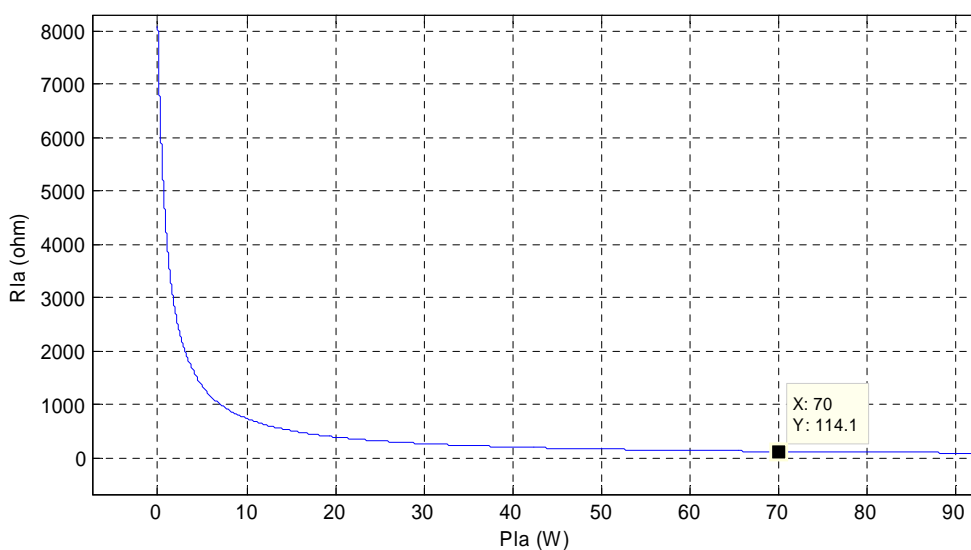


Figura. 1.9 - Comportamento da resistência de uma lâmpada de 70 W por MADER-HORN.

O gráfico da Figura. 1.9 mostra que para lâmpadas de 70 W a resistência é de 114,1 Ω que é muito próximo ao valor da resistência pura para lâmpada vapor de sódio que é 115,4 Ω trabalhando em alta frequência [24].

O valor do resistor equivalente de uma lâmpada HPS de 70W é calculada pela eq. (1.2).

$$R_{la} = \frac{V_n^2}{P_{la}} = \frac{90^2}{70} = 115,4\Omega \quad (1.2)$$

A Figura. 1.10 apresenta o circuito eletrônico SPICE usado para modelar o comportamento da lâmpada. A fonte EL é uma fonte de tensão controlada usada para modelar o comportamento resistivo da lâmpada a partir da potência P_{la} . A fonte de tensão VS é usada para medir a corrente da lâmpada de modo que a energia instantânea e média da lâmpada possa ser calculada; por este motivo seu valor da tensão é igual a zero. O GP é uma fonte de corrente controlada usada para calcular a potência instantânea da lâmpada, que é filtrado então pela resistência RP e pelo capacitor CP desta maneira pode-se obter a potência média da lâmpada. O relacionamento hiperbólico entre a resistência da lâmpada R_{la} e potência foi inserida por meio da fonte tensão-controlada EK da tensão. A constante de tempo em minutos RP vs. PC está relacionada à constante da ionização da descarga. O modelo é alimentado por 220 V alternados com frequência de 60 Hz, sendo assim, foi inserido o valor de V_{in} está com 311 V que é o valor de pico da rede e uma indutância L1 de 500 mH, adotada por MADER-HORN [30] em seu artigo, que é um valor comum aos reatores eletromagnéticos que são alimentados com frequência baixa de 50 Hz ou 60 Hz. Os parâmetros de tensão na nominal VN e de PO da lâmpada são definidos por VN=90 e PO=1.

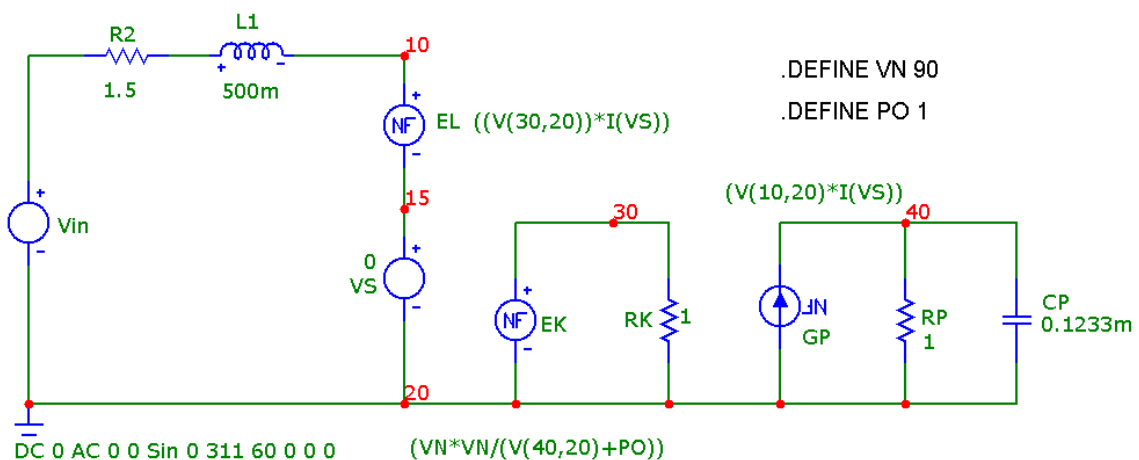


Figura. 1.10 - Modelo da lâmpada HPS para 70 W a partir da proposta de MADER-HORN.

Na Figura. 1.11 mostra os resultados da simulação do modelo proposto. Observa-se que o valor eficaz da tensão é de 90 V.

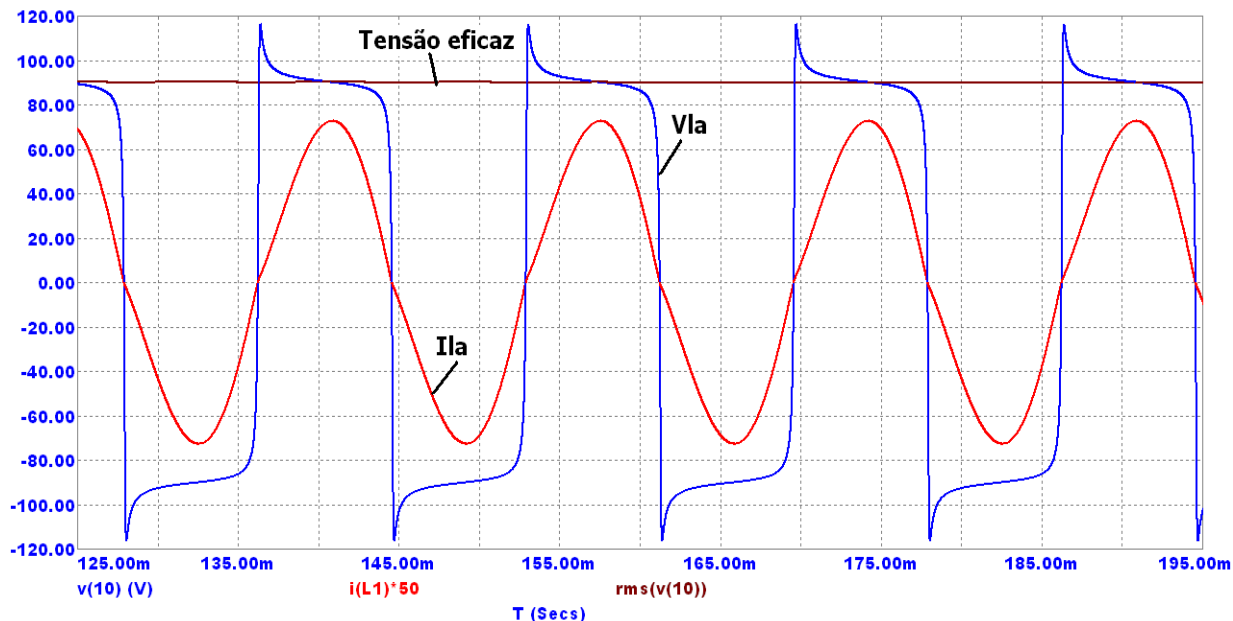


Figura. 1.11 - Sinal de tensão VLa, corrente ILa e tensão eficaz da lâmpada simulados a partir do modelo MADER-HORN.

Para comprovar o modelo proposto no laboratório foi montado o circuito eletrônico da Figura. 1.12 onde foram usados um reator LUNATIC SON 70 W, um sensor de corrente, e um osciloscópio TDS360 para fazer as medições de tensão e corrente eficazes. As formas de onda foram medidas após do aquecimento da lâmpada, ou seja, em regime permanente.

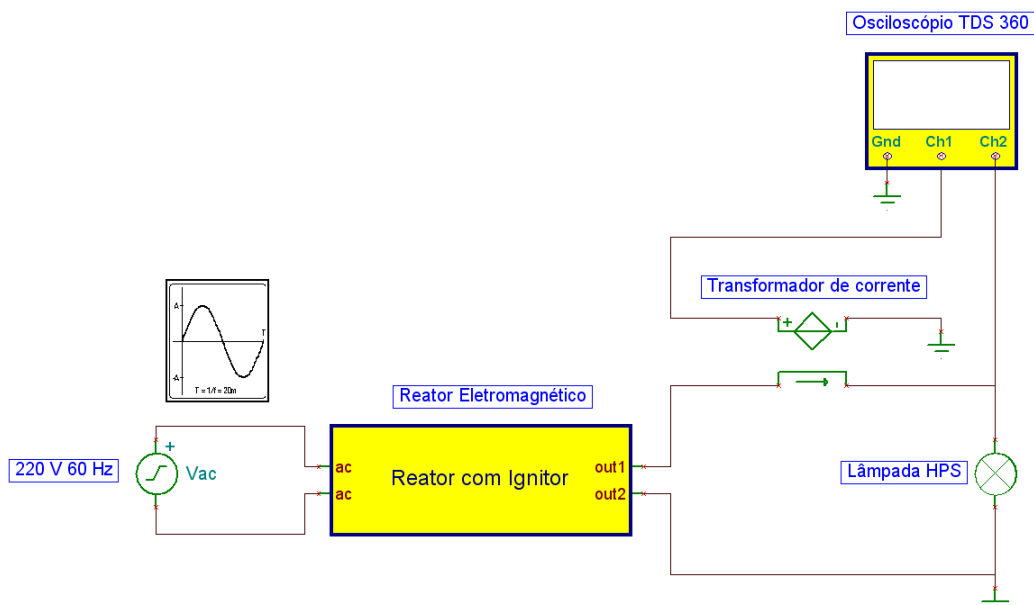


Figura. 1.12 - Esquema para o ensaio do modelo de lâmpada de MADER-HORN.

Como pode ser observado na Figura. 1.13 o valor eficaz da tensão medido foi de $86,6 V_{rms}$ e da corrente de $0,81 A_{rms}$. O sinal medido obedece as forma de onda de uma lâmpada vapor de sódio operando em baixa frequência. Mostrando que o modelo de MADER-HORN desenvolvido para lâmpada de 70 W está condizente a prática.

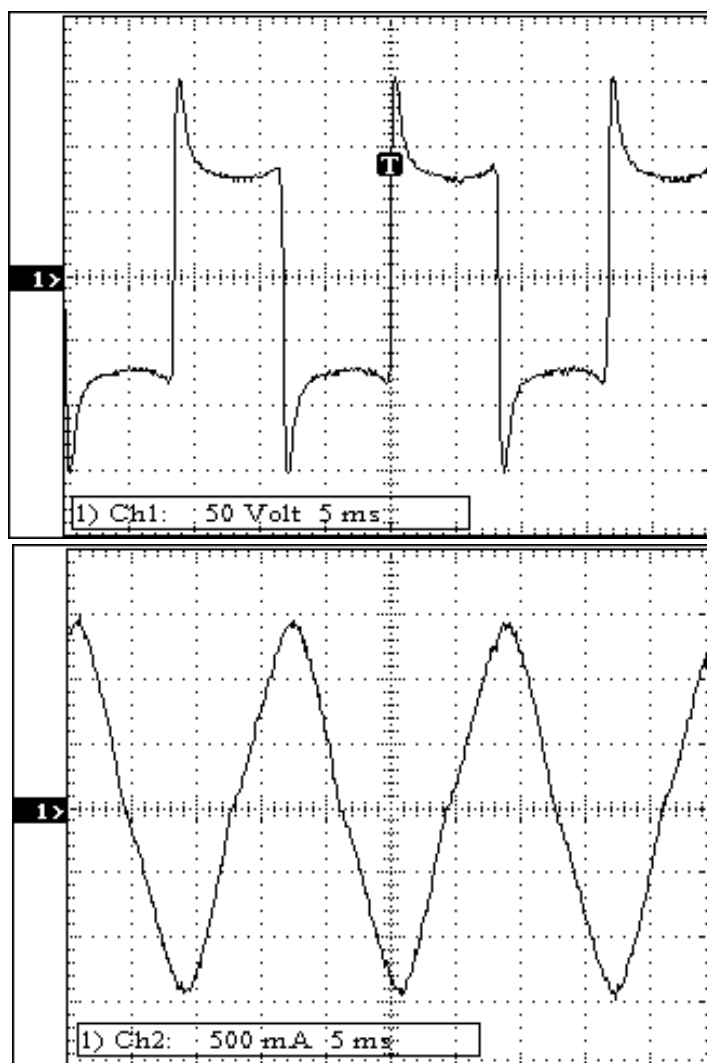


Figura. 1.13 - Formas de onda da tensão e corrente na lâmpada usando reator eletromagnético.

A Tabela 1.2 e a Tabela 1.3 apresentam uma comparação entre os valores medidos experimentalmente em laboratório pela Figura. 1.12 em relação aos valores simulados pela modelagem do software SPICE Figura. 1.10. Os valores de tensão na simulação no início de cada ciclo, principalmente onde houve uma variação de tensão, apresentaram um erro máximo de 24% em relação aos valores experimentais e os demais valores de tensão ficaram no máximo em 11% em relação aos experimentais. A corrente simulada na lâmpada apresentou uma melhor modelagem ficando no máximo 11% de erro em relação a todo sinal simulado.

Tabela 1.2 – Comparação das tensões experimentais e simuladas para o modelo de MADER-HORN.

Tensão instantânea medida experimentalmente (V)	Tensão instantânea medida por simulação (V)	Tempo de ocorrência do sinal (ms)
152	115	17,0
92	90	18,1
78	88	19,8
81	88	19,9
-151	115	25,3
-92	-90	26,3
-79	88	27,8
-82	88	32,6

Tabela 1.3 - Comparação das correntes experimentais e simuladas para o modelo de MADER-HORN.

Corrente instantânea medida experimentalmente (A)	Corrente instantânea medida por simulação (A)	Tempo de ocorrência do sinal (ms)
0,019	0,00	12,6
0,514	0,50	14,1
1,029	1,00	15,4
1,506	1,46	17,3
0,970	1,11	19,1
0,515	0,62	20,1
0,038	0,10	20,8
-0,495	-0,59	22,5
-1,010	-1,10	23,7
-1,506	-1,46	25,8
-0,972	-1,10	27,4
-0,470	-0,53	28,4
0,000	-0,02	29,4

1.4.2 Modelagem de FERRERO.

Este modelo apresenta um conjunto de equações as quais descrevem as características elétricas de uma lâmpada HPS. As equações podem ser derivadas de duas medidas obtidas em um ensaio feito pela própria lâmpada em ensaio. Este modelo é oriundo do que foi apresentado por FERRERO para lâmpadas fluorescentes [31].

Para o desenvolvimento deste modelo, foi seguida a metodologia, na qual a lâmpada vapor de sódio deve ser alimentada por uma onda quadrada de alta frequência e com variação da potência aplicada à mesma. Medida a tensão e corrente eficazes da lâmpada é montado uma tabela com essas duas medidas. Depois utilizando a característica V-I podem-se aproximar as medidas por uma reta e, portanto usar uma equação de reta para descrever este comportamento. Isto significa que somente duas medidas são necessárias para descrever o comportamento de uma lâmpada.

A equação que descreve o comportamento da lâmpada é representada pela Eq. (1.3).

$$v_{LA}(t) = R_s \cdot i_{la}(t) + V_s \quad (1.3)$$

Onde: R_s é a inclinação da reta dada entre a medição de dois pontos de tensão e de corrente Eq. (1.4).

$$R_s = \frac{V_2 - V_1}{I_2 - I_1} \quad (1.4)$$

V_s determina o ponto de intersecção da reta com o eixo vertical das tensões Eq. (1.5).

$$V_s = V_1 - R_s \cdot I_1 \quad (1.5)$$

O valor eficaz da tensão na lâmpada V_{rms} e dada pela Eq.(1.6).

$$V_{rms} = V_s - R_s \cdot I_{rms} \quad (1.6)$$

A resistência equivalente da lâmpada em regime permanente é dada pela Eq. (1.7).

$$R_{eq} = R_s + \frac{V_s}{I_{rms}} \quad (1.7)$$

Finalmente, a equação que representa a tensão na lâmpada em função da corrente eficaz na lâmpada junto com a resistência R_s será dada pela equação (1.8).

$$v_{LA}(t) = \left(R_s + \frac{V_s}{I_{rms}} \right) \cdot i_1(t) \quad (1.8)$$

O comportamento da variação de potência na lâmpada de vapor de sódio de alta pressão de 70 W SON da OSRAM foi observado em laboratório através da realização de um experimento, cujo esquema de ligação está apresentado na Figura. 1.14. Depois da lâmpada

passar pelo aquecimento, e atingir seus valores nominais em regime permanente. Utilizando o variador de tensão na entrada do reator eletrônico reduziram-se os valores de tensão nos terminais da lâmpada e partir daí foram medidos um conjunto de valores de tensão e corrente eficazes. Em todos os ensaios foram aplicados à lâmpada uma onda quadrada operando na frequência de 10 kHz.

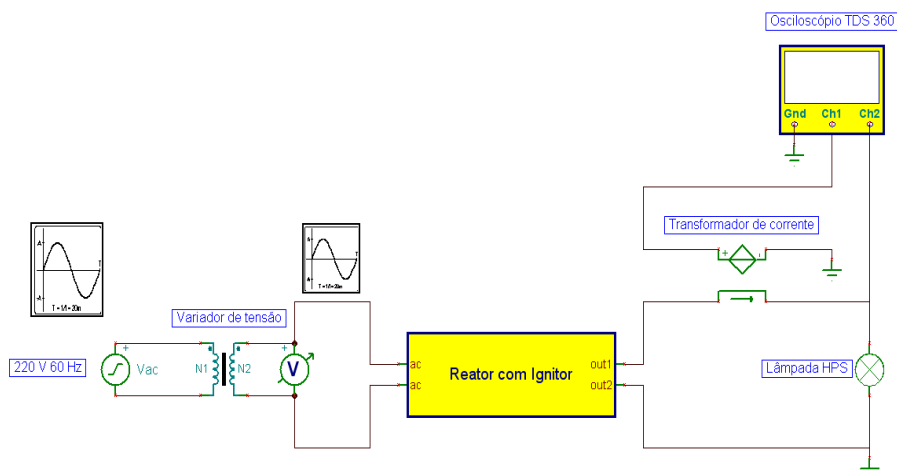


Figura. 1.14 - Esquema para o ensaio do modelo de FERRERO.

Nos ensaios executados ficou comprovado que à medida que a frequência aumenta os sinais de tensão e correntes começam a apresentar o mesmo comportamento que seria apresentado para o caso de uma resistência. A partir das tensões e correntes medidas construiu-se a Tabela 1.4.

Tabela 1.4 - Valores de tensão e correntes eficazes medidos na lâmpada a 10 kHz.

Vrms (V)	Irms (A)	Req (ohms)
52,3	0,489	106,95
54,2	0,525	103,23
56,2	0,574	97,91
61,2	0,617	99,18
65,2	0,664	98,19
68,6	0,685	100,14
71,2	0,707	100,71
73,4	0,714	102,80
74,9	0,766	97,78
79,2	0,818	96,82
85,2	0,842	101,18

A partir da Tabela 1.4, pode-se obter a partir de dois pontos quaisquer os parâmetros R_s e V_s .

$$V_1 = 79,2 \text{ V} \quad I_1 = 818 \text{ mA}$$

$$V_2 = 74,9 \text{ V} \quad I_2 = 766 \text{ mA}$$

Substituindo nas equações (1.4) e (1.5). Encontram-se $R_s = 82,69 \Omega$ e $V_s = 11,59 \text{ V}$.

A Figura. 1.15 apresentam os valores da resistência equivalente da lâmpada. O valor médio da Resistência equivalente é de 100Ω . Pode-se notar que há uma variação no máximo de 6,1% entre o valor máximo e 2,9% entre o valor mínimo comparados com a média das medidas.

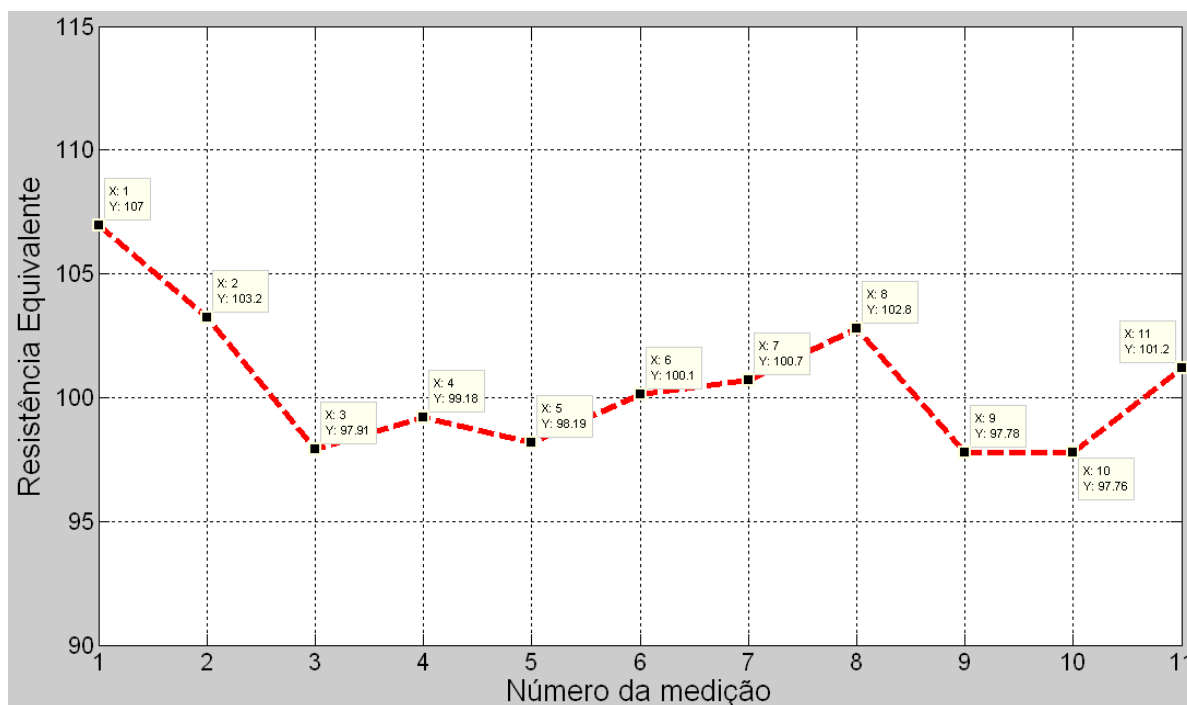


Figura. 1.15 - Comportamento da Resistência Equivalente (R_{eq}) a partir da Tabela 1.4.

Finalmente, foi construído o modelo conforme mostra a Figura. 1.16. Neste modelo a fonte VA é utilizada como um sensor de corrente para a lâmpada (Ila). O componente EL é uma fonte de tensão controlada usada para modelar o comportamento da tensão na lâmpada descrita pela equação (1.3). EK é a corrente modelada da lâmpada. EP calcula o quadrado desta corrente. A tensão média no capacitor CP é um valor equivalente à corrente eficaz ao quadrado. A corrente eficaz I_{rms} é então obtida através de EF como a raiz quadrada da tensão média no capacitor CP. Foi aplicada uma onda quadrada de 120 V com 10 kHz e a indutância usada foi de 875 μH , mesmo valor utilizado no ensaio de laboratório com o reator eletrônico

desenvolvido, além de ser um valor típico de reatores eletrônicos operando em alta frequência.

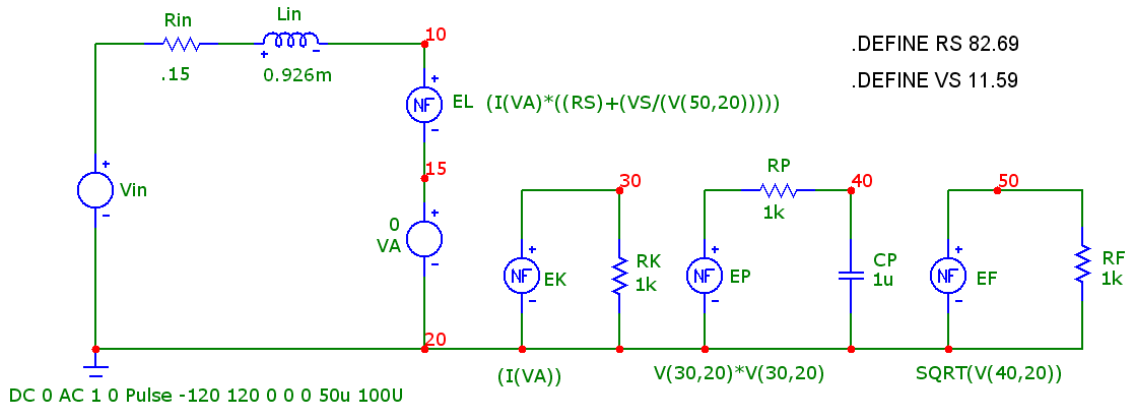


Figura. 1.16 - Modelo de lâmpada HPS para 70 W a partir da proposta de FERRERO.

A Figura. 1.17 apresentam os resultados da simulação do circuito modelado.

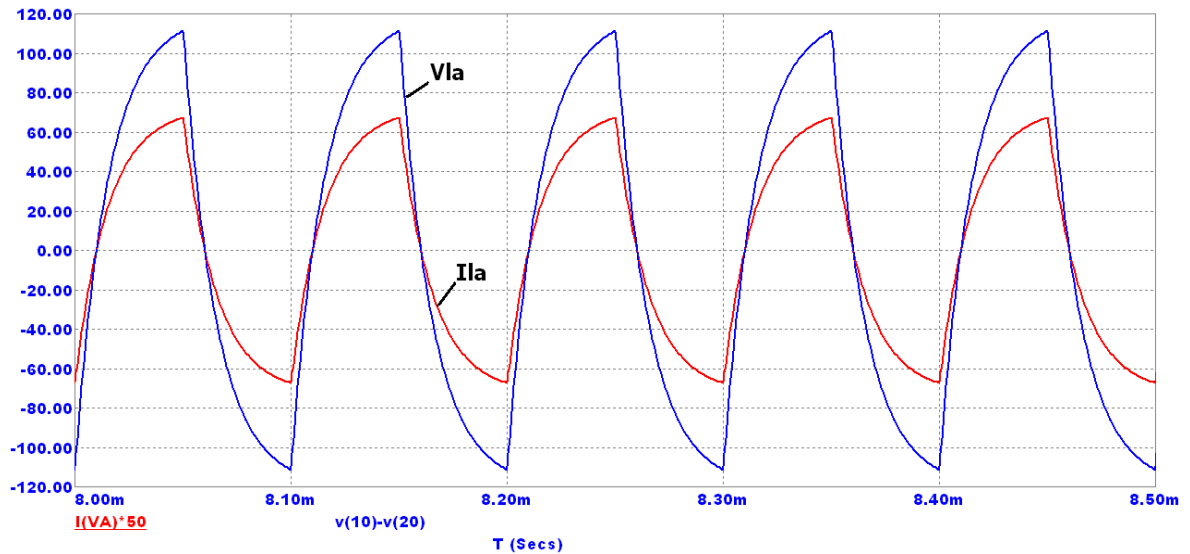


Figura. 1.17 - Sinal de tensão (Vla) e corrente (Ila) simulados a partir do modelo FERRERO a 10 kHz.

A Figura. 1.18 apresenta as tensões e a correntes na lâmpada de 70 W medidos numa experiência em laboratório aplicando a frequência de 10 kHz com o mesmo indutor de 926 μ H. Pode-se observar que o modelo é adequado, pois fornece formas de onda que condizem com o funcionamento da lâmpada em alta frequência. O valor de tensão medido foi de 87,8 V_{RMS} e 0,84 A_{RMS} .

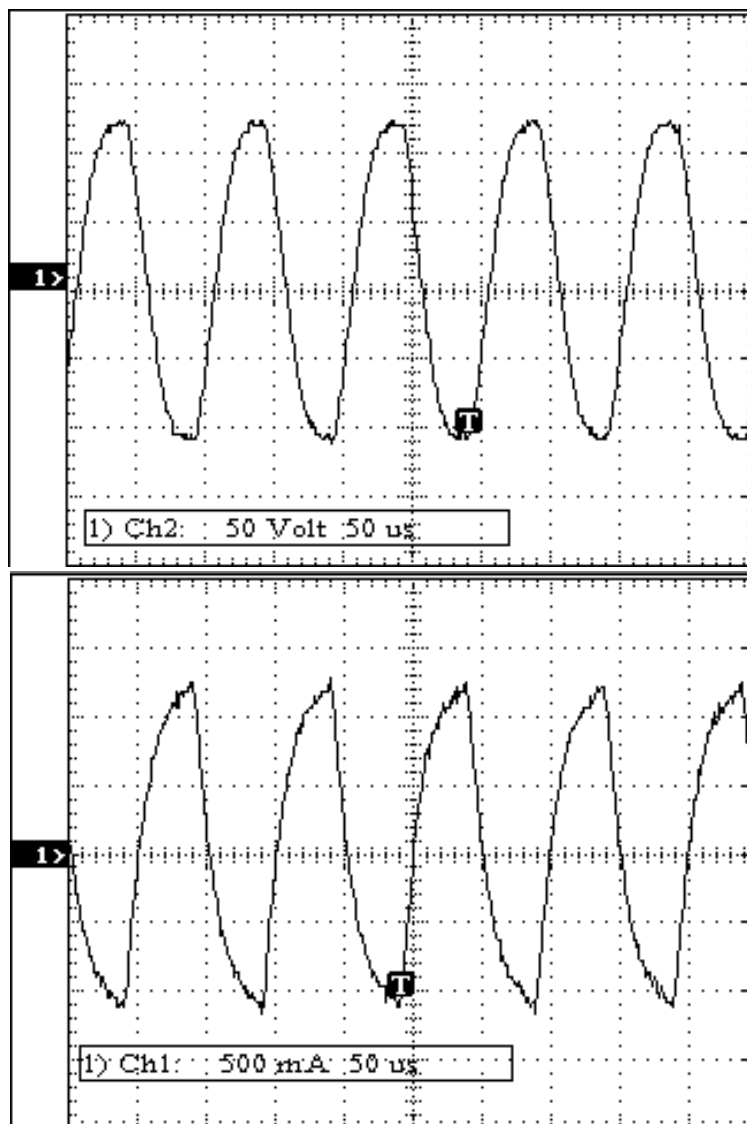


Figura. 1.18 - Tensão e corrente aplicado a lâmpada há 10 kHz.

A Tabela 1.5 e a Tabela 1.6 apresentam uma comparação entre os valores medidos experimentalmente em laboratório Figura. 1.16 em relação aos valores simulados pela modelagem do software SPICE. Os valores de tensão na simulação entre 55 V até 85 V apresentaram um erro máximo de 19% em relação aos valores experimentais e os demais valores de tensão ficaram no máximo em até 8% em relação aos valores experimentais. A corrente simulada na lâmpada apresentou uma melhor modelagem ficando no máximo 12% de erro em relação ao sinal modulado.

Tabela 1.5 – Comparação das tensões experimentais e simuladas para o modelo de FERRERO.

Tensão instantânea medida experimentalmente (V)	Tensão instantânea medida por simulação (V)	Tempo de ocorrência do sinal (μ s)
0	0	0
50	44,3	7
94	84,0	17
106	106,0	33
44	55,2	43
6	7,9	49
-42	-39,1	55
-94	71,3	63
-106	-106,0	83
-44	-55,4	94

Tabela 1.6 - Comparação das correntes experimentais e simuladas para o modelo de FERRERO.

Corrente instantânea medida experimentalmente (A)	Corrente instantânea medida por simulação (A)	Tempo de ocorrência do sinal (μ s)
0,019	0,00	0
0,569	0,706	7
1,007	1,010	15
1,402	1,380	41
1,440	1,420	33
1,005	0,845	43
0,526	0,332	47
0,040	-0,110	51
-0,569	-0,589	58
-1,052	-1,07	70
-1,358	-1,34	88
-1,007	-0,901	93
-0,525	-0,457	96

1.5 CONCLUSÕES.

Neste capítulo foram apresentadas, inicialmente, as características de uma lâmpada vapor de sódio HPS. Os valores de eficácia luminosa deste tipo de lâmpada são elevados e recomendáveis para a visão escotópica [33], o principal requisito na escolha de iluminação de ruas e vias públicas. As fontes luminosas devem ser utilizadas pelos diversos critérios como: Preço, vida útil, distribuição do fluxo luminoso, índice de reprodução de cor, temperatura de cor e eficácia (lumens por watt). Hoje uma lâmpada vapor de sódio de 250 W custa em média R\$ 22,00 e uma de vapor de mercúrio R\$ 12,00, porem a relação custo benefício dá um ganho para a vapor de sódio de 30% quando se foca custo junto com o tempo de vida útil. Agências governamentais enfatizam o critério de eficácia ao escolher as fontes luminosas utilizadas na iluminação pública. Fatores como economia, manutenção, segurança nas vias publicas são necessidades que também devem ser avaliadas na escolha da fonte de iluminação.

Hoje o impacto ambiental das lâmpadas de vapor de descarga visa à necessidade de empresas de reciclagem de lâmpadas como a APLIQUIM [4]. Uma das vantagens da lâmpada vapor de sódio está numa redução de até 60% do mercúrio em relação às lâmpadas de vapor de mercúrio melhorando consideravelmente na redução da contaminação ao meio ambiente. Outra vantagem das lâmpadas vapor de sódio é a abordagem do aspecto biológico, pois os insetos não são atraídos às lâmpadas vapor de sódio devido o comprimento de onda das mesmas não expor os raios ultravioletas. As lâmpadas de vapor de sódio alta pressão HPS de 70 W possuem um parâmetro de aplicação diferente que as lâmpadas de 400 W. Este tipo de lâmpada pode ser usado em estacionamentos descobertos, áreas de circulação de pedestres, parques entre outros e em via públicas de menor capacidade de fluxo de veículos.

Como toda lâmpada de vapor e descarga há a necessidade de reatores para o funcionamento e o modelo SPICE desenvolvido neste trabalho para de simulação para a lâmpada, será de grande valia para os estudos posteriores já que a simulação constitui uma importante etapa de comprovação dos estudos teóricos e refinamento do projeto. Outros modelos SPICE de lâmpadas de vapor de sódio como o de Ben-Yaakov [79] foi desenvolvido pelas características físico-químicas do plasma formado do arco voltaico entre os eletrodos, por parâmetros da lâmpada e constantes universais. Esta modelagem representa a vantagem de apresentar o comportamento da lâmpada em baixas e altas frequências, pois este modelo não requer parâmetros obtidos em ensaios com a lâmpada a ser estudada. O inconveniente desta modelagem é a obtenção de parâmetros específicos da lâmpada como: espessura do

tubo de descarga, diâmetro do tubo de descarga, constantes de ajuste do gás em alta pressão. Devido a tais dificuldades, a construção de modelos para lâmpadas vapor de sódio de 70 W tornou-se difícil.

O modelo de MADER-HORN é oriundo de lâmpadas de fluorescentes e muito usado como modelo de lâmpada de vapor de descarga de mercúrio e vapor de sódio. Sua limitação como modelo foi não responder quando de aplicar tensões em alta frequência já que em baixas frequências mostrou-se aceitável.

O modelo de FERRERO, adaptado para lâmpadas HPS de 70 W, mostrou-se válido para continuidade deste projeto, pois não houve necessidades de conhecimento prévios da composição do gás, diâmetro e outras variáveis difíceis de serem adquiridas como usado em Ben-Yaakov [79] e outras propostas de modelagem de lâmpadas do meio científico. Os parâmetros obtidos em laboratório para construção do modelo não foram difíceis de obter. A corrente eficaz obtida no modelo simulado foi de 0,82 A muito próximo ao 0,78 A do valor do catálogo. E em todas as simulações para o reator deste trabalho foi criado então um modelo SPICE desta lâmpada, gerando o componente LAMP, que pode ser visto no anexo I. Com o modelo proposto, o processo de projeto eletrônico do reator e os resultados da simulação podem ser altamente consistentes com os experimentais.

CAPÍTULO 2

REATOR ELETRÔNICO SEM EXCITAÇÃO DA RESSONÂNCIA ACÚSTICA.

2.1 INTRODUÇÃO

Serão apresentadas neste capítulo as características do reator eletrônico em relação aos eletromagnéticos, bem como o estudo do principal desafio no desenvolvimento de reatores eletrônicos que é a Ressonância Acústica - RA. Serão apresentadas as técnicas existentes para eliminação da RA, juntamente com as vantagens e desvantagens de cada técnica. No final será apresentado o estudo da injeção de correntes com harmônicos para eliminação da RA usando técnicas de modulação PWM em dois e três níveis. Simulações serão realizadas apresentando os resultados.

2.2 REATOR ELETROMAGNÉTICO.

Os modelos de reatores eletromagnéticos existentes no mercado para lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão têm como principais vantagens sua simplicidade, seu baixo custo e a confiabilidade elevada. Por outro lado caracterizam com o tamanho e o peso elevado pois operam com alimentações em baixas frequências, tipicamente 50 - 60 hertz

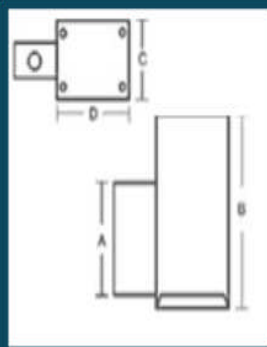
	Código Demape		Modelo		Tipo	
	907070100		RVS FPN		Éterno	
	Potência de lâmpada (W)			Corrente (A)		F.P.
	70			0,98		0,39
Capacitor	Peso (Kg)	Ignitor	Dimensões em (mm)			
...	1,61	Incorporado	A	B	C	D
			90	140	70	60

Figura. 2.1 - Características de um reator eletromagnético comercial [29].

2.2.1 Características dos reatores eletromagnéticos.

Seguem abaixo as principais características dos reatores eletromagnéticos;

a) **Baixa regulação de linha.** Alguns reatores que não conseguem regular a potência da lâmpada devido a variações de tensão da linha de alimentação.

b) **Baixa confiabilidade para a ignição e a re-ignição.** Se o ponto de tensão de ignição não é bem determinado dentro do limite especificado das características da lâmpada, a ignição da lâmpada pode falhar.

c) **Dificuldade em controlar o fluxo luminoso da lâmpada.** Mudanças do ponto de funcionamento da lâmpada no paralelogramo de potência devido ao processo do envelhecimento da lâmpada que reduzem a vida da lâmpada e suas características elétricas.

d) **Baixo fator de potência (F.P) da entrada e distorção harmônica elevada.** Grandes capacitores são necessários na linha de entrada para aumentar o fator de potência. Valores típicos do F.P são menores de 0,5. Na Figura. 2.1 têm-se um reator com F.P igual a 0,39.

e) **Risco da sobrecarga.** Devido à saturação do reator causada pelo envelhecimento de algumas lâmpadas de descarga, em especial no fim de sua vida, onde suas características elétricas são mudadas.

f) **Cintilação devida à baixa frequência fonte.** A luminosidade irradiada pela lâmpada é uma função da potência instantânea de entrada. A tensão de alimentação retificada do reator produz uma variação instantânea na saída ocorrendo uma variação de luminosidade que é chamada *Flicker*.

g) **Efeito estroboscópico devido à baixa frequência fonte.** Para uma linha alimentação com frequência de 60 Hz sua retificação resulta em 120 Hz. Esta variação é demasiadamente rápida para o olho humano, mas ao se mover os objetos que são vistos sob estas lâmpadas, os objetos parecem mover-se lentamente. Isto é chamado o efeito estroboscópico e pode ser muito perigoso em ambientes industriais. Um índice da cintilação é definido com valores de 0 a 1,0. Quanto mais elevado o índice da cintilação, maior a possibilidade de ocorrer [21].

2.2.2 Efeito do aumento de temperatura nos reatores eletromagnéticos.

A temperatura máxima de funcionamento de um reator, segundo normas da ABNT NBR 5114 e NBR 5172, é de 90 °C. Quando um reator está operando acima dessa temperatura deve ser substituído, pois coloca em risco a instalação elétrica além da sua vida útil ser encurtada drasticamente. Estudos executados pelo INMETRO [42] mostram que um aumento de temperatura de 10 °C acima de 90 °C, medido na carcaça do reator, provoca a redução da sua vida útil para a metade, assim como uma queda de 10 °C pode aumentar a vida do reator.

Os fatores responsáveis pelo superaquecimento de reatores são:

- **Variação de tensão na rede muito alta:** O aumento de 1% de tensão na rede provoca um aumento equivalente de 1 °C a 2 °C na temperatura de funcionamento;
- **A elevação de temperatura nos ambientes,** fazendo aumentar a temperatura de operação;
- **A não substituição de lâmpadas queimadas na luminária,** ocasionando um superaquecimento nos reatores.

2.3 REATORES ELETRÔNICOS.

O grande interesse neste tipo de reator é que estes são geralmente menores, mais leves e mais eficientes que os reatores eletromagnéticos, permitem variações na fonte de alimentação, variações de tensão na lâmpada em decorrência do envelhecimento da mesma evitando superaquecimento.

Em tese o controle da potência dos reatores eletrônicos entregue à lâmpada é independentemente das variações que possam ocorrer. Além disto, o reator eletrônico projetado pode reduzir o tempo necessário para o aquecimento da lâmpada. Algumas técnicas propõem um aumento de corrente na ordem de dez vezes que a corrente nominal, desde que seja um intervalo de tempo reduzido, evitando uma redução da vida útil da lâmpada [23].

2.3.1 Diagrama de blocos do reator eletrônico proposto.

O reator eletrônico controlado digitalmente é descrito de acordo com o diagrama em blocos da Figura. 2.2.

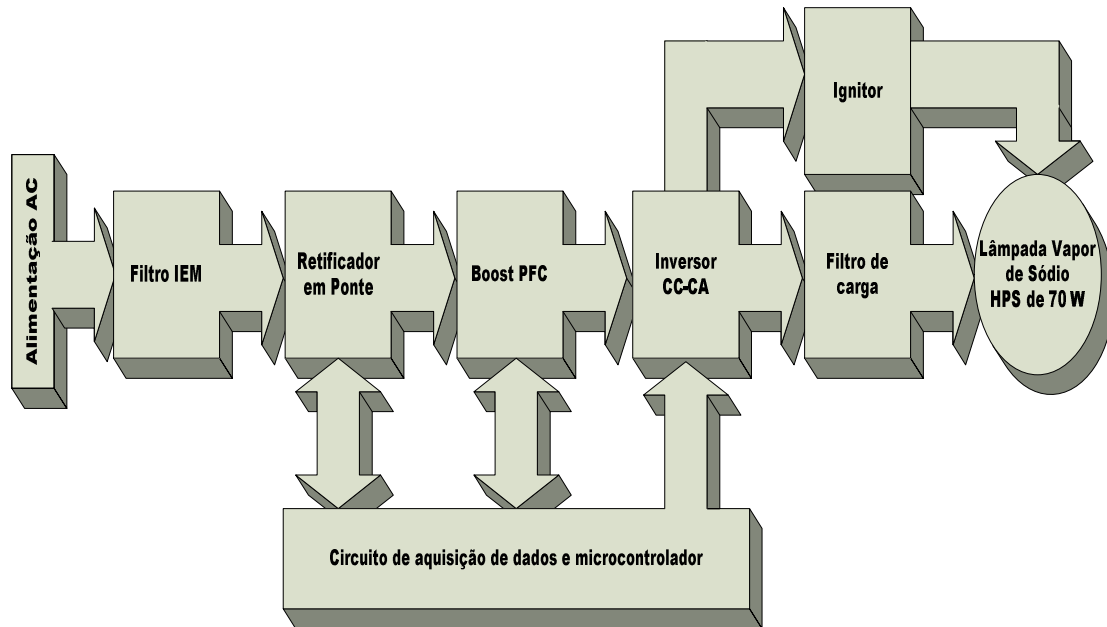


Figura. 2.2 - Diagrama de blocos do reator eletrônico proposto.

Para realização de um reator eletrônico alguns fatores devem ser levados em consideração:

a) **Freqüência de funcionamento.** Pode ser elevada, a fim reduzir o tamanho e do peso dos elementos reativos usados para estabilizar a descarga. Geralmente, o funcionamento de chaveamento em freqüência deve ser maior de 20 kHz para evitar as freqüências audíveis, que podem produzir ruídos irritantes. De um lado, um aumento freqüência produz perdas mais elevadas do interruptor, normalmente, na pratica a operação de uma chave transistorizada em alta freqüência é de 100 kHz quando forem usados MOSFET e 50 kHz para quando forem usados IGBT.

b) **Forma de onda da corrente da lâmpada.** Para alcançar a vida máxima da lâmpada, é importante alimentar a lâmpada com correntes alternadas simétricas.

c) **Procedimento de ignição da lâmpada.** A vida útil da lâmpada depende também da partida da lâmpada, pois durante o processo de aquecimento, os elétrodos devem ser aquecidos à temperatura para emissão de aproximadamente 1.000 °C. A tensão deve-se

limitar entre valor mínimo e o máximo para a ignição da lâmpada, pois altas tensões poderiam reduzir a vida da lâmpada [43].

d) **Dimerização.** Esta é uma característica importante, pois permite que o reator controle a potência da lâmpada variando sua luminosidade. O controle de potência deve ser realizado suavemente, evitando mudanças abruptas na potência da lâmpada ao passar de um nível a outro. Em uma eventual variação de potência na lâmpada deve-ser reiniciar ao nível máximo de iluminação para depois então lentamente reduzir ao nível de potência exigido [43].

2.4 TIPOS DE REATORES.

As topologias típicas usadas para acionar as lâmpadas de descarga em alta frequência podem ser classificadas em dois grupos principais: reatores não-ressonantes e reatores ressonantes.

2.4.1 Não Ressonante.

Nestas topologias geralmente são removidos o diodo da saída dos conversores cc-cc, a fim fornecer a corrente alternada à lâmpada. O controle empregado normalmente tem a função de limitar a corrente da lâmpada. A lâmpada recebe uma forma de onda quadrada, que pode exibir um nível da c.c. em alguns casos. Possui um pequeno capacitor para partir a lâmpada, mas seu efeito na operação de ignição pode não ocorrer HAMMAD H. RASHID [22].

Os exemplos são mostrados pela Figura. 2.3 e apresentam alguns inconvenientes, tais como: pontos de alta tensão através do interruptor, uso necessário de chaves de alta tensão com perdas elevadas devido ao chaveamento, baixa eficiência para maiores potências. Estes circuitos produzem o envelhecimento adiantado da lâmpada porque a mesma está não sendo alimentada por uma onda simétrica. Em conclusão, as aplicações típicas destas topologias são, por exemplo, o equipamento portátil e de emergência, onde a potência da lâmpada é baixa e o número de ignições durante sua vida não é muito elevado. Algumas aplicações destes circuitos podem ser encontradas dentro de HAMMAD H. RASHID [22].

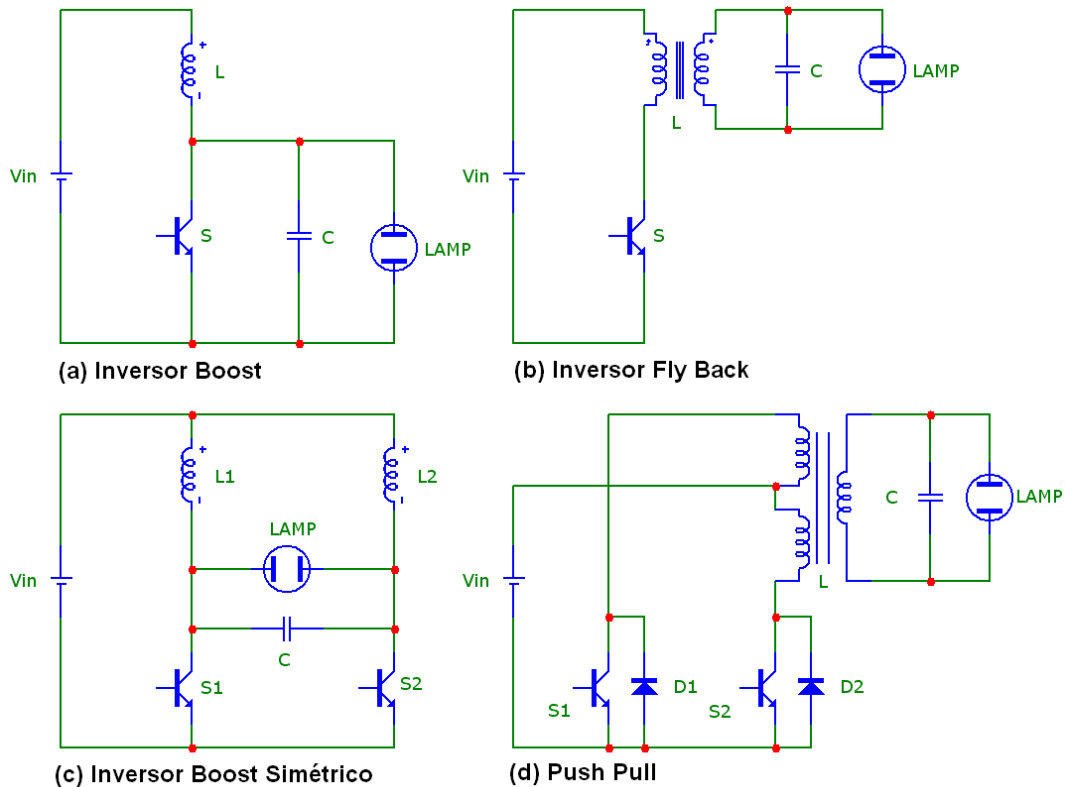


Figura. 2.3 - Tipos de reatores não ressonantes.

2.4.2 Reatores ressonantes.

Estes reatores utilizam um circuito tanque ressonante para fornecer tensão e corrente a lâmpada. O circuito tanque ressonante filtra os harmônicos de ordem alta, obtendo-se uma forma de onda senoidal simétrica na lâmpada. Estes tipos de reatores são os mais desenvolvidos atualmente pelos fabricantes de reatores eletrônicos, especialmente para reatores alimentados diretamente da rede elétrica. O circuito é alimentado por uma fonte da tensão de c.c, obtida normalmente pela retificação da linha CA de entrada. A forma de onda da tensão na lâmpada é obtida então pelas chaves numa razão cíclica de 50%, que irá alimentar um circuito ressonante em série. Uma vantagem do circuito ressonante é que a tensão aplicada à lâmpada pode ser obtida utilizando capacitores extras de ignição operando perto da frequência do tanque ressonante. A Figura. 2.4 mostram diagramas elétricos típicos de reatores ressonantes.

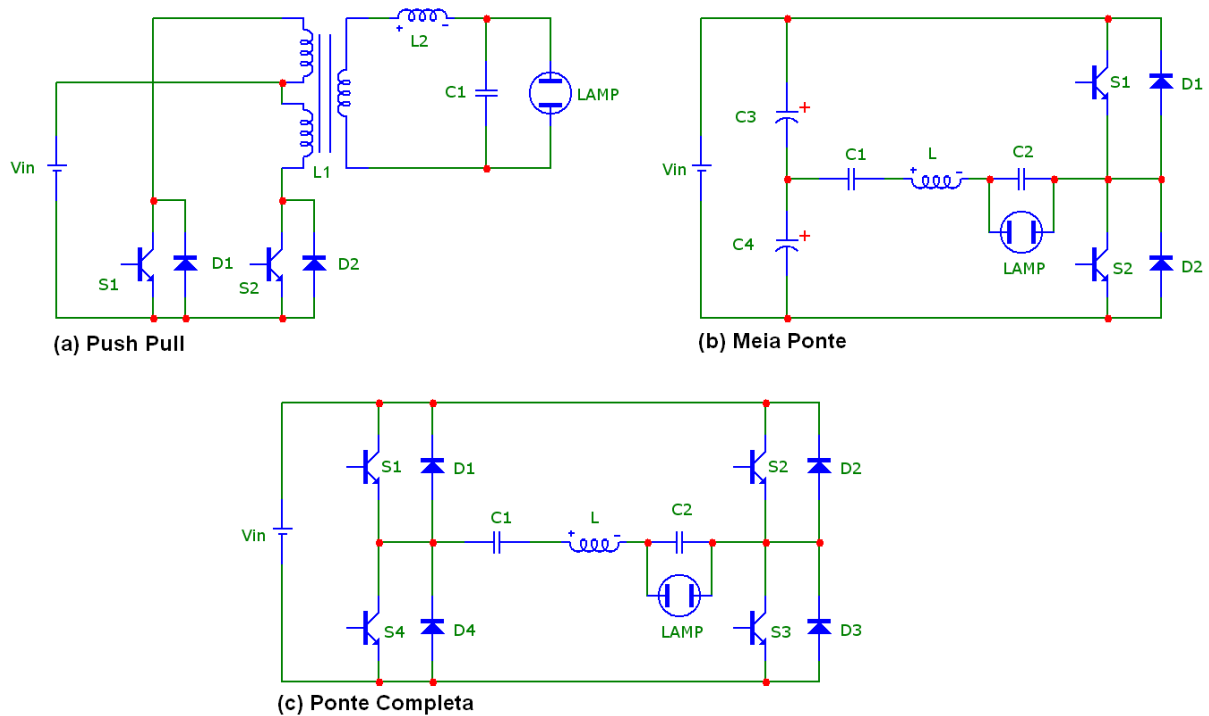


Figura. 2.4 - Tipos de reatores ressonantes.

a) O inversor push-pull mostrado na Figura. 2.4-a apresenta como desvantagem uma tensão sobre as chaves duas vezes a tensão de entrada. Conseqüentemente, este inversor é usado normalmente para aplicações de baixa tensão. Outro inconveniente importante deste inversor é que alguma assimetria nos dois enrolamentos preliminares (número diferente de espiras) ou nos tempos de chaveamento poderá fornecer um nível indesejável de tensão contínua no fluxo magnético do transformador, que por sua vez poderia saturar o núcleo e diminuir a eficiência. A potência típica de aplicação deste reator é de 100 W [40].

b) O inversor em meia-ponte com tensão-alimentada com inversor ressonante é mostrado na Figura. 2.4-b. Cada chave S_1 e S_2 são acionadas alternadamente junto com os capacitores C_1 e C_2 que fazem um divisor de tensão que irá alimentar a lâmpada. Esta topologia é usada freqüentemente por fabricantes de reator de lâmpadas fluorescentes, com um oscilador simplificado, que permite reduções drásticas no custo do mesmo.

c) A topologia ponte completa mostrado na Figura. 2.4-c utiliza normalmente um par de chaves criando dois braços meia-ponte. Cada meia-ponte vai operar com uma razão cíclica de 50% e os sinais das chaves estão deslocados de 180° . Uma das vantagens deste circuito é que através das chaves, ambas deslocadas de fase por ângulos entre 0 e 180° , pode-se controlar a tensão eficaz aplicada ao circuito tanque ressonante em uma escala de 0 a V_{in} .

Isto é possível variando-se o índice de modulação – M_a que é a relação direta da amplitude dos sinais de modulação e a portadora que geram os sinais PWM. Isto fornece um parâmetro adicional para controlar a potência da saída com frequência constante, que é muito útil em reatores com controle de potência [23].

2.5 RESSONÂNCIA ACÚSTICA.

Os reatores eletrônicos operam em frequência que possibilita um controle da potência transferida para a lâmpada e permite a variação da intensidade luminosa. Entretanto, a vibração sônica é uma característica natural de todos os corpos, que devem ter no mínimo uma elasticidade e as lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão possuem esta característica. A ocorrência da Ressonância Acústica – RA depende diretamente da geometria e dimensão do tubo de descarga, bem como composição e condições termodinâmicas dos gases contidos neste [28]. Nas lâmpadas de vapor de sódio operando em alta frequência esta instabilidade geralmente ocorre dentro da faixa de frequência de 1 kHz a 500 kHz [44]. Quando as frequências dos sinais de potência entregadas à lâmpada se aproximam de alguma das frequências naturais da lâmpada, surgem ondas estacionárias de pressão no gás. Estas ondas estacionárias de pressão podem ocasionar distorções visíveis no formato do arco elétrico e são normalmente assumidas como a causa principal da ressonância acústica [45].

2.5.1 Conseqüências da ressonância acústica.

Algumas das conseqüências da existência de fenômeno da Ressonância acústica - RA são: possibilidade do deslocamento do arco em direção a parede do tubo de descarga resultando o curvamento do mesmo, distorções nas extremidades do arco elétrico, flutuações e compressão parcial do arco e instabilidades com flutuações na luz na intensidade luminosa (*flicker*) e mudança na temperatura de cor. Em casos extremos pode ocorrer a extinção do arco e até a ruptura do tubo de descarga ou destruição da lâmpada o que pode ocasionar graves problemas [27] [28]. Em algumas frequências de funcionamento o arco flutua e torna-se instável. Isto pode ser observado como uma cintilação elevada devido às mudanças importantes na potência da lâmpada e assim na saída de iluminação [22]. Estudos feitos por Shfer, R [51] apresentam que a ressonância acústica pode estar combinada com instabilidades no arco e que sua ocorrência é mais bem detectada através de alterações de temperatura do arco e da parede do tubo de descarga.

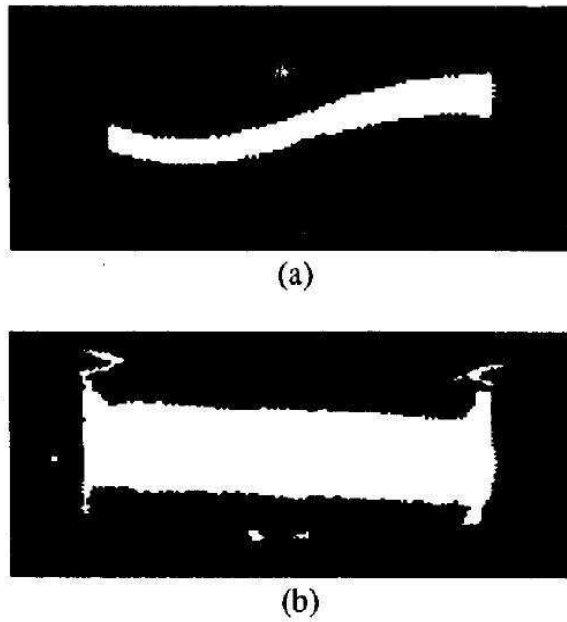


Figura. 2.5 - Instabilidades do arco devido a ressonância acústica [50].

Pode-se verificar a presença de ressonância através das medidas de tensão e corrente na lâmpada, com estas medidas pode-se calcular o valor da impedância da lâmpada, que é alterado quando o fenômeno da ressonância se manifesta. Além disso, o surgimento da ressonância acústica provoca como reflexo o aparecimento na corrente de uma modulação de baixa frequência, normalmente situada entre 5 Hz e 10 Hz [51].

Yao C. Hsieh em 2005 [51] pesquisou a comportamento dos sinais de corrente e tensão na Lâmpada de vapor com 70 W com a presença da ressonância acústica. Na Figura. 2.6 são mostradas as formas de onda da tensão de lâmpada, V_{la} , e da corrente da lâmpada, I_{la} , sem a ressonância acústica.

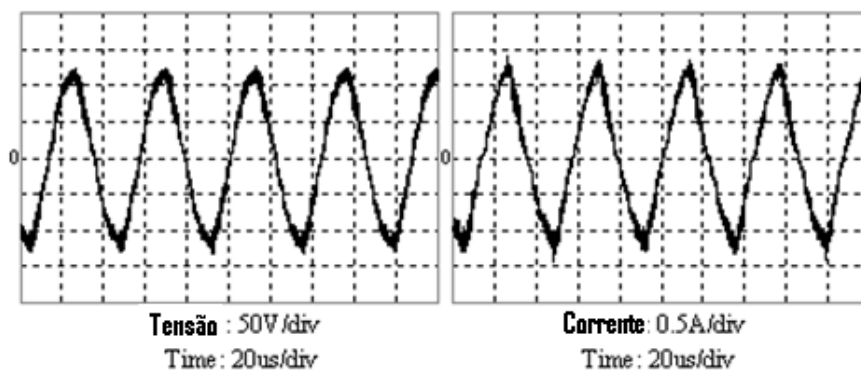


Figura. 2.6 - Sinais de tensão V_{la} e Corrente I_{la} em uma lâmpada de vapor de 70 W alta pressão sem ressonância acústica [52].

Na Figura. 2.7 observam-se flutuações e instabilidades na tensão e na corrente mostram uma técnica para determinação da ocorrência da ressonância acústica.

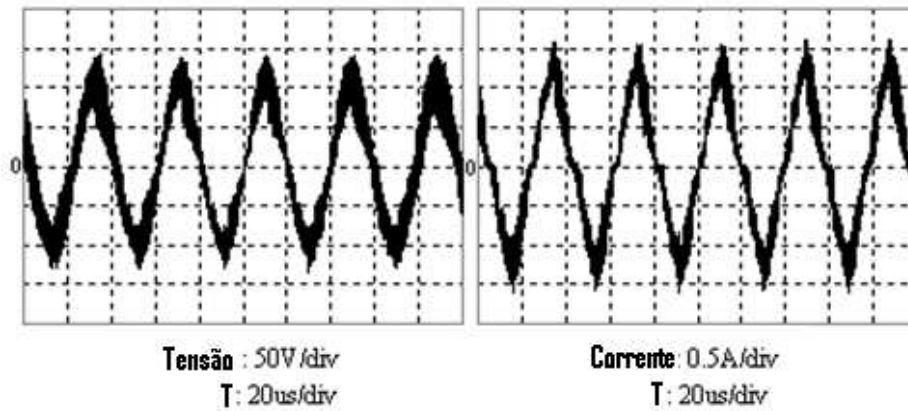


Figura. 2.7 - Sinais de tensão V_{Ia} e Corrente I_{Ia} em uma lâmpada de vapor de 70 W alta pressão com ressonância acústica [52].

Na Figura. 2.8 são apresentadas regiões onde ocorre a ressonância acústica – RA. Conforme dito antes esta ocorrência é basicamente determinada pelas dimensões internas e geometria do tubo de descarga e pela velocidade do som. Mesmo em lâmpadas geometricamente idênticas de um mesmo fabricante pode, devido diferentes pressões de gás, ocorrer a RA em frequências diferentes [47] [48].

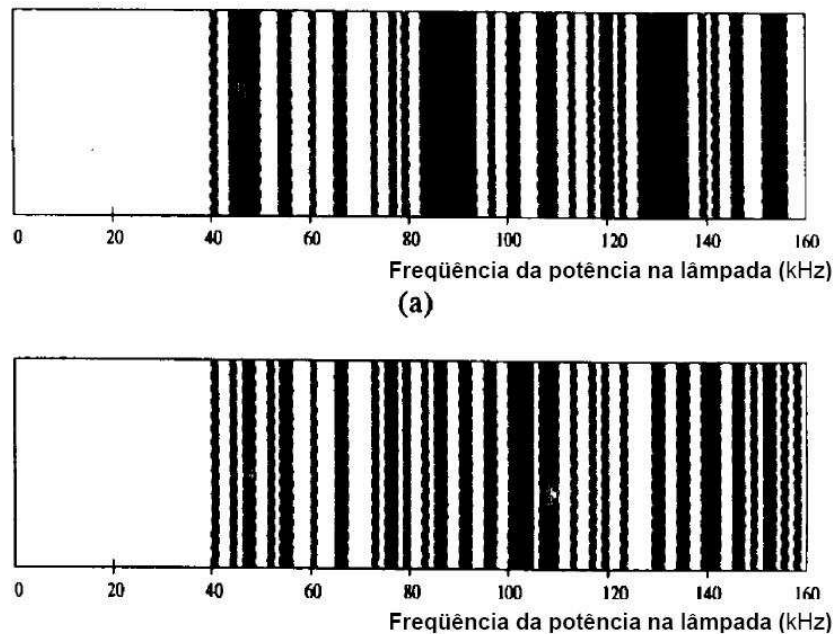


Figura. 2.8 - Regiões de ocorrência da ressonância acústica em lâmpadas de 70 W [50].

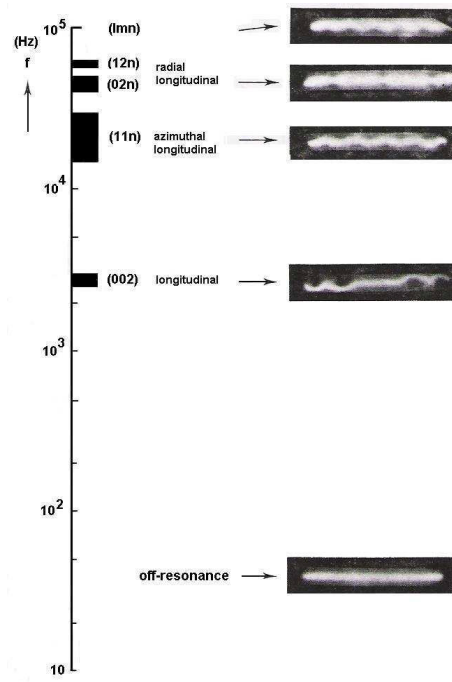


Figura. 2.9 - Forma de ressonância acústica vista ao longo do espectro de frequência [19].

A ressonância acústica é o grande desafio da operação de lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão em alta frequência. A presença da ressonância acústica é apontada como a principal causa do atraso na utilização de reatores eletrônicos na operação das lâmpadas de alta pressão. Situação contrária dos reatores que alimentam lâmpadas fluorescentes onde já está consolidado. Isto mostra o alto interesse na comunidade científica para eliminação deste fenômeno.

2.5.2 Técnicas para eliminação da RA.

Várias técnicas são encontradas na literatura para evitar a ressonância acústica:

a) Operação em faixas de frequência teoricamente livre da ressonância.

Operação em frequências fixas de 20 kHz a 500 kHz onde não ocorre a ressonância acústica [53] [55] [61] [62] [63]. Para a aplicação desta técnica é necessário que se conheça a faixa de frequência livre de ressonância. Devido à dependência da frequência de ressonância com a geometria do tubo, comprimento e pressão do gás, esta faixa livre pode variar de uma lâmpada para outra. Yao C. Hsieh em 2005 [52] apresentou um estudo mostrando as mudanças das frequências da RA em uma lâmpada na faixa de 20 kHz a 30 kHz ao longo do tempo. Em aproximadamente 2200 horas de funcionamento conforme pode ser visto na Figura. 2.10, há uma variação muito grande nos pontos de ocorrência da RA em relação a 100 horas de uso.

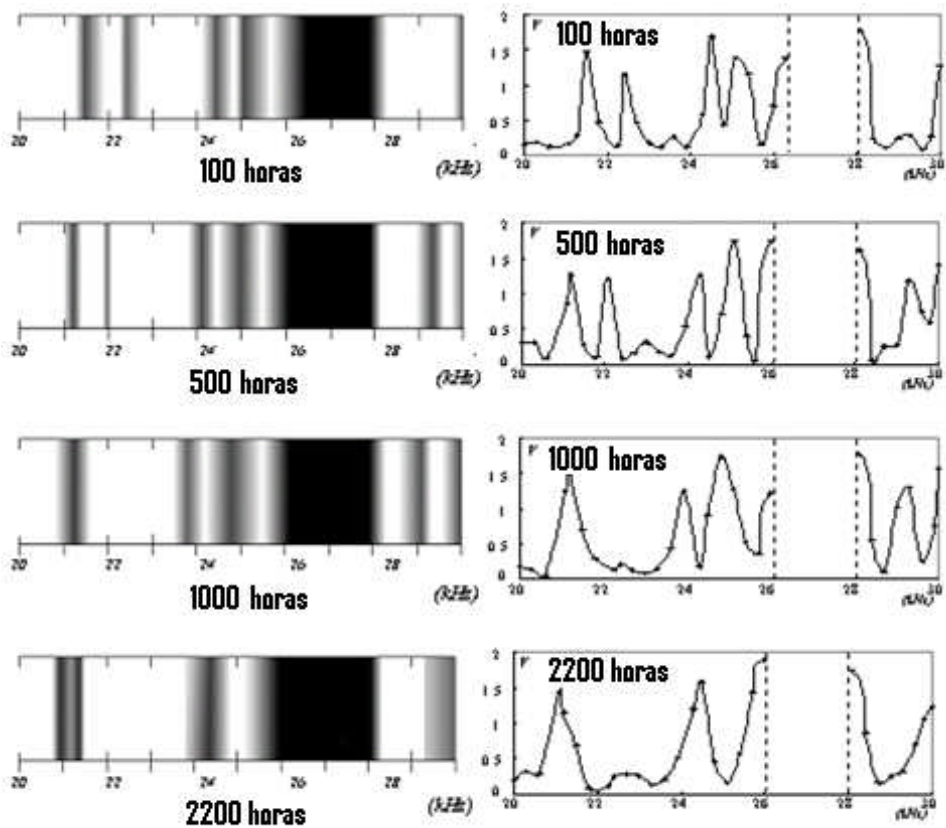


Figura. 2.10 - Comportamento da excitação da RA ao longo do tempo numa lâmpada de 70 W [52].

b) **Freqüências acima de 500 kHz.** Operação em freqüências, extremamente altas, acima da máxima freqüência de ressonância da lâmpada [64] [65] [66]. As dificuldades da aplicação desta técnica estão na obtenção de um reator que possua reduzidas perdas em freqüências tão elevadas e na determinação desta freqüência limite da ressonância. Existe também a alta interferência eletromagnética nesta faixa de freqüência. Não há referência que a RA ocorra acima de 500 kHz

c) **Mudança de estratégia de modulação.** Através da medição de tensão e corrente em tempo real determina-se a impedância da lâmpada, com isto, pode-se determinar a manifestação da RA. Esta estratégia irá atuar na modulação da potência aplicada à lâmpada. Tais valores, com o auxílio de recursos de circuitos digitais, serão utilizados a fim de controlar uma nova modulação no inversor do reator, já que uma das conseqüências da ocorrência da ressonância acústica é alteração dos parâmetros elétricos da lâmpada [68] [69].

d) **Onda quadrada em baixa freqüência.** Esta técnica de operação é a mais utilizada atualmente e consiste em operar a lâmpada com uma forma de onda de corrente quadrada de baixa freqüência [50] [67]. Como a corrente é modulada em alta freqüência,

basta que se mantenha a ondulação de corrente dentro de certos patamares considerados seguros para que a ressonância não seja excitada. Outra desvantagem é que este tipo de reator operando nessa faixa de freqüências apresenta maior peso e volume.

e) **Operação com corrente contínua.** A aplicação de corrente contínua na lâmpada evita o fenômeno da ressonância acústica, pois a RA somente surge quando a lâmpada é alimentada em uma freqüência capaz de excitá-la. Porém isto produz um fenômeno chamado de cataforese. A cataforese diminui o tempo de vida útil devido à diferença de temperatura dos eletrodos que faz que seja consumido cada eletrodo de forma desigual. Provoca o deslocamento de parte do vapor de sódio para os eletrodos gerando deformações no arco e alterações de cor além de deformação do arco da lâmpada, alteração da cor, escurecimento do tubo de quartzo e diminuição da intensidade luminosa [68].

f) **Injeção de harmônicos.** Esta técnica não era até 2005 muito investigada pela comunidade científica. Ela consiste em fornecer a lâmpada uma forma de onda senoidal acrescido de seu terceiro harmônico com mesma fase. A idéia é aproximar as formas de onda da corrente e da tensão da lâmpada à forma de onda quadrada, mas usando somente dois harmônicos. As vantagens principais são que as emissões de IEM e o IRF são mais baixos que uma forma de onda quadrada pura. Esta é a técnica será investigada nesta dissertação. J. M. Alonso [32] em 2005 executando experimentos mostra que a operação da lâmpada é estável nas freqüências de funcionamento onde as ressonâncias acústicas estavam previamente ocorrendo quando fornecido com as formas de onda puramente senoidal. Em conclusão, esta técnica pode ser uma solução praticável para o funcionamento de lâmpadas sem RA.

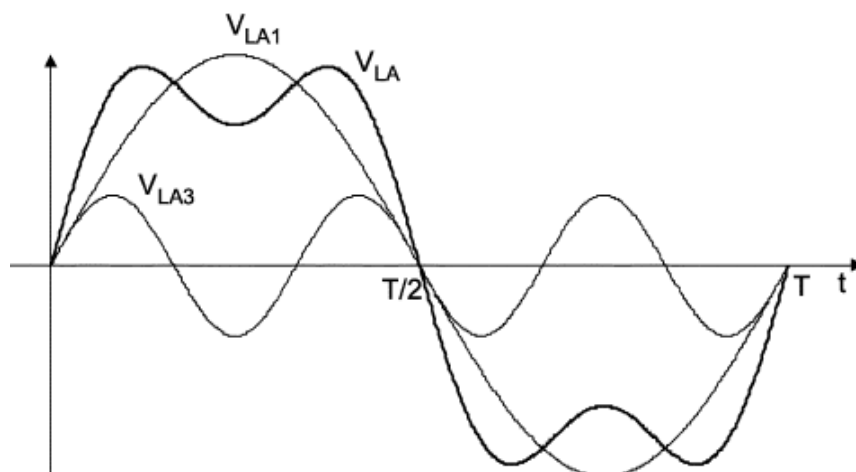


Figura. 2.11 - Formas de onda da tensão na lâmpada V_{La} com harmônico a partir da fundamental V_{La1} e terceiro harmônicos V_{La3} feitas por Alonso em [32].

2.6 INVERSOR DE TENSÃO PARA TOPOLOGIA DO REATOR.

O modelo adotado neste trabalho será um inversor em ponte completa, o qual poderá sintetizar formas de onda de corrente com injeção de harmônicos para eliminação da ressonância acústica. A configuração em ponte completa permite uma melhor definição do sinal modulado além de possibilitar o controle de potência. O estudo da ocorrência da ressonância acústica em particular nas lâmpadas de 70 W é a motivação deste trabalho e por isto será criado um reator robusto e com todos os blocos para o controle de potência e variação dos sinais de harmônicos. As etapas de funcionamento do inversor c.c.a na lâmpada depois da ignição são mostradas na Figura. 2.12.

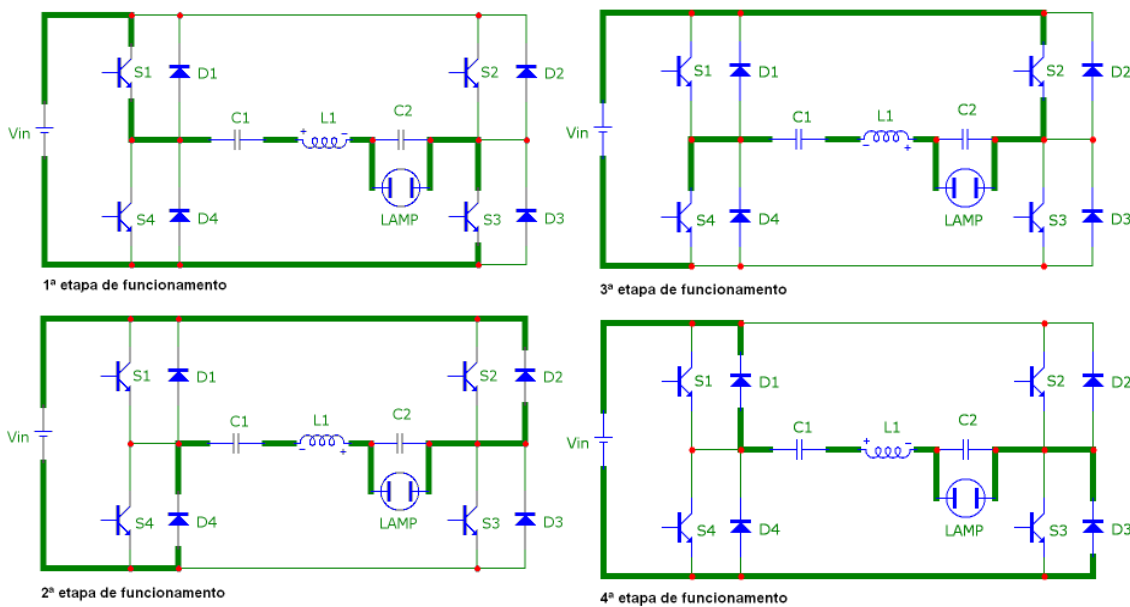


Figura. 2.12 - Etapas de funcionamento do reator.

2.7 ESTUDO SOBRE IGNITORES PARA REATORES ELETRÔNICOS.

O processo de partida ou ignição da lâmpada de vapor de sódio é fundamental para vida útil da lâmpada. Os circuitos ignitores realizam esta tarefa e sua função é fornecer um pulso mínimo de tensão, com uma duração adequada, provendo condições necessárias para romper o dielétrico entre os eletrodos e formar o arco voltaico dentro da lâmpada. Após a ignição se dá o processo de estabilização do arco e o seu aquecimento formado pelo gás de xenônio ionizado que vaporiza o amálgama de sódio e mercúrio e a lâmpada adquire sua tonalidade

branco-amarelada. Uma condição necessária para os ignitores é que não devem interferir no comportamento do reator após a ignição da lâmpada. As tensões mínimas e máximas de ignição da lâmpada definidas pela ABNT NBR 13593 e NBR 14305.

Tabela 2.1 - Tensões definidas para ignição de lâmpadas HPS de acordo com ABNT NBR 13593 e NBR 14305.

Potência da lâmpada (W)	50	70	150	250	400
Valor máximo do pico de tensão (kV)	2,3	2,3	4,5	4,5	4,5
Valor mínimo de tensão (kV)	1,8	1,8	2,8	2,8	2,8
Nº mínimo de pulsos por ciclo de rede 60 Hz	2	2	1	1	1
Largura mínima do pulso (μ S)	2	2	1	1	1

2.7.1 Tipos de circuitos ignitores.

Na literatura encontram-se diversos circuitos destinados à ignição de lâmpadas de descarga, sendo que a maioria baseia-se no circuito ressonante, onde a tensão de um capacitor colocado em paralelo com a lâmpada aumenta até atingir a tensão de arco da lâmpada ou um circuito onde um pulso de tensão é aplicado num transformador ou autotransformador que possua uma relação de transformação de modo a garantir a ignição da lâmpada.

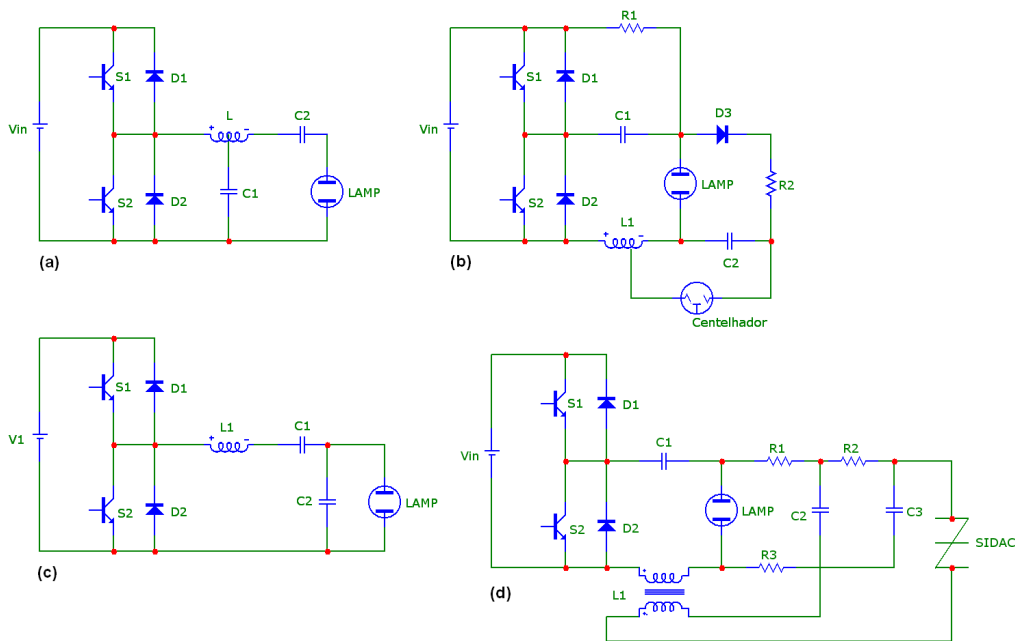


Figura. 2.13 - Tipos de ignitores para lâmpadas de descarga.

a) O circuito mostrado na Figura. 2.13-a apresenta uma topologia que utiliza um circuito LC série C paralelo para gerar a tensão necessária à partida da lâmpada. O capacitor C1 é de pequeno valor conectado a uma derivação *tap* do indutor série do filtro LC, quando a lâmpada não está acesa, o indutor age como um autotransformador e gera a sobretensão requerida para a ignição da lâmpada. Uma vez a lâmpada acesa, o efeito deste capacitor no circuito é reduzido, mas não eliminado. A desvantagem deste circuito é a dificuldade de um projeto bem elaborado devido a tolerância dos componentes [60].

b) Na Figura. 2.13-b é mostrado um Ignitor com *spark gap* ou centelhador ele é proposto por Ben-Yaakov [53] e outros. Primeiramente, quando o circuito está energizado, a lâmpada possui uma alta impedância, pois está desligada. Então a tensão a gerada pelo inversor é aplicada no *spark gap*. O *spark gap* é um componente eletrônico que funciona com dois ou mais eletrodos de metal selados hermeticamente e recobertos por um material isolante. Entre os eletrodos existe um espaço que será controlado e preenchido por um gás à baixa pressão. Com este controle a pressão interna e a distância entre eletrodos é possível criar tensões de ruptura que podem atingir alguns kV [54]. Esta tensão é retificada por D3 é filtrada por R2 e C2. A partir daí esta tensão produz a ruptura do centelhador que carrega ao capacitor C2 com um número reduzido de espiras de L1 que por sua vez irá multiplicar esta tensão gerando o pulso de tensão necessário para o acendimento da lâmpada, gerando uma alta tensão através de L1. Na ignição da lâmpada, a tensão nela é muito menor que antes, impedindo que a tensão em C2 alcance a tensão de ruptura do *spark gap* outra vez. Se a lâmpada não passar pela ignição por alguma razão, o capacitor C2 é recarregado e o processo é repetido até que o conversor tenha sido desligado ou, quando a lâmpada passar pela ignição com sucesso [55]. O circuito é projetado para que, uma vez que a lâmpada ligue, a tensão sobre a mesma seja insuficiente para causar novos disparos do *spark gap*.

c) O circuito da Figura. 2.13-c usa um filtro LC série C paralelo, o circuito deste ignitor é muito simples, porém 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. Além disto, a dinâmica do filtro LC série C paralelo ligado sem carga por um intervalo de tempo prolongado, como no caso de o reator ser ligado sem lâmpada, resultará em correntes elevadas o que pode causar a queima das chaves do circuito de potência. Por isto é necessário utilizar um circuito que detecte a falha na partida da lâmpada e proteja a etapa de potência. Deste modo, o circuito de filtro ressonante acumula três funções distintas: filtra a onda quadrada e a transforma em uma onda senoidal, limita a

corrente que circula pela lâmpada e provoca a alta tensão necessária para a partida da lâmpada. As principais desvantagens deste circuito, citadas em Barbi [55], são: o alto valor da capacitância usada em paralelo com a lâmpada devido à tensão criada, através do fenômeno da ressonância e um grande valor de corrente circulando através das chaves principais durante a ignição.

d) Na Figura. 2.13-d está representado um circuito apresentado por Barbi [55]. O ignitor eletrônico é controlado principalmente por um SIDAC, que é semelhante a um DIAC, porém com tensões de avalanche maiores. Quando a tensão sobre C3 atinge a tensão de ruptura do SIDAC, C3 começa a descarregar no enrolamento auxiliar de L1. O aumento de tensão através da relação de L1 fornece o pulso inicial para a lâmpada. Quando a tensão no SIDAC atinge o nível de avalanche, ele dispara um pulso de tensão sobre um transformador, que gera a tensão necessária para a ignição da lâmpada. Depois da ignição, existe uma carga insuficiente no capacitor C3 para iniciar novamente a tensão de ruptura do SIDAC que impedirá mais pulsos de ignição aplicados a lâmpada [20].

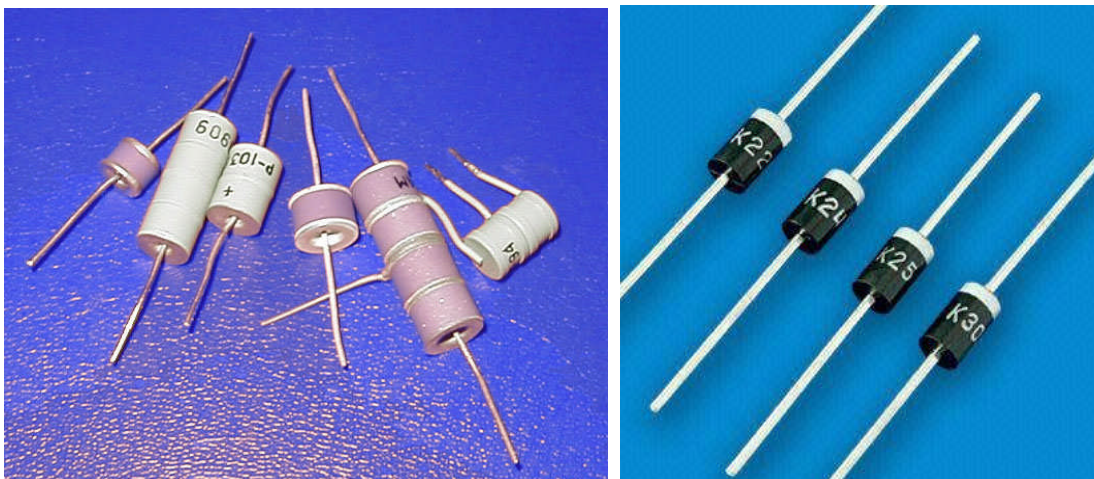


Figura. 2.14 - Exemplo de *spark gap* (centelhador) e de diodo SIDAC.

2.7.2 Ignitor proposto para o reator.

O circuito de ignição usado no reator proposto é apresentado em MORAIS, L. M. F [20] em 2007 como uma solução alternativa de ignição. Durante o processo de ignição é gerado um conjunto de pulsos de onda quadrada numa frequência muito próxima à frequência do circuito ressonante formado por L e Ci. Durante a aplicação destes pulsos isto fará com que apareça

nos terminais da lâmpada, onde o valor da resistência interna relativamente é infinita, tensões na ordem de kV. Depois de alguns pulsos obedecendo à norma NBR13593 e NBR14305 a resistência interna da lâmpada cai bruscamente. O circuito de controle que é o mesmo que gera os sinais de V_{in} irá fechar um relé inserindo um capacitor em paralelo a C_i . Como o valor de C é muito maior que C_i isto irá limitar a amplitude dos pulsos de alta tensão na lâmpada, pois será formando agora um filtro passa baixas composto por um indutor L , um capacitor com uma capacitância um pouco maior que C e a resistência interna da lâmpada R_{la} .

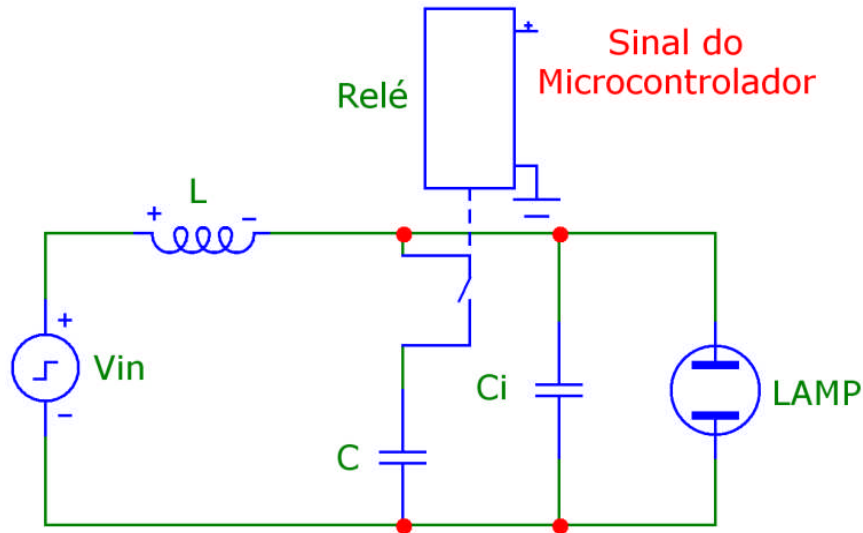


Figura. 2.15 - Circuito ignitor proposto por MORAIS [20] em 2007.

Para visualizar o comportamento do circuito inversor durante o transitório de partida da lâmpada, foram gerados gráficos das funções definidas pela equação (2.1) e apresentados nas Figura. 2.16 à Figura. 2.19.

$$f_{ig} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_i}} \quad (2.1)$$

Na Figura. 2.16 é apresentado o sinal de pulsos da onda quadrada com frequência $f_{vin} = 75\%$ da frequência de ignição f_{ig} . A tensão gerada a partir da onda quadrada ficará bem abaixo da tensão de ignição. Com esta análise garante-se que quando o valor do capacitor C entrar em paralelo impedirá que altos valores de tensão atinjam a lâmpada.

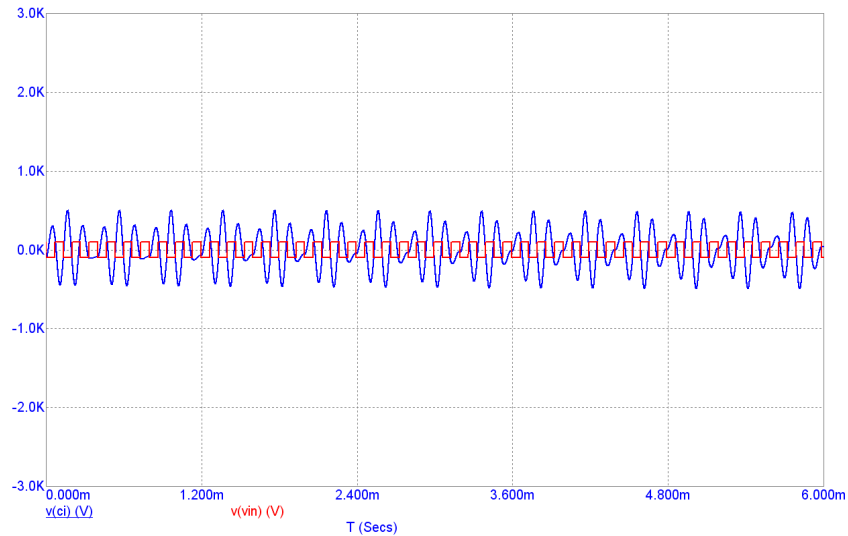


Figura. 2.16 - Tensão de entrada com frequência $f_{vin} = 75\%$ do valor da frequência do circuito tanque.

Figura. 2.17 aproximou-se a $f_{vin} = 85\%$ da frequência de ignição f_{ig} . Pode observar o aumento da tensão gerada nos terminais do capacitor e fica mais evidente o fenômeno de “batimento” que será mais bem abordado no capítulo seguinte. Este batimento é composto de um sinal modulante com uma portadora na frequência de f_{vin} . Este comportamento gera o surgimento de lóbulos com pulsos de tensão com baixos valores e depois atingem valores maiores e diminui novamente gerando um sinal periódico modulante. Com $f_{vin} = 85\%$ da frequência de ignição f_{ig} ainda não é possível obter a tensão de ignição para a lâmpada.

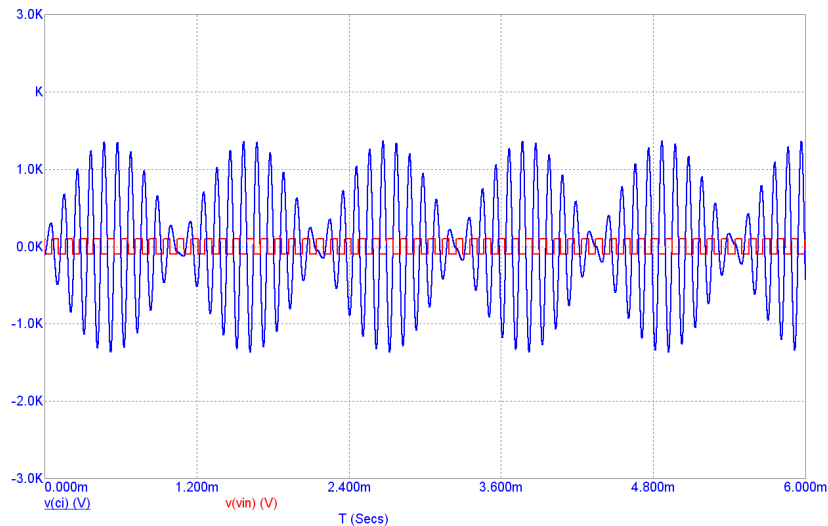


Figura. 2.17 - Tensão de entrada com frequência $f_{vin} = 85\%$ do valor da frequência do circuito tanque.

Ao fazer $f_{vin} = 90\%$ da frequência de ignição f_{ig} do circuito tanque a amplitude aumenta e agora é possível limitar os valores de pico de tensão para ignição sobre a lâmpada valor de

sódio conforme visto na Figura. 2.18. Assim sendo, supondo uma falha no processo de ignição da lâmpada, é possível assegurar que os valores de pico das tensões e correntes processadas através do circuito inversor não ultrapassem um determinado limite estabelecido no projeto, evitando assim possíveis danos aos componentes do circuito e a lâmpada.

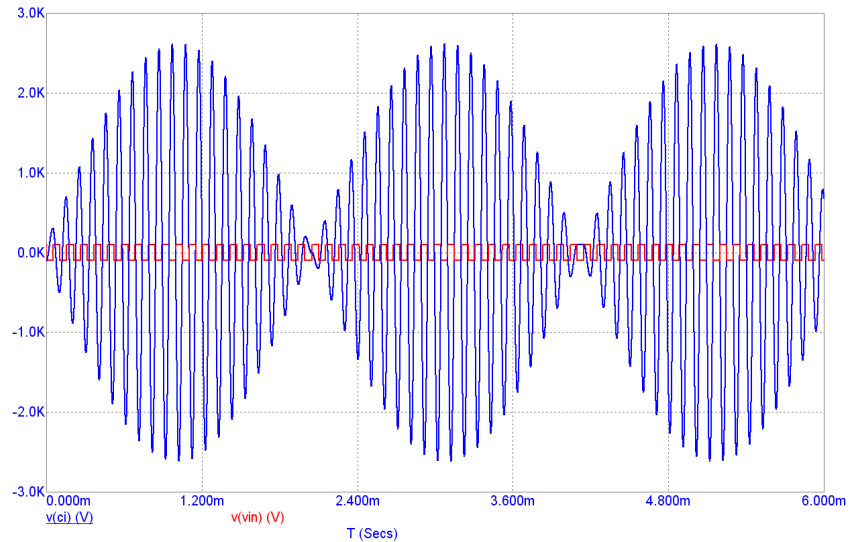


Figura. 2.18 - Tensão de entrada com frequência $f_{vin} = 90\%$ do valor da frequência do circuito ressonante.

Na Figura. 2.19 se a frequência de chaveamento for igual frequência de ressonância do circuito ignitor durante a ignição na lâmpada. Uma tensão sobre o capacitor ressonante Ci que está em paralelo à lâmpada iria evoluir tendendo para valores de pico valores infinitos. Na prática isto pode implicar em danos aos componentes do reator.

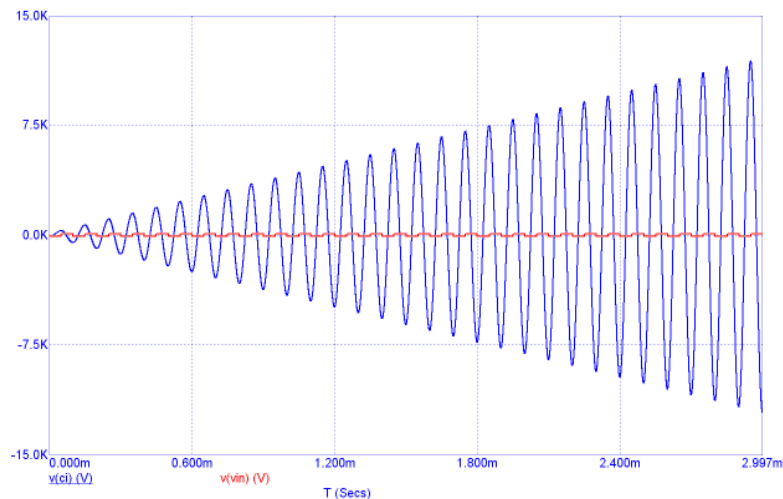


Figura. 2.19 - Tensão de entrada com frequência $f_{vin} = 100\%$ do valor da frequência do circuito tanque.

2.7.3 Determinação da frequência de ignição do circuito Ignitor.

O comportamento da frequência do circuito proposto é apresentado na Figura. 2.20 Como pode ser visto a frequência não deve ser igual à frequência de ressonância do circuito tanque. Será adotado em nosso trabalho um valor próximo a $f_{vin} = 90\%$ da frequência de ignição f_{ig} do circuito ressonante. No projeto do circuito ignitor serão utilizados valores de pico de tensão de até 2,3 kV de acordo com a norma NBR 13593 e NBR 14305. Quando valores de f_{vin} ficam acima da frequência de ressonância do Ignitor temos um comportamento semelhante com valores abaixo da frequência de ignição e à medida que aumenta f_{vin} o ganho cai para valores menores que a própria amplitude de tensão de Vin.

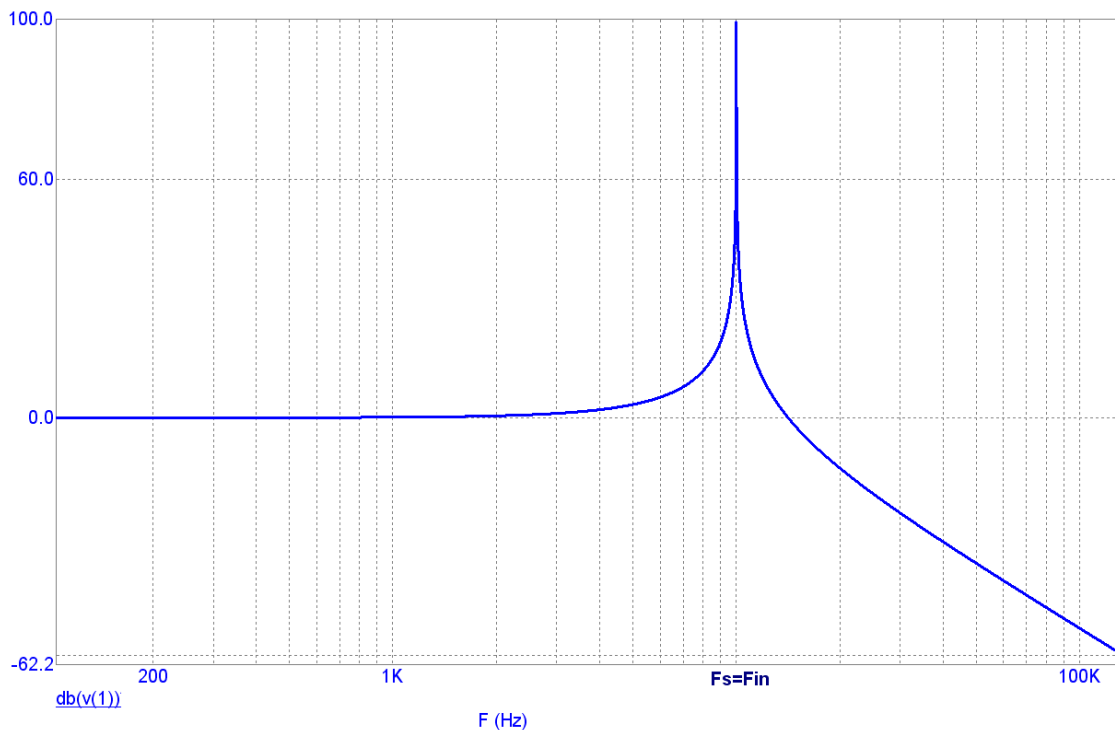


Figura. 2.20 - Resposta em frequência do circuito ressonante paralelo LC.

MORAIS, L. M. F [20] apresentou um estudo para determinação teórica dos valores da frequência do circuito de ignição. Esta proposta permite encontrar a frequência de ignição a partir da tensão máxima de ignição aplicada à lâmpada pelo seu ganho em dB, junto com o comportamento da resposta de frequência do filtro LC e do fator de qualidade do Q do indutor resolvendo-se as eq.(2.2) a (2.4). Encontra-se a frequência que o inversor deverá para a partida da lâmpada.

O ganho G_{in} do circuito ignitor a partir da tensão máxima de ignição V_{in} e da tensão do barramento V_{cc} do inversor é dada pela Eq. (2.2).

$$G_{in} = 20 \cdot \log\left(\frac{V_{in}}{V_{cc}}\right) \quad (2.2)$$

Resposta em frequência do inversor paralelo LC é dada pela Eq. (2.3).

$$G_{in}(s) = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2 + \frac{s}{\omega_o \cdot Q} + 1} \quad (2.3)$$

Determinação da frequência de ignição na qual o inversor deverá operar cujo ganho foi obtido na eq. (2.2) é dada pela Eq. (2.4).

$$G_{in}(s) = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2 + \frac{s}{\omega_o \cdot Q} + 1} \quad (2.4)$$

2.8 MODULAÇÃO POR INJEÇÃO DE HARMONICOS.

Para não excitar a RA, será utilizada a técnica de injeção de correntes harmônicas. Esta técnica apresentada por MORAIS, L. M. F [20] utiliza modulação por largura de pulso PWM para sintetizar as formas de onda necessárias. A modulação por largura por pulso - PWM já é bastante consolidada no meio científico, em MOHAN [80] é possível encontrar seus fundamentos. A seguir será apresentada uma resenha comparando a modulação em dois níveis e três níveis com injeção de harmônicos.

2.8.1 Modulação em dois níveis.

Na Figura. 2.21 foi desenvolvido um circuito SPICE para simulação da geração de sinais com harmônicos. Este circuito é composto por duas fontes independentes uma com a frequência da fundamental e outra frequência 3 vezes maior que a fundamental. Cada fonte será multiplicada por uma fonte contínua que irá determinar a amplitude de cada harmônico depois disto elas serão somadas gerando V_{th} . O sinal V_{th} agora é comparado através de X3 por

uma triangular com frequência no mínimo 10 vezes maior que o 3º harmônico. O comparador X4 irá inverter o sinal modulado PWM2N de X3 gerando PWM2N invertido.

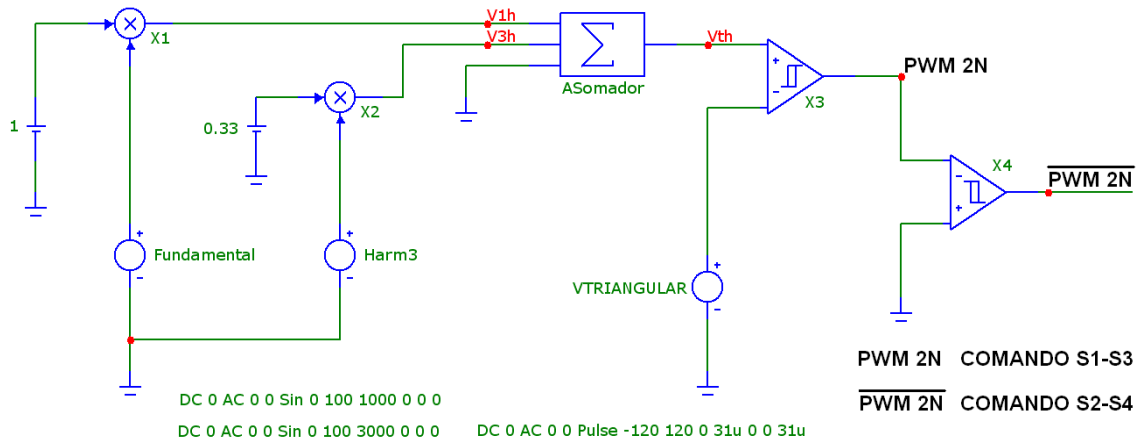


Figura. 2.21 - Circuito para simulação de modulação PWM em 2 níveis com harmônicos.

Na Figura. 2.22 é apresentada a simulação do circuito da Figura. 2.21. Conforme Morais [20] é gerado o sinal PWM, para a injeção de harmônicos, com 100% da fundamental e 33% do terceiro harmônico.

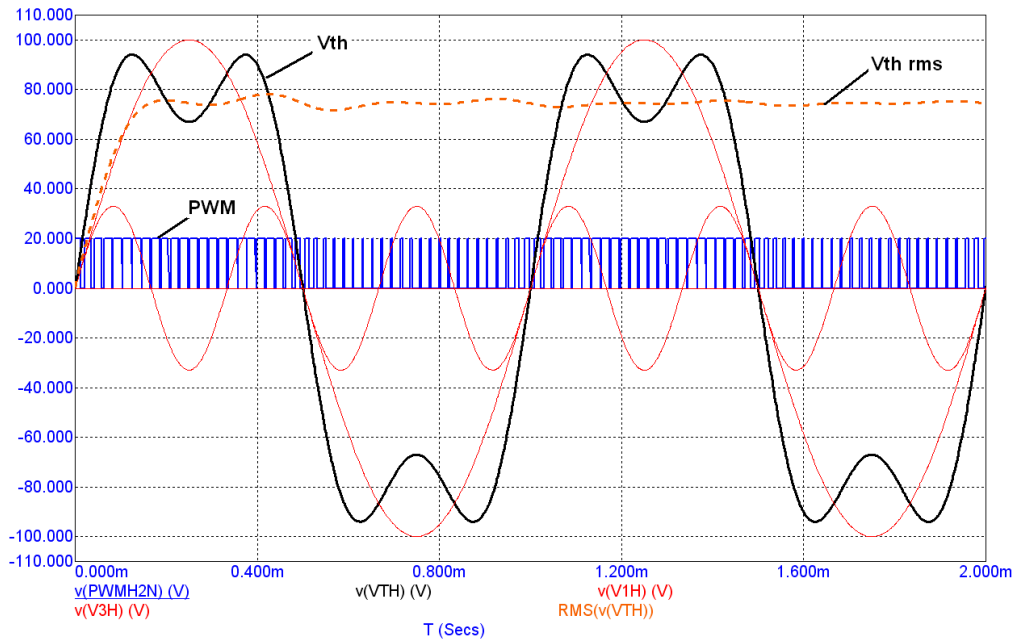


Figura. 2.22 - Modulação PWM simulada a partir da Figura. 2.21.

Para validar o projeto, a linha tracejada da Figura. 2.22 representa o valor eficaz ($V_{th\text{rms}}$) aplicado a lâmpada. Pode-se concluir que valor eficaz aplicado a lâmpada em relação ao valor de pico da fundamental é 74,4%. Então, para obtermos $90 V_{\text{rms}}$ na lâmpada serão necessários 21% a mais de tensão no barramento de tensão contínua. Para o exemplo simulado, serão

necessários 121 V com um índice de modulação unitário, sem contar a queda de tensão das chaves de potência, para que se tenha $90 V_{rms}$ na carga ou na lâmpada.

Com os sinais de comando definidos pelo circuito Figura. 2.21 aplicam-se estes sinais nas chaves de potência à Figura. 2.23. Estes sinais são aplicados em cada braço com relação cruzada quando S1 e S3 são acionados S2 e S4 são desligados e vice-versa.

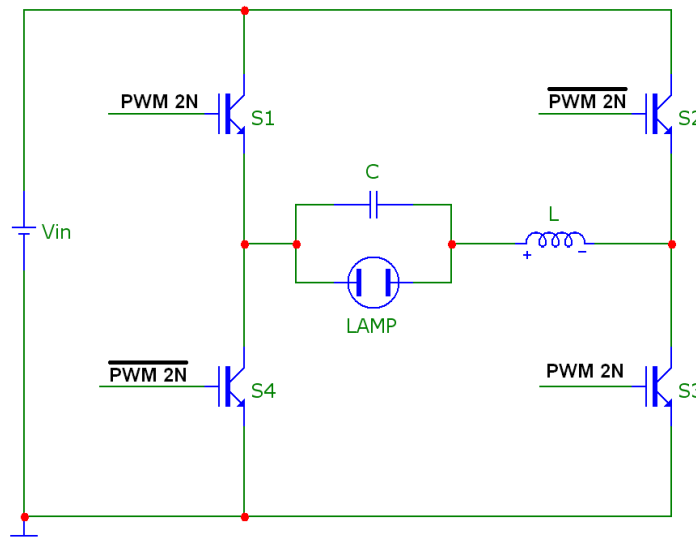


Figura. 2.23 - Sinais PWM com harmônico aplicados ao circuito em ponte completa com 2 níveis.

2.8.2 Modulação em três níveis.

A implementação desta técnica é mais complexa que a anterior, principalmente se gerada analógicamente por isto estes sinais são normalmente gerados em circuitos microcontrolados ou em processadores de sinais DSP. Esta modulação é diferente da modulação dois níveis por se acrescentado agora um nível negativo (positivo, zero, negativo). Uma das vantagens desta modulação é que apresenta um menor conteúdo harmônico e a possibilidade de construção de filtros menores do que em modulação dois níveis, sem o aumento das perdas de comutação das chaves. Para esta modulação, há a necessidade de geração de duas senóides defasadas de 180° entre si ($+V_{th}$ e $-V_{th}$). A triangular gerada é única para as duas senóides. Cada senóide gera sinais complementares para cada braço. Ainda há a necessidade de geração de tempo morto.

Uma maneira de fazê-lo é de acordo com a seguinte seqüência a partir da Figura. 2.17: Durante o semi-ciclo positivo, S1 permanece sempre ligado, O sinal PWM é enviado a S3 é o mesmo sinal invertido é enviado a S2, No semi-ciclo negativo, quem permanecerá conduzindo

será S4 e o sinal PWM são enviados a S2 e o sinal barrado vai para S3. Na Figura. 2.24 é apresentado a modificação para três níveis o sinal de V_{th} é invertido por X7 pela fonte de -1 V gerando $-V_{th}$. O sinal de $-V_{th}$ e comparado com o sinal da triangular por X5 e finalmente comparado com X6 gerando PWM3N invertido. Na Figura. 2.24 é apresentado o circuito SPICE para obtenção dos sinais de comando para modulação em três níveis.

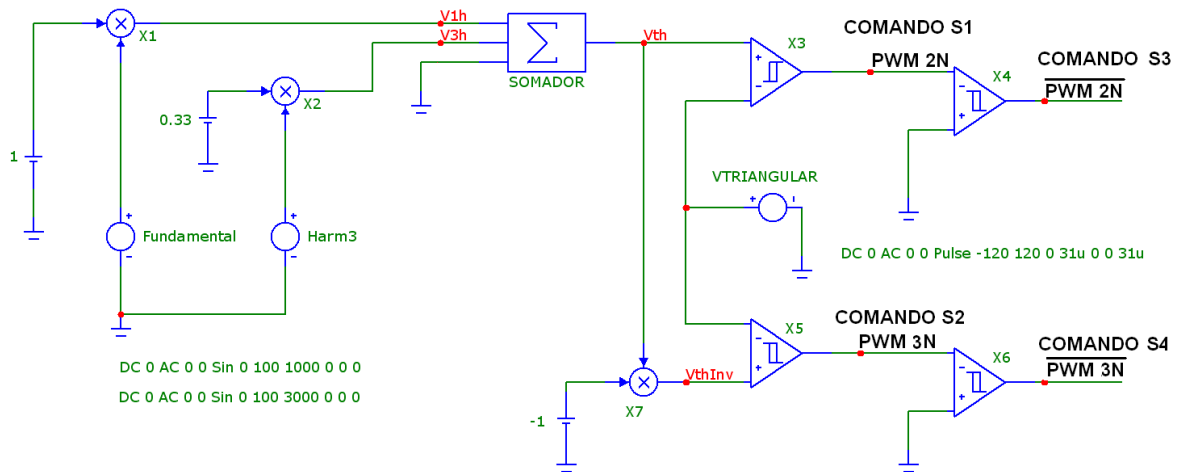


Figura. 2.24 - Circuito para simulação de modulação PWM em 3 níveis com harmônicos.

Na Figura. 2.25 é apresentada os sinais de comando oriundos da Figura. 2.24 em cada chave para a modulação em três níveis no inversor.

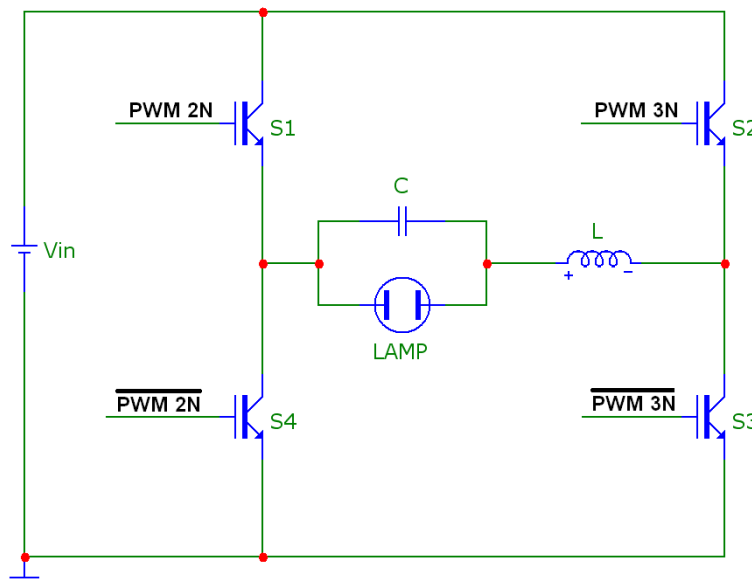


Figura. 2.25 - Sinais PWM com harmônico aplicados ao circuito em ponte completa com 3 níveis.

Ao aplicar estes sinais numa carga indutiva, o atraso da corrente em relação à tensão faz com que, ao ser desligada uma das chaves, a corrente continue circulando ainda no mesmo

sentido, buscando para tanto um caminho através dos diodos reversos do circuito, conforme visto anteriormente. Na tensão de saída aparece o dobro de pulsos se comparado ao inversor de dois níveis, mantendo-se a mesma frequência de comutação das chaves. Os primeiros harmônicos estão em uma ordem de frequência duas vezes superior em relação à modulação a dois níveis.

A forma de onda da tensão vista na carga é facilitada pela forma do espectro. Após a componente espectral relativa à referência, aparecem componentes nas vizinhanças da frequência de chaveamento. Ou seja, um filtro passa baixas com frequência de corte acima da frequência desejada é perfeitamente capaz de produzir uma atenuação bastante efetiva em componentes na faixa dos kHz. Uma redução ainda mais efetiva das componentes de alta frequência é obtida com o uso de filtro de ordem superior.

Na Figura. 2.26 foi feito um comparativo para melhor visualização das técnicas de modulação em dois níveis (zero e positivo) em relação à modulação a modulação três níveis (negativo, zero e positivo).

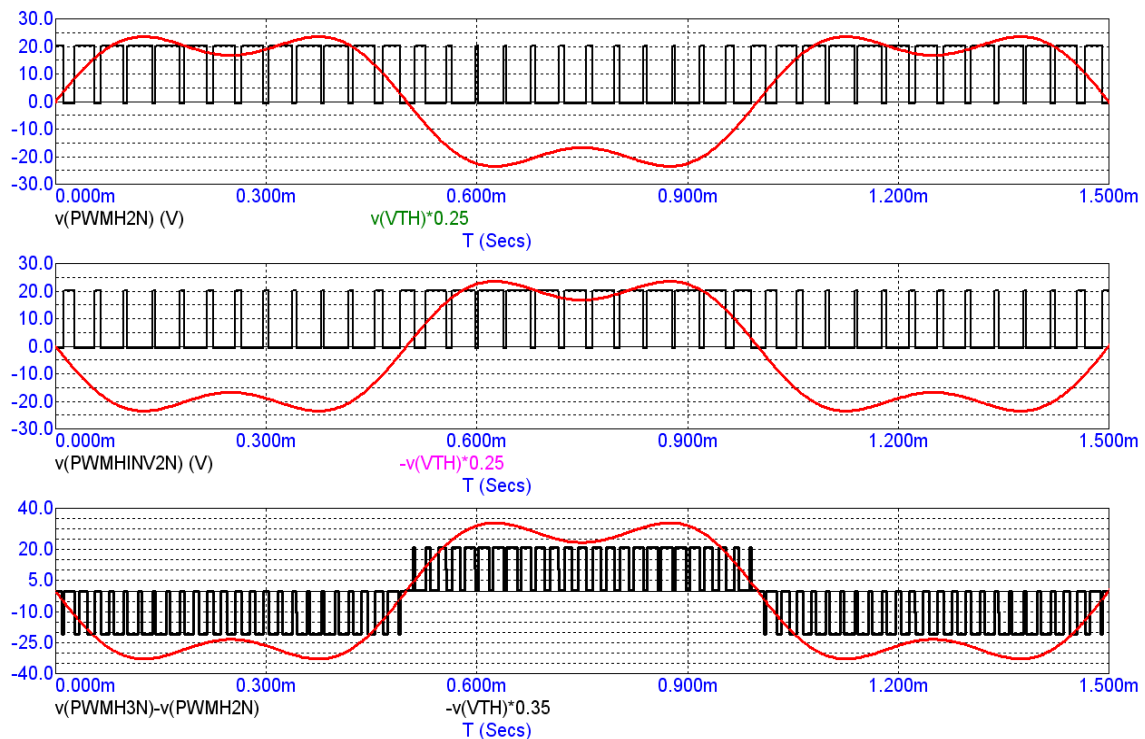


Figura. 2.26 - Comparação entre modulação dois níveis e três níveis.

Para comprovar as vantagens da modulação com injeção de corrente harmônicos em três níveis em relação à modulação em dois níveis nas Figura. 2.27 e Figura. 2.28, têm-se os sinais de uma fundamental de 1 kHz com 33% de harmônicos de 3 kHz aplicados numa

resistência de $115,4 \Omega$, igual a uma lâmpada de 70 W, chaveando a 70 kHz. Como se pode ver na modulação em dois níveis há presença de “SPIKES” que irão contribuir em várias frequências do espectro em relação à forma de onda com modulação em três níveis. A forma de onda modulação em três níveis possui no espectro de frequência sinais muito mais concentrados demonstrando sua melhor definição. Sendo este tipo de modulação usado no reator proposto.

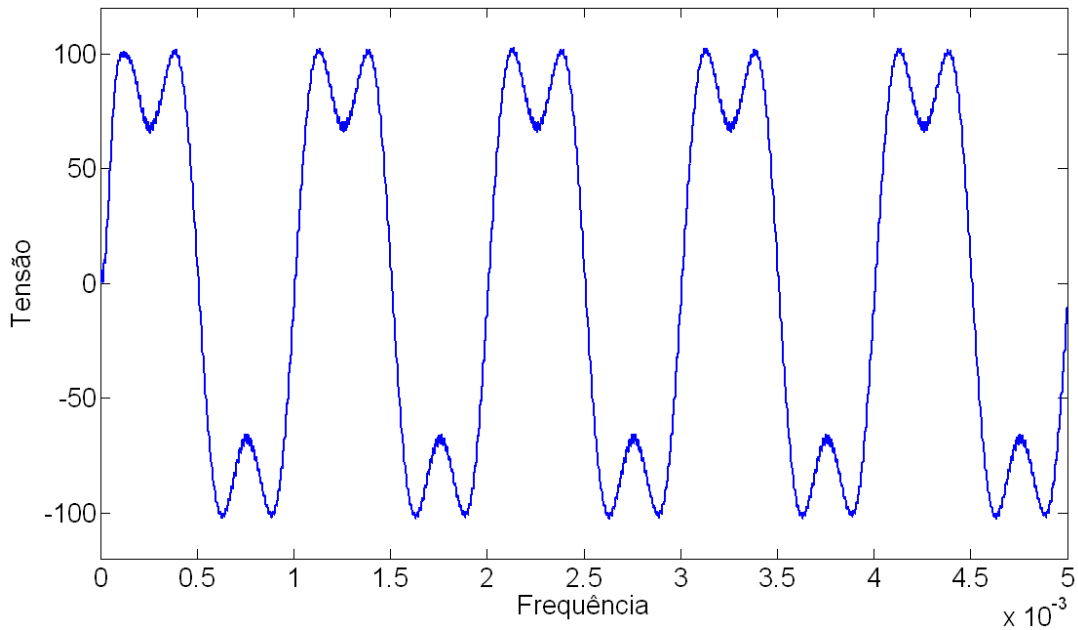


Figura. 2.27 - Sinal modulante na carga usando modulação em 2 níveis.

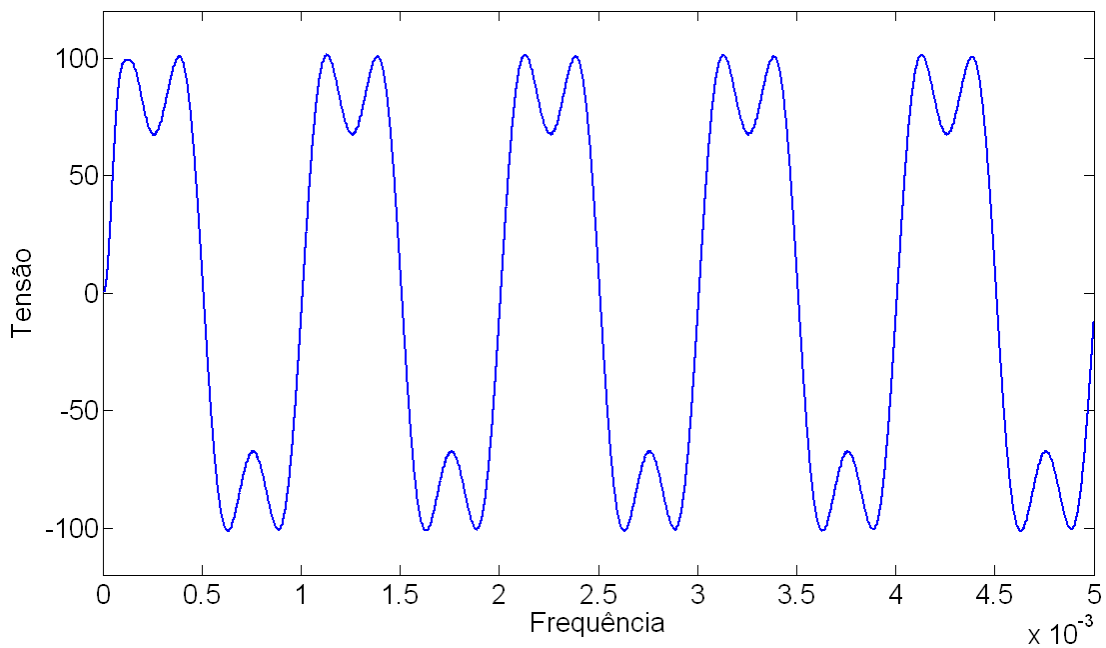


Figura. 2.28 - Sinal modulante na carga usando modulação em 3 níveis.

Nas Figura. 2.29 e Figura. 2.30 é apresentado o comparativo do espectro de freqüência do sinal com harmônicos com modulação em dois níveis em relação a modulação três níveis. Como pode ser visto a incidência de harmônicos próximos a freqüência de chaveamento em dois (no exemplo 70 kHz) níveis é maior que a modulação em três níveis (no exemplo 140 kHz).

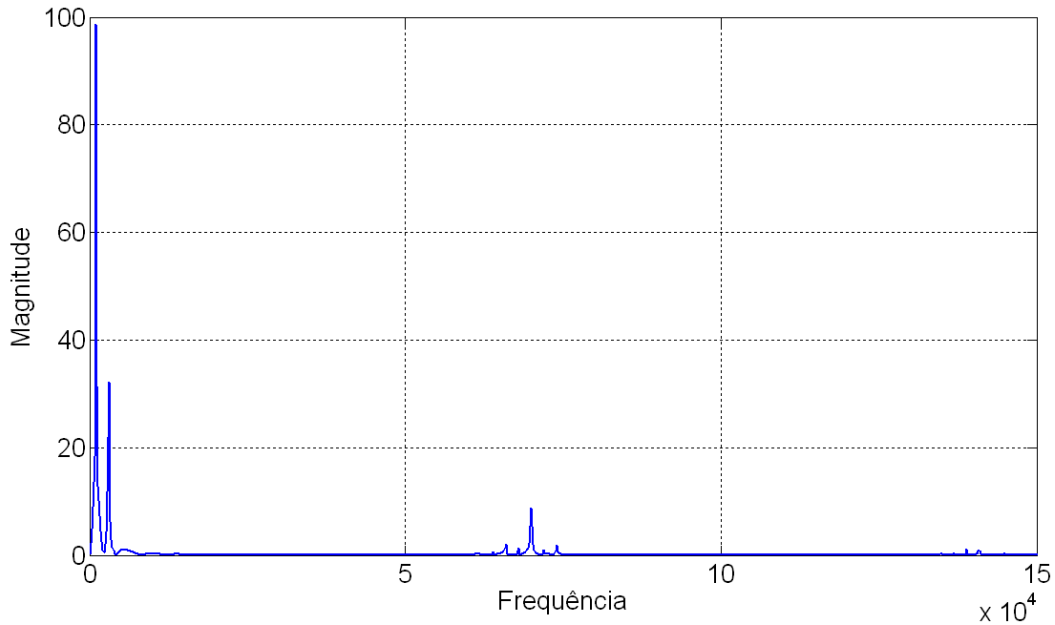


Figura. 2.29 – Espectro de freqüência do sinal modulado em 2 níveis.

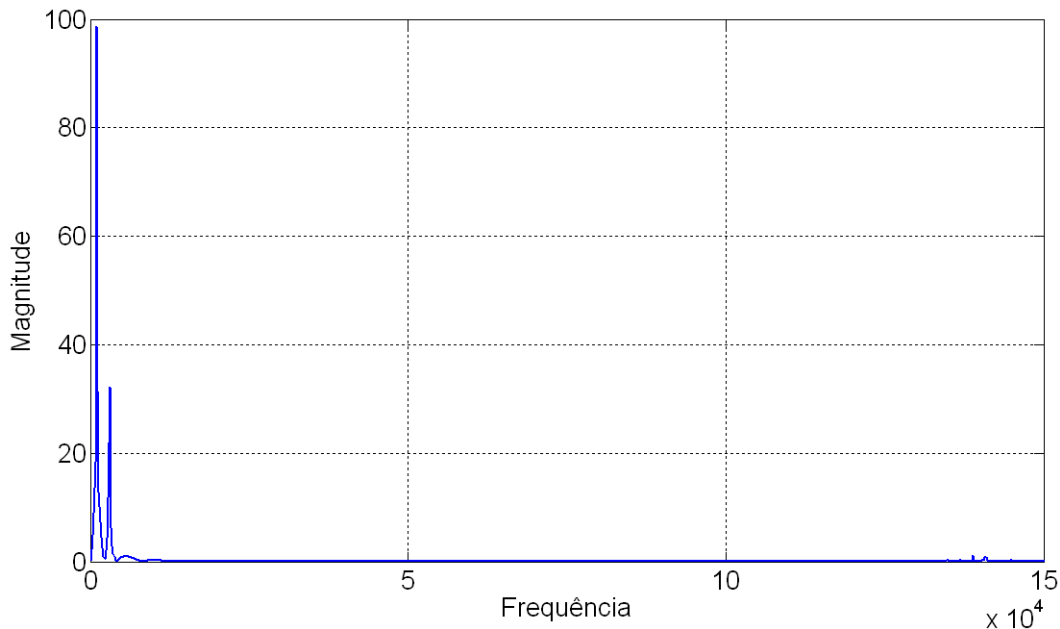


Figura. 2.30 - Espectro de freqüência do sinal modulado em 3 níveis.

Como pode ser notado, para uma mesma freqüência de chaveamento, o número de pulsos aparece dobrado Figura. 2.26. A uma freqüência de chaveamento igual a “F” (neste

exemplo 70 kHz), o filtro de saída enxerga sinais com frequência igual a "2F" (neste exemplo 140 kHz).

2.9 CONCLUSÕES.

A modulação em três níveis mostrou que as frequências dos harmônicos a serem filtradas estão a pelo menos duas vezes acima do que a modulação em dois níveis. Este tipo de modulação, devido ao fato de reduzir os harmônicos em altas frequências do espectro, irá sintetizar e validar melhor a injeção de harmônicos na lâmpada nos ensaios do reator em laboratório. A técnica de injeção de harmônicos para a não excitação da RA tem como principal vantagem a aplicação de apenas duas frequências do espectro de frequência. Situação mais viável em relação quando se aplica sinais com ondas quadradas mais usadas atualmente em reatores eletrônicos.

Por outro lado, quando uma técnica para eliminação da ressonância acústica for consolidada, da mesma forma que nas lâmpadas fluorescentes residenciais, será possível encontrar reatores reduzidos e embutidos até mesmo na base da própria lâmpada. Os reatores eletrônicos possuem componentes passivos de tamanhos reduzidos e irão contribuir muito para a diminuição de custos na venda de reatores e utilização dos mesmos em diversas aplicações. O conhecimento das propriedades dos ignitores é de extrema importância para a realização de um projeto de reator que satisfaça os limites de operação da lâmpada levando em consideração, o fenômeno da ressonância acústica.

CAPÍTULO 3

DESENVOLVIMENTO DO REATOR ELETRÔNICO SEM EXCITAÇÃO DA RESSONÂNCIA ACÚSTICA.

3.1 INTRODUÇÃO.

Neste capítulo será apresentado o desenvolvimento do reator eletrônico. Serão apresentadas, neste capítulo, as partes que compõe o reator: Filtro IEM (Interferência eletromagnética), retificador, circuito de comando dos IGBT, inversor, ignitor e o circuito de controle microprocessado. Será utilizado software de simulação eletrônica SPICE (Micro-Cap) para validar o projeto, e serão simuladas todas as formas de ondas de todas as partes do reator eletrônico proposto.

O reator eletrônico é controlado digitalmente e opera de acordo com o diagrama em blocos da Figura. 3.1.

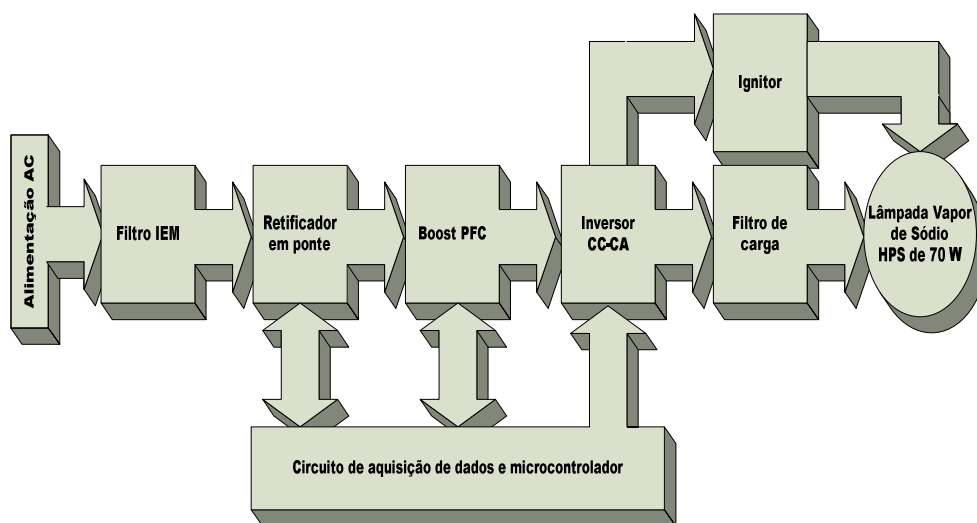


Figura. 3.1 - Diagrama em blocos do reator proposto.

3.2 FILTRO IEM.

O maior problema causado pela IEM [56] são as situações esporádicas que degradam aos poucos os equipamentos e seus componentes. Os mais diversos problemas podem ser gerados pela IEM, por exemplo, em equipamentos eletrônicos, falhas na comunicação entre dispositivos de uma rede de equipamentos e/ou computadores, alarmes gerados sem explicação, atuação em relés que não seguem uma lógica e sem haver comando para isto e, queima de componentes e circuitos eletrônicos, etc. É muito comum a presença de ruídos na alimentação pelo mau aterramento e blindagem, ou mesmo erro de projeto [56].

3.2.1 Normas de níveis de harmônicas.

As normas para redução dos níveis de harmônicas são exigidas aos fabricantes de equipamentos eletrônicos. Atualmente nenhuma norma brasileira regulamenta as emissões de harmônicas para reatores para lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão. Uma norma muito usada no meio científico para servir como referência para reatores eletroeletrônicos é a norma européia IEC 6100-3-2 que limita a emissão de harmônicas por equipamentos elétricos e eletrônicos com corrente de entrada menor que 16 A por fase, ela é subdividida em quatro classes:

Classes dos equipamentos:

- Classe A: Equipamentos trifásicos balanceados e todos não classificados nas classes que seguem.
- Classe B: Equipamentos portáteis.
- Classe C: Equipamentos de iluminação, incluindo equipamentos de dimerização.
- Classe D: Equipamentos com uma corrente com um formato específico e com uma potência ativa máxima de 600 W.

O reator eletrônico proposto para o nosso trabalho pertence à classe C e a Tabela 3.1 apresenta as amplitudes dos valores de cada harmônica para este tipo de equipamento.

Tabela 3.1 - Percentuais de cada harmônico da classe C a partir de sua ordem de harmônica.

Ordem da Harmônica	Corrente máxima da harmônica
n	em %
2	2
3	$30 \cdot \lambda$
5	10
7	7
9	5
$11 \leq n \leq 39$	3
* λ é o fator de potência do circuito	

As harmônicas geradas por um aparelho não podem ultrapassar os níveis especificados e devem funcionar normalmente na presença das perturbações iguais aos níveis especificados. As correntes distorcidas podem afetar na operação de outros equipamentos também ligados à rede elétrica, e causar outros problemas que afetam a qualidade da energia elétrica fornecida aos consumidores.

3.2.2 Filtro para supressão de interferência eletromagnética IEM.

O filtro proposto é um passa baixas de segunda ordem, conforme apresentado na Figura. 3.2, composto basicamente por indutor de entrada com um capacitor em paralelo com uma resistência Req representa a resistência de entrada do circuito reator.

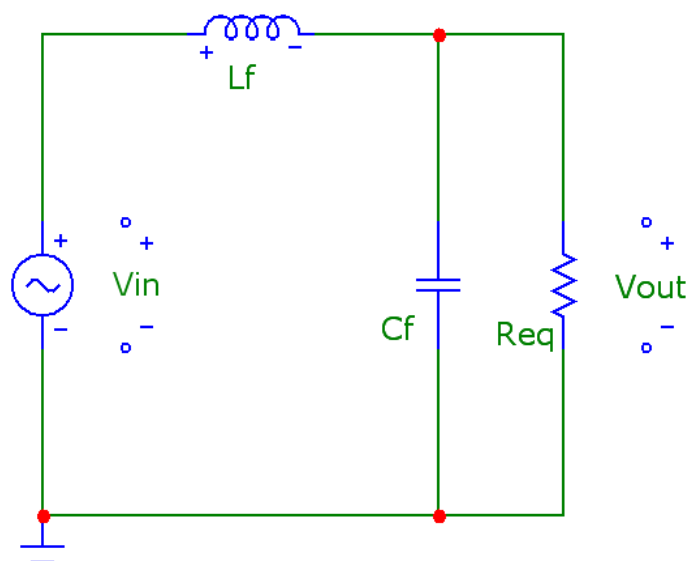


Figura. 3.2 - Filtro IEM.

O filtro apresentado na Figura. 3.2 possui ganho unitário e de acordo com os valores dos valores dos componentes passivos Lf, Cf e Req pode apresentar três respostas possíveis: Super amortecido, amortecimento crítico e sub-amortecido. Este estudo é feito por Barbi [57]. Na Figura. 3.3 são apresentados o comportamento de cada filtro.

- **Superamortecido:** neste caso podem ocorrer oscilações em alta freqüência na saída do filtro para fator de amortecimento maior que 0,707.
- **Sub-amortecido:** O valores são atenuados na freqüência de corte inviabilizando o filtro para fator de amortecimento muito menor que 0,707.
- **Amortecimento crítico:** Situação ideal do filtro o corte atua em -3 dB o valor para este fator de amortecimento igual a $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$.

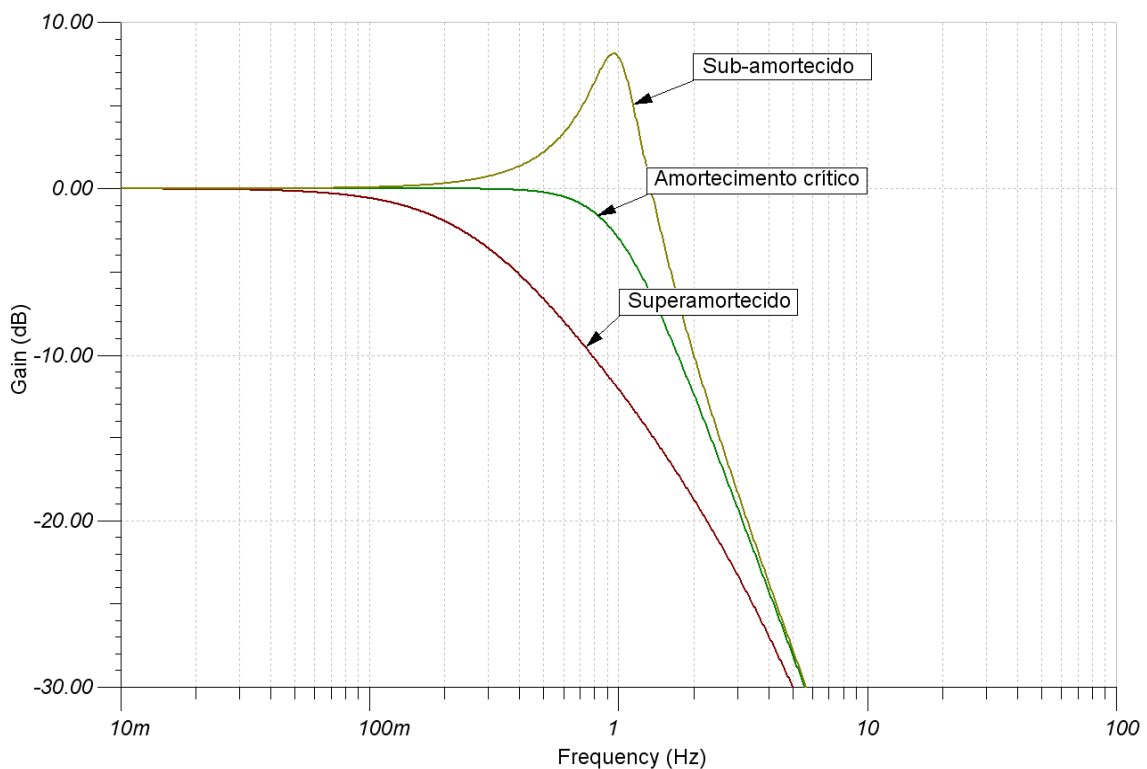


Figura. 3.3 - Resposta do ganho do filtro para uma freqüência.

O fator de amortecimento é representado por ζ , na equação (3.1):

$$\zeta = \sqrt{\frac{L_f}{4 \cdot R_{eq}^2 \cdot C_f}} \quad (3.1)$$

A velocidade angular do filtro ω_f é definida na eq. (3.2):

$$\omega_f = \frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_f}} \quad (3.2)$$

A função de transferência do ganho relativo do filtro é definida na eq. (3.3):

$$G_{filtro}(S) = \frac{V_{in}}{V_{out}}(S) = \frac{\omega_f^2}{s^2 + s \cdot (2 \cdot \zeta \cdot \omega_f^2) + \omega_f^2} \quad (3.3)$$

Substituindo (3.1) e (3.2) em (3.3) obtém a eq.(3.4):

$$G_{filtro}(S) = \frac{V_{in}}{V_{out}}(S) = \frac{\frac{1}{L_f \cdot C_f}}{s^2 + s \cdot \frac{1}{R_{eq} \cdot C_f} + \frac{1}{L_f \cdot C_f}} \quad (3.4)$$

O valor do capacitor Cf calculado pela eq. (3.5):

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot R_{eq} \cdot \zeta \cdot \omega_f} \quad (3.5)$$

E finalmente, o valor do indutor pela equação (3.6) pra um ω_f definido:

$$L_f = \frac{1}{C_f \cdot \omega_f^2} \quad (3.6)$$

O valor da resistência equivalente, η o rendimento do reator, é definido na eq. (3.7):

$$R_{eq} = \frac{V_{in}^2}{\frac{P_{la}}{\eta}} \quad (3.7)$$

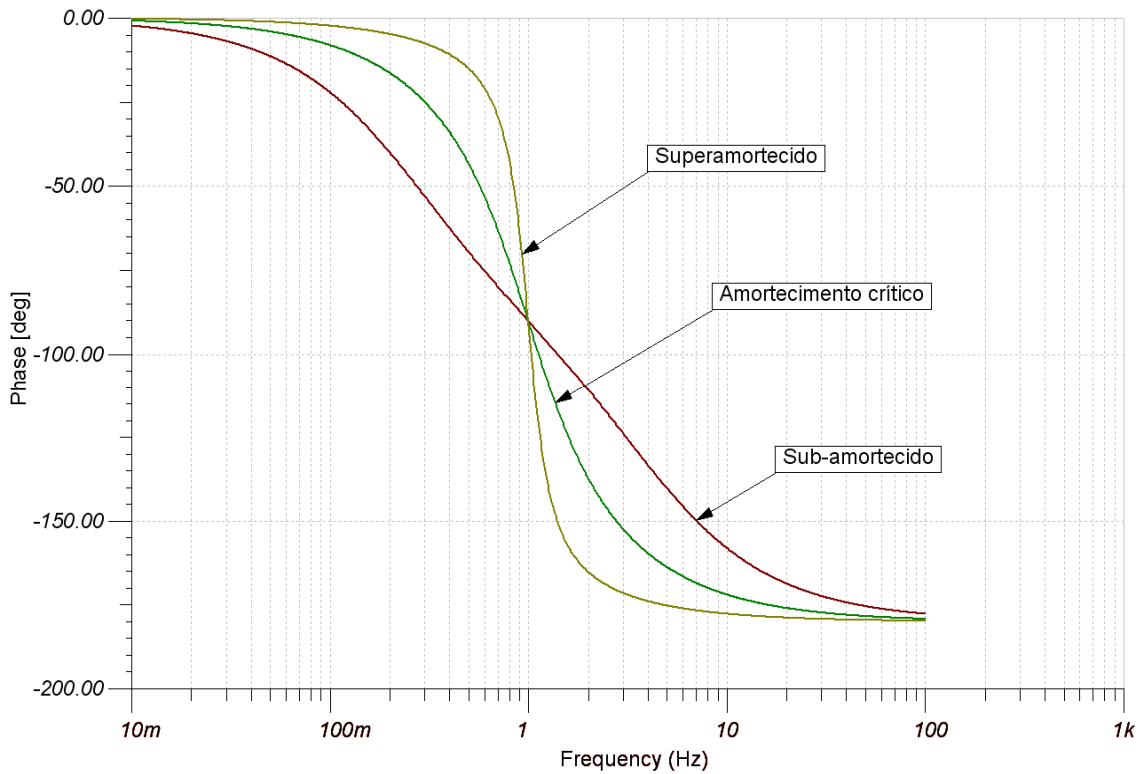


Figura. 3.4 - Comportamento da fase do filtro proposto para uma frequência unitária.

3.2.3 Projeto do Filtro IEM.

A seguir são apresentados os cálculos dos componentes passivos do filtro observando as seguintes considerações

- Frequência angular de corte do filtro ω_0 deve estar pelo menos a um décimo da frequência de chaveamento do reator de f_s .

$$\omega_0 = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_s}{10} \quad (3.8)$$

- A f_0 deve ser pelo menos 50 vezes que a frequência da rede a fim de evitar o deslocamento de fase entre a tensão e a corrente de entrada.
- Deve-se escolher o fator de amortecimento acima de 0,707.

Dados:

Tensão mínima de entrada $V_{in} = 105 \text{ V}$

Tensão de ondulação da rede 20% - $V_{ripple} = 20\%$

Freqüência de entrada = 60 Hz

Rendimento $\eta = 0,7$

Fator de amortecimento $\zeta = 0,707$

$f_s = 32,768 \text{ kHz}$. (Freqüência de chaveamento do inversor)

A freqüência angular para atender o filtro desenvolvido a partir da eq. (3.8):

$$\omega_0 = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_s}{10} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 32768}{10} = 20,59 \text{krad / s}$$

Logo $f_0 = 3,28 \text{ kHz}$.

A resistência equivalente vista na saída do retificador a partir da eq. (3.7):

$$R_{eq} = \frac{V_{in}^2}{\frac{P_{la}}{\eta}} = \frac{105^2}{\frac{70}{0,7}} = 110,3 \text{ohms}$$

O capacitor de filtro de entrada a partir da eq. (3.5):

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot R_{eq} \cdot \zeta \cdot \omega_0} = \frac{1}{2 \cdot 110,25 \cdot 0,707 \cdot 20,59 \text{krad / s}} = 311,5 \text{nF}, \text{será adotado } 330 \text{nF/250V}$$

O indutor de filtro de entrada a partir da eq. (3.6):

$$L_f = \frac{1}{C_f \cdot \omega_0^2} = \frac{1}{330 \text{nF} \cdot (20,59 \text{krad / s})^2} = 7,2 \text{mH}$$

Na Figura. 3.5 é apresentado a resposta do ganho do filtro pela freqüência pode observar que a f_0 ficou a próximo a -3 dB garantindo o corte para freqüência maiores.

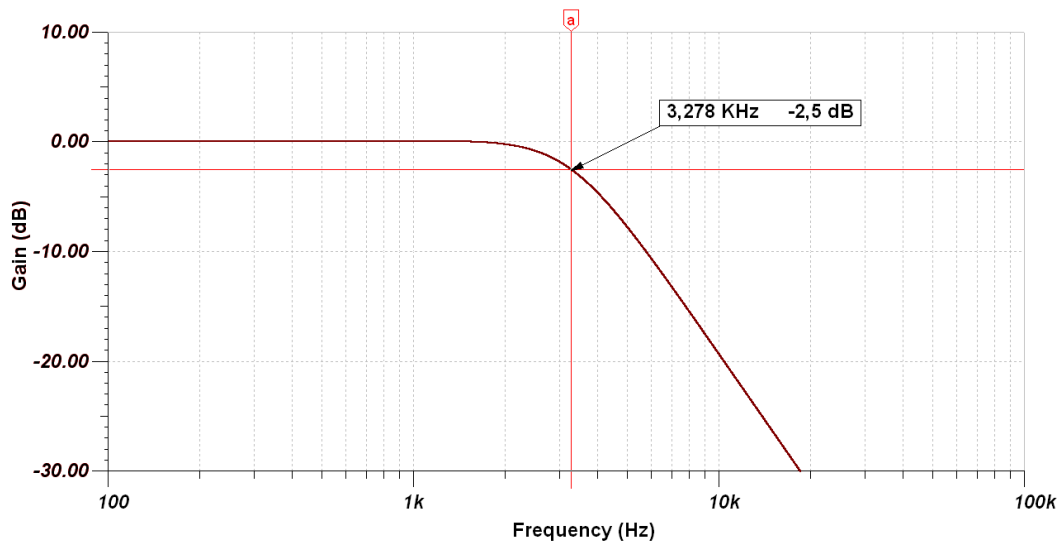


Figura. 3.5 - Resposta de ganho do filtro IEM.

Na Figura. 3.6 é apresentado a resposta de fase do filtro pela freqüência pode observar que a f_0 ficou a -90° garantindo a não inversão de fase do filtro.

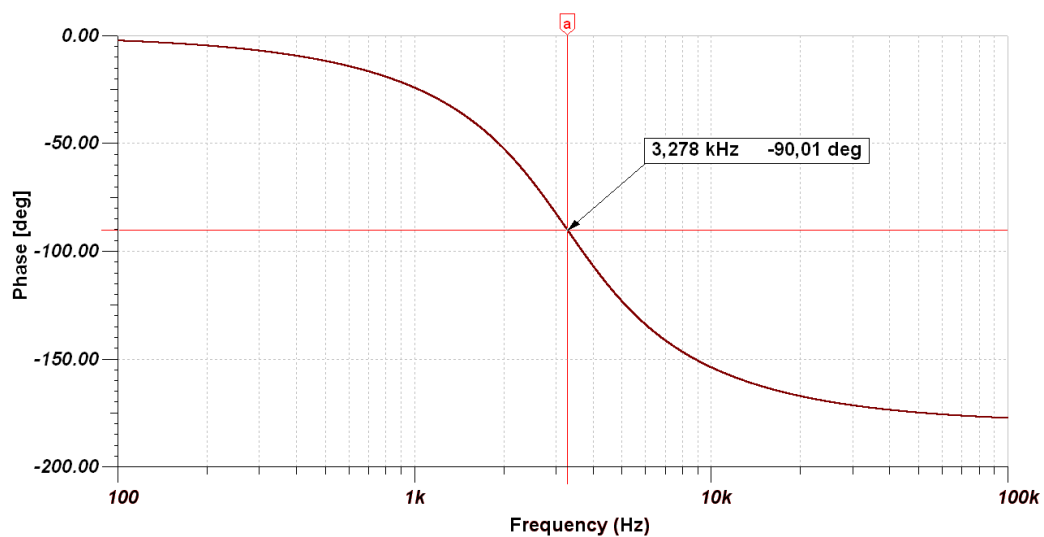


Figura. 3.6 - Resposta de fase do filtro IEM.

3.3 RETIFICADOR.

O retificador desenvolvido é em ponte completa e a metodologia de cálculo é apresentada em Barbi [57].

A potência exigida pelo retificador é definida, na equação eq.(3.9)

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} \quad (3.9)$$

A resistência equivalente da carga é definida na equação eq.(3.10):

$$R_0 = \frac{V_{CC}^2}{P_{out}} \quad (3.10)$$

A tensão de pico na saída mínima na fonte é definida na equação eq.(3.11):

$$V_{pk\ min} = \sqrt{2} \cdot V_{ac\ min} \quad (3.11)$$

A variação de tensão Δ_v no capacitor é obtida na equação eq.(3.12):

$$\Delta_v = V_{pk} - V_{cmim} \quad (3.12)$$

O valor capacitor exigido para o retificador é definido pela equação eq.(3.13):

$$C_o = \frac{P}{F \cdot (V_{pk\ min}^2 - V_{cmim}^2)} \quad (3.13)$$

O tempo de condução de cada diodo é definido pela equação eq.(3.14):

$$T_c = \frac{\arccos\left(\frac{V_{cmim}}{V_{pk}}\right)}{2 \cdot \pi \cdot F} \quad (3.14)$$

A corrente de pico gerado é definida na equação eq.(3.15):

$$I_{pk} = \frac{C \cdot \Delta_v}{T_c} \quad (3.15)$$

A corrente eficaz da componente alternada é definida na equação eq.(3.16):

$$I_{C\ ef} = I_{pk} \cdot \sqrt{2T_c f - (2T_c f)^2} \quad (3.16)$$

A corrente eficaz na entrada do retificador é definida na equação eq.(3.17):

$$I_{ef} = \frac{P_{in}}{V_{C\ min}} \quad (3.17)$$

A corrente média em um diodo é definida na equação eq.(3.18):

$$I_{Dmed} = \frac{P_{in}}{2 \cdot V_{cmim}} \quad (3.18)$$

A corrente eficaz em um diodo é definida na equação eq.(3.19):

$$I_{Def} = I_p \sqrt{\frac{T_c}{T}} \quad (3.19)$$

A tensão de pico em cada diodo é definida na equação eq.(3.20):

$$V_{Dmax} = V_{pkmax} = \sqrt{2} \cdot V_{ACmax} \quad (3.20)$$

3.3.1 Projeto do retificador.

O conversor CA-CC é um retificador em ponte completa onde será adotado 115 V da tensão de entrada conforme a metodologia de cálculo é apresentada em Barbi [57].

Dados:

Tensão de entrada $V_{ac} = 115$ V.

Tensão de entrada mínima $V_{acmim} = 105$ V.

Tensão de entrada máxima $V_{acmax} = 125$ V.

Frequência de entrada = 60 Hz

Potência de saída $P_{out} = 70$ W

Tensão exigida na saída do retificador $V_{cc} = 130$ V.

Rendimento $\eta = 0,7$

Potência exigida pelo retificador a partir da eq.(3.9):

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} = \frac{70}{0,7} = 100W$$

Resistência equivalente da carga a partir da eq. (3.10)

$$R_0 = \frac{V_{cc}^2}{P_{out}} = \frac{130^2}{70} = 241,4\Omega$$

Tensão de pico na saída mínima na fonte a partir da eq. (3.11)

$$V_{pk\min} = \sqrt{2} \cdot V_{ac\min} = \sqrt{2} \cdot 105 = 148,5V$$

Considerando as quedas dos diodos adota-se 147 V a partir da eq. (3.12)

$$\Delta_v = V_{pk} - V_{cmim} = 147,0 - 130,0 = 17,0V$$

Capacitor exigido para o filtro a partir da eq. (3.13)

$$C_o = \frac{P}{F \cdot (V_{pk\min}^2 - V_{cmim}^2)} = \frac{100}{60 \cdot (147^2 - 130^2)} = 353,9 \mu F$$

Adota-se valor comercial 390 μF com uma tensão de 450 V.

Tempo de condução de cada diodo a partir da eq. (3.14)

$$T_c = \frac{\arccos\left(\frac{V_{cmim}}{V_{pk}}\right)}{2 \cdot \pi \cdot F} = \frac{\arccos\left(\frac{130}{147}\right)}{2 \cdot \pi \cdot 60} = 1,3ms$$

Corrente de pico gerado a partir da eq. (3.15)

$$I_{pk} = \frac{C \cdot \Delta_v}{T_c} = \frac{390 \cdot 10^{-6} \cdot 17}{1,288 \cdot 10^{-3}} = 5,2A$$

$$I_{Dp} = I_p = 5,15A$$

Tempo de condução de cada diodo:

$$2T_c f = 2 \cdot 1,288 \cdot 10^{-3} \cdot 60 = 0,16s$$

Valor eficaz da componente alternada da corrente a partir da eq.(3.16):

$$I_{Clef} = I_{pk} \cdot \sqrt{2T_c f - (2T_c f)^2} = 5,15 \cdot \sqrt{0,155 - 0,155^2} = 1,86A$$

Valor eficaz da corrente a partir da eq. (3.17):

$$I_{ef} = \frac{P_{in}}{V_{cmim}} = \frac{100}{130} = 0,77A$$

Valor da corrente média em um diodo é a partir da equação eq. (3.18):

$$I_{Dmed} = \frac{P_{in}}{2 \cdot V_{cmim}} = \frac{100}{2 \cdot 130} = 0,38A$$

Calculo de I_{def} a partir da eq. (3.19):

$$I_{Def} = I_p \sqrt{\frac{T_c}{T}} = 5,15 \cdot \sqrt{\frac{1,288 \cdot 10^{-3}}{16,67 \cdot 10^{-3}}} = 1,43 A$$

Valor da tensão de pico em cada diodo a partir da equação eq.(3.20):

$$V_{D_{max}} = V_{pk_{max}} = \sqrt{2} \cdot V_{AC_{max}} = \sqrt{2} \cdot 125 = 176,8 V$$

Cada diodo da ponte retificadora conduz durante meio período da tensão da rede, quando bloqueado estará submetido a uma tensão reversa máxima igual tensão. Portanto para o dimensionamento dos diodos da ponte retificadora da entrada uma equação que pode ser utilizada para calcular a corrente média que cada diodo conduz durante o período de rede e sua tensão reversa máxima sua equação é definida em eq.(3.21).

$$I_{D_{med}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{V_{ac_{max}} \cdot \sqrt{2} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)}{R_{eq}} d\omega \cdot t \quad (3.21)$$

Resultando em:

$$I_{D_{med}} = \frac{V_{ac_{max}} \cdot \sqrt{2}}{\pi \cdot R_{eq}} = \frac{125 \cdot \sqrt{2}}{\pi \cdot 241,4} = 0,23 A$$

A forma de onda da corrente neste retificador apresenta picos na frequência do sinal de alimentação de entrada, assim necessita-se de diodos com um tempo de recuperação reversa pequeno em cada braço conforme calculado. A tensão reversa máxima que os diodos estarão submetidos é o pico da tensão da rede, assim a tensão reversa nos diodos = 176,8 V. Escolhe-se diodos com tensão reversa de 400 V e corrente média de 1 A.

3.3.2 Simulações do retificador.

Tensão mínima de pico de entrada $V_{pk} = 148,5 V$. $f = 60 Hz$.

Indutor $L_f = 7,2 mH$.

Capacitor $C_f = 330 nF$.

Capacitor $C = 370 \mu F$.

Diodos D1-D4 = Ponte retificadora KBL06.

Resistência de carga $R_o = 241,4 ohms$.

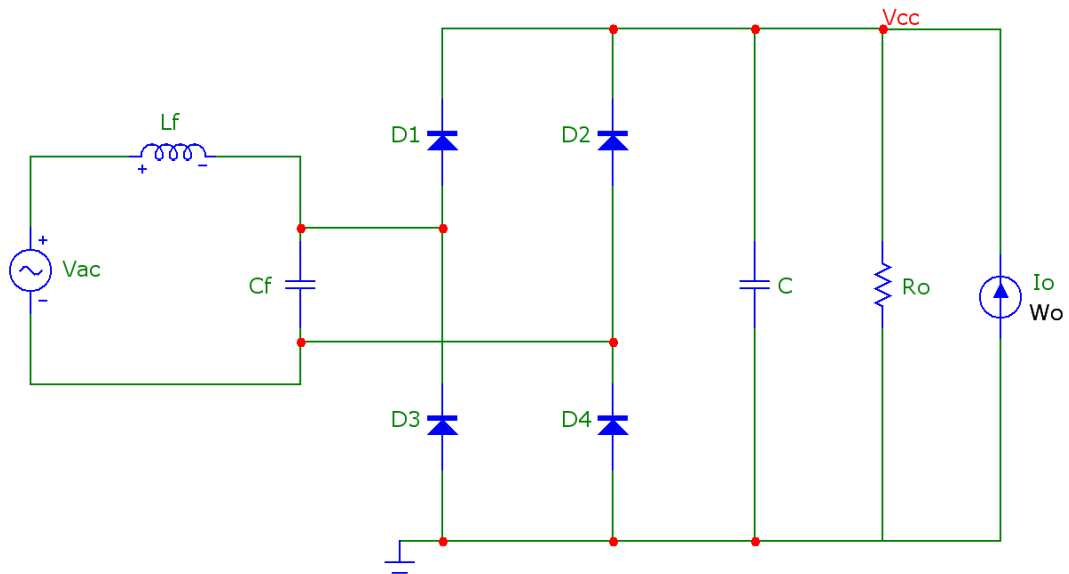


Figura. 3.7 - Filtro IEM junto com o retificador.

A Figura. 3.8 mostra as formas de onda simuladas do filtro com IEM da Figura. 3.7.

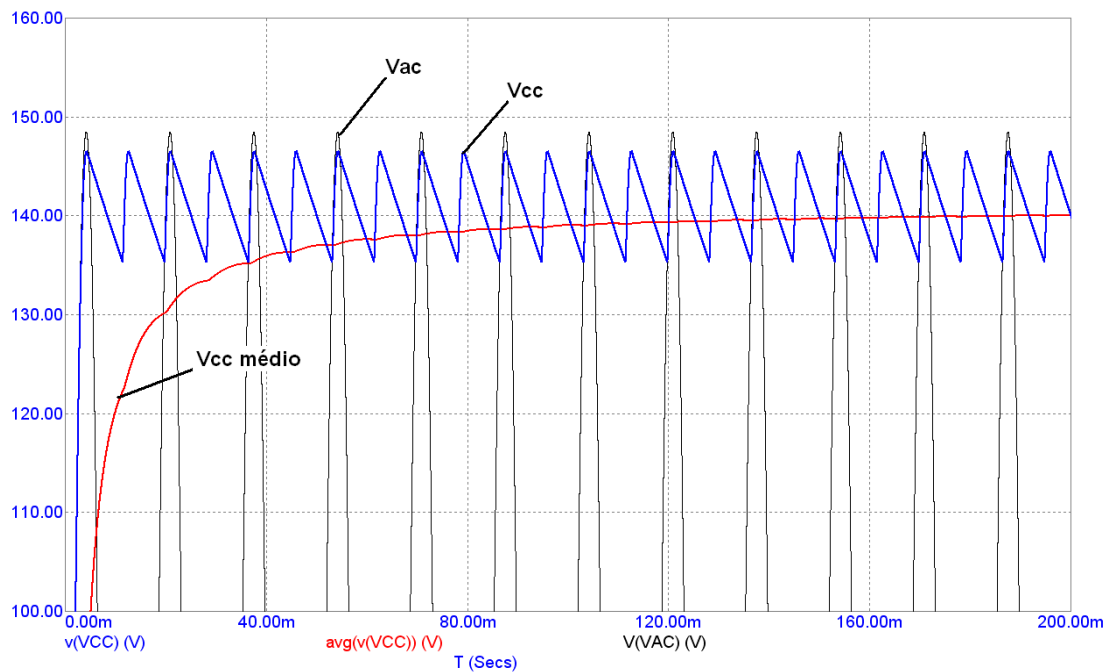


Figura. 3.8 - Simulação feita sem o filtro de entrada IEM.

A Figura. 3.9 mostra a variação da tensão de ripple da fonte simulada de 12 V em relação ao calculado que foi de 17 V.

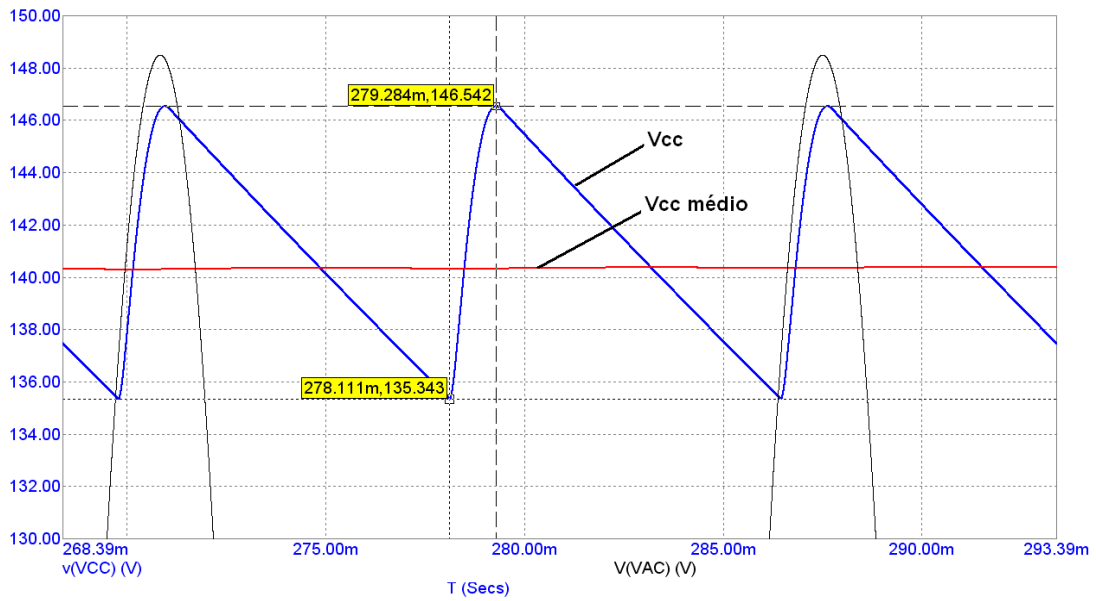


Figura. 3.9 - Detalhe dos sinais de tensão da Figura. 3.8.

Na Figura. 3.10 e na Figura. 3.11 com a utilização do filtro de entrada IEM houve um pico de entrada de até três vezes que a tensão sem a presença do filtro que pode levar a necessidade da presença de um circuito de partida *Soft-start*.

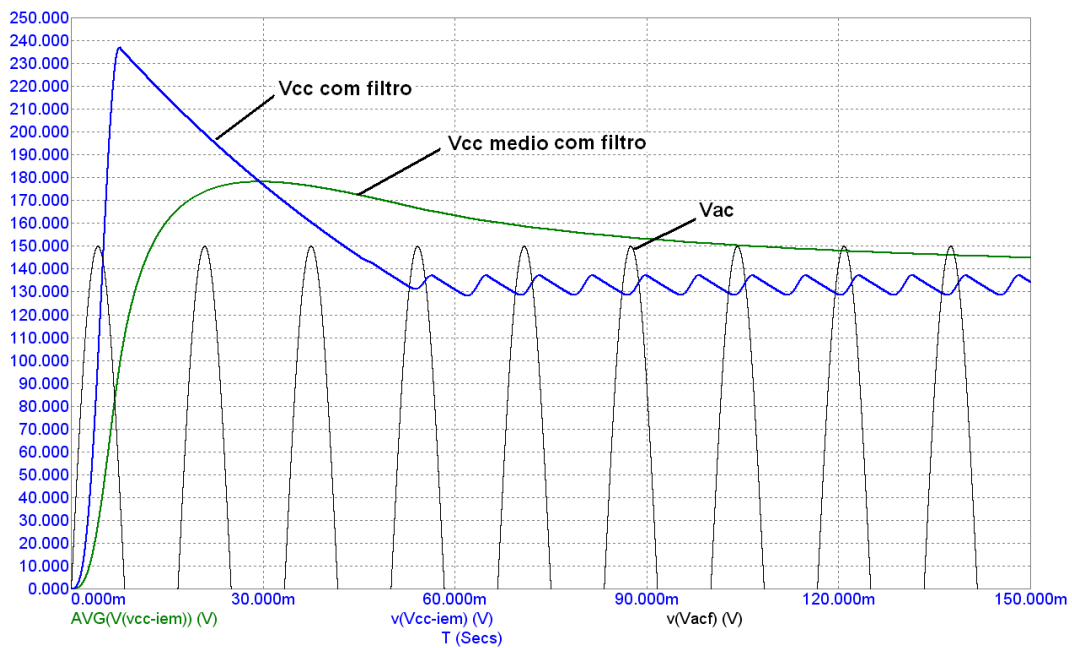


Figura. 3.10 - Simulação completa a partir da Figura. 3.7.

A Figura. 3.11 é mostrado a comparação da utilização do filtro de entrada IEM.

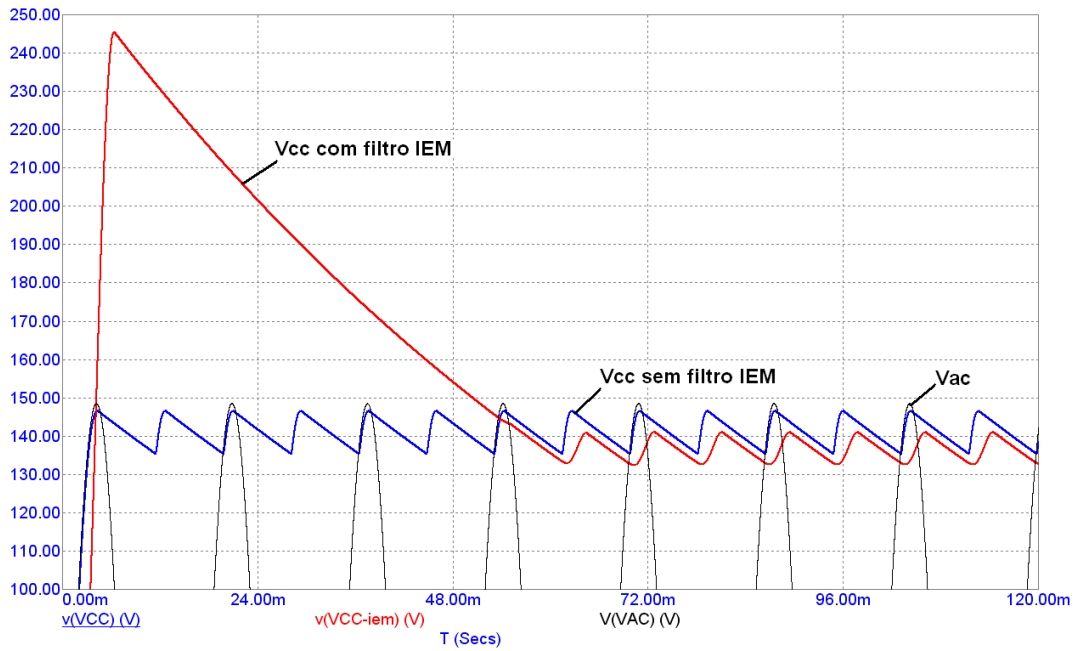


Figura. 3.11 - Comparação entre a tensão de saída do retificador com e sem o filtro.

Na Figura. 3.12 é mostrado que o filtro de entrada diminuiu o valor de pico de corrente para 37% e o tempo de condução em duas vezes.

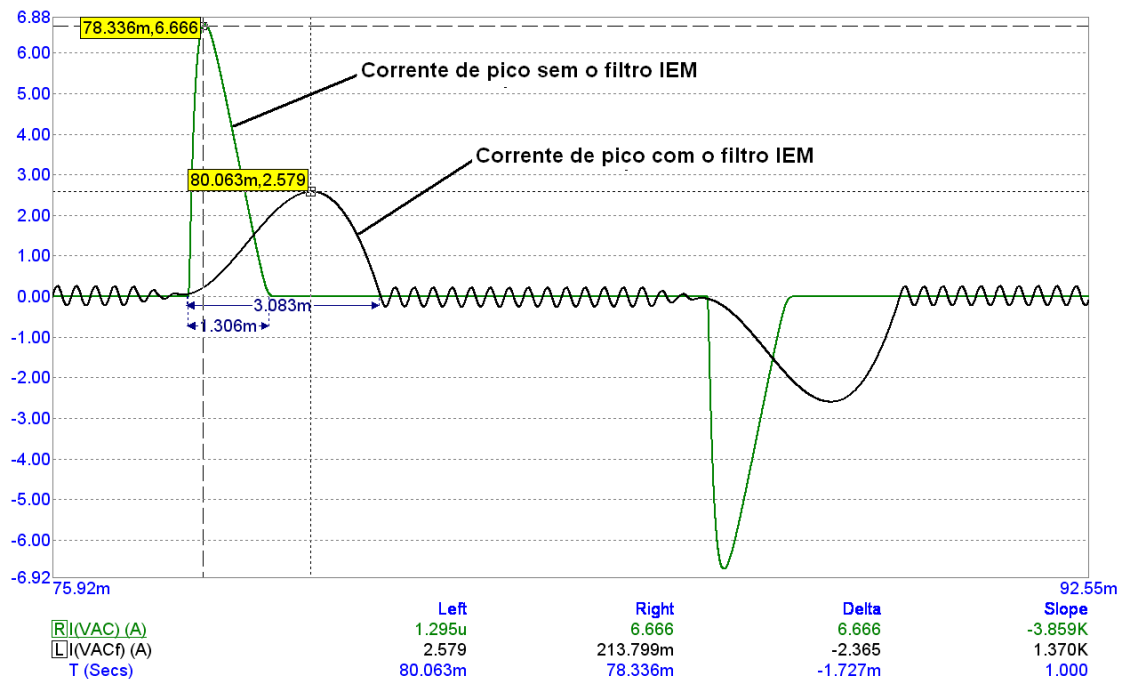


Figura. 3.12 - Detalhe do tempo de condução de cada diodo com filtro e sem filtro.

Na Figura. 3.13 apresenta-se a potência na carga R_o com e sem a presença do filtro. Em ambos os casos, mesmo com a redução da tensão V_{cc} na saída do retificador devido a o filtro

IEM, a potência entregue a carga ficou acima dos 70 W, potência necessária para o acionamento e fornecimento de potência à lâmpada.

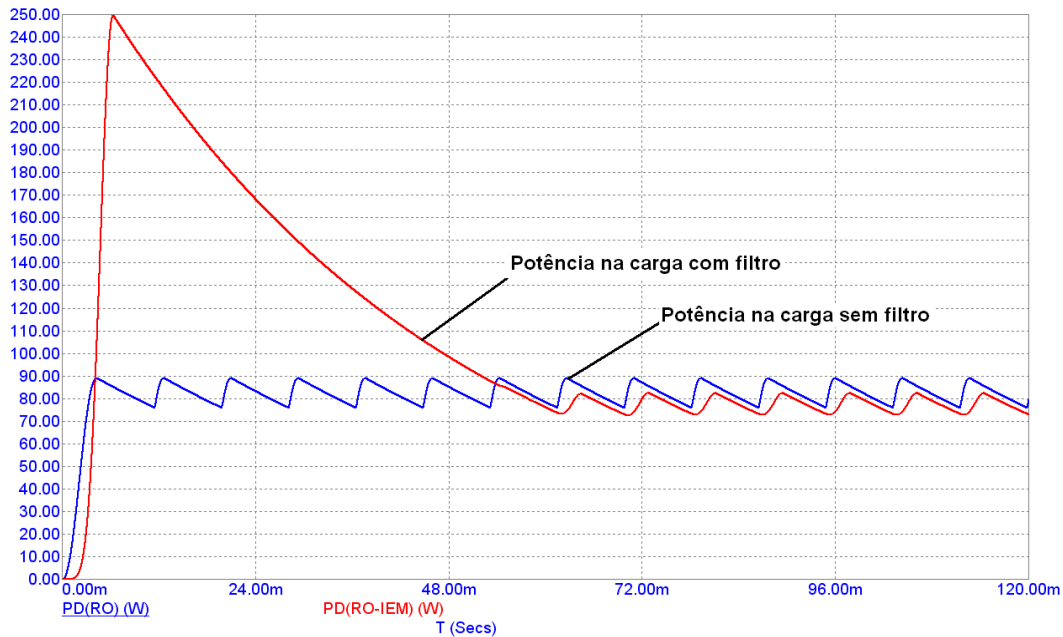


Figura. 3.13 – Potência consumida por R_o com existência do filtro e sem filtro.

3.4 INVERSOR DE TENSÃO.

A lâmpada de vapor de sódio de alta pressão deve ser alimentada com uma tensão alternada simétrica para evitar o problema da cataforese. Desta forma, a topologia a ser utilizada é um inversor de tensão em ponte, o qual permite a modulação três níveis para injeção de correntes harmônicas.

3.4.1 Dimensionamento dos componentes do inversor proposto.

O inversor em ponte completa apresenta uma maior complexidade, porém possui dentre algumas vantagens uma tensão máxima na carga igual à tensão de entrada.

Para a escolha dos interruptores de potência deve-se dimensionar a tensão máxima de operação e os valores de correntes médias e eficazes que eles devem suportar. Dada a tensão da saída do retificador V_{cc} , a cada intervalo de chaveamento a tensão nos interruptores será nula quando estiver em condução e máxima em limitada por V_{cc} quando o interruptor estiver bloqueado. Portanto a tensão máxima nos interruptores será $V_{S_{max}} = V_{cc} = 130 \text{ V}$, porém

durante as simulações observou-se uma elevação da tensão de até 250 V quando o retificador for energizado. Além disto, flutuação das tensões na linha c.a podem, durante a partida da lâmpada, atingir valores maiores que 200 V. Na prática deve-se dobrar o valor de entrada deste estágio a sua saída. Logo se a tensão máxima de entrada for de 177 V de pico tem-se 354 V.

A corrente na lâmpada durante a partida pode atingir valores na ordem de 15 vezes a corrente nominal da lâmpada na ignição devido a ressonância do pulso de ignição. O valor nominal da corrente na lâmpada é de 0,78 A.

O interruptor escolhido foi o IGBT da INTERNATIONAL RECTIFIER IRGB20B60PD1 que tem capacidade de tensão coletor-emissor de 600 V e corrente média de 13 A a 25 °C e tensão V_{ce} em condução de 2,5 V. A estrutura do inversor proposto está na Figura. 3.14.

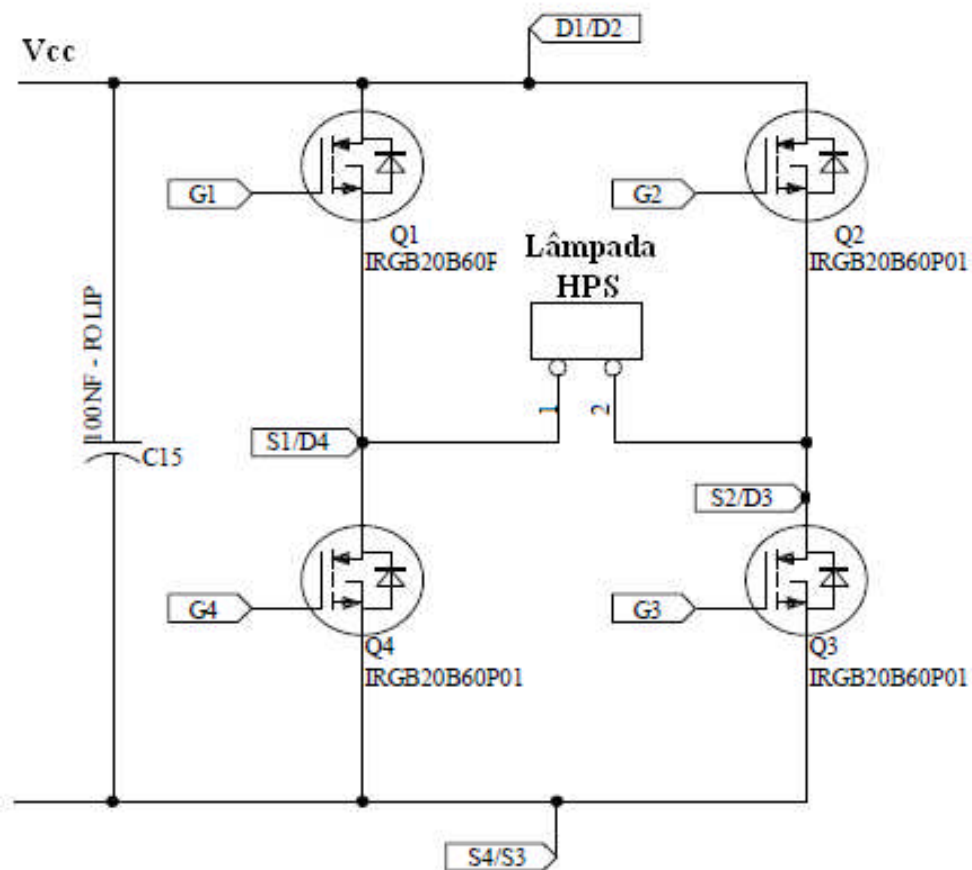


Figura. 3.14 - Inversor com IGBT's.

Este IGBT em condução possui um modelo resistivo no valor de 158 m Ω , portanto as perdas em condução do interruptor ser dada pela eq. (3.22).

$$P_{cond} = R_{ON} \cdot I_{sEF}^2 \quad (3.22)$$

Considerando 50% a mais de corrente durante a partida (vide Figura. 1.4) tem-se 1,25 A.

Calcula-se:

$$P_{cond} = R_{dsON} \cdot I_{sEF}^2 = 158 \cdot 10^{-3} \cdot 1,25^2 = 0,25W$$

Limitando a temperatura máxima da junção $T_j = 100$ °C, temperatura ambiente em 40 °C e $R_{jc} = 1$ °C/W. O cálculo do dissipador incluindo a resistência de contato com o dissipador pode ser feito utilizando-se a expressão (3.23).

$$R_{da} + R_{cd} = \frac{T_j - T_a}{P_{cond}} - R_{jc} \quad (3.23)$$

Calculando:

$$R_{da} + R_{cd} = \frac{T_j - T_a}{P_{cond}} - R_{jc} = \frac{100 - 40}{0,25} - 1 = 243^\circ C / W$$

O valor da resistência térmica permite que se possa usar dissipadores de baixas dimensões será adotado dissipadores TO-220 típicos usados em reguladores de tensão.

Finalmente, foi incluso um capacitor de 100 nF com 3 kV de polipropileno com a finalidade de filtrar transientes que possam surgir com o chaveamento das chaves.

3.4.2 Circuito de comando.

O inversor de tensão com IGBT utiliza circuitos de comando ou *drives* os quais proporcionam tensões necessárias para fazer o IGBT entrar em condução ou entrar em bloqueio. São geradas tensões positivas na ordem de +15 V para acionar o IGBT e tensões negativas na ordem de -5 V para desativar o IGBT. A dificuldade de trabalhar em ponte completa é que cada circuito de comando tem que ser alimentado com uma fonte independente. Uma sugestão foi usar o circuito da Figura. 3.15 que permitirá que cada driver de cada chave seja alimentada a partir de uma única fonte de alimentação de +5 V.

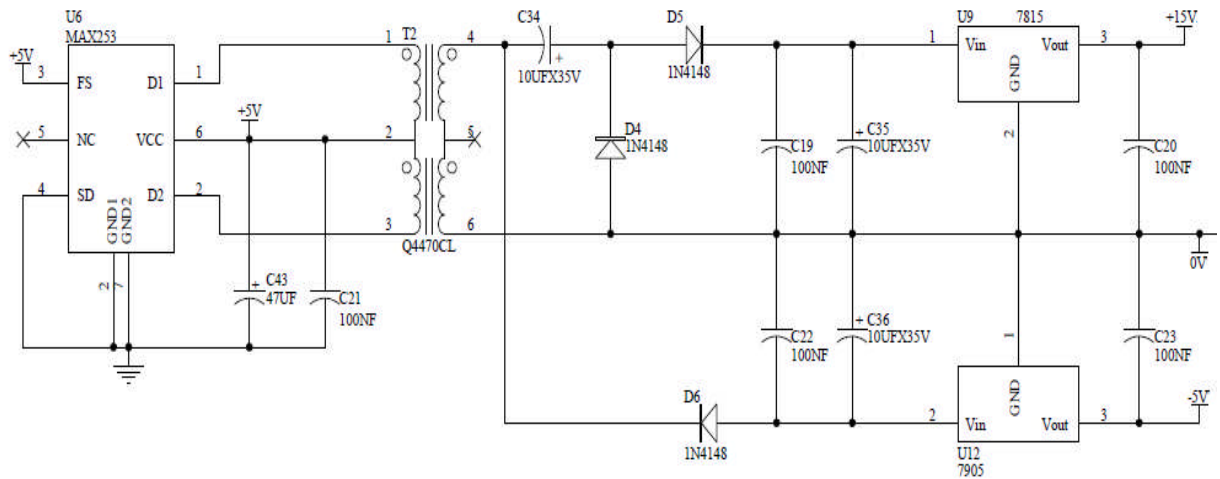


Figura. 3.15 - Circuito para fonte independente para cada chave.

O CI do tipo DIP-8 MAX253 da MAXIM-IC é um gerador de pulsos de alta frequência de aproximadamente 400 kHz que irá chavear as saídas D1 e D2 para o terra da tensão de alimentação +5 V. Esta configuração junto com o mini-transformador Q4470CL da empresa Coilcraft faz um PUSH-PULL. Este transformador SMD possui um tamanho muito reduzido de aproximadamente 5,0 mm x 5,0 mm x 3,0 mm com uma capacidade de tensão de isolamento na ordem de 1.500 V. No secundário do mini-transformador é inserido um capacitor eletrolítico de 10 µF para dobrar a tensão. Finalmente irão surgir pulsos de 400 kHz na ordem de 10 V no secundário do Q4470CL que, ao serem retificados por D5 e D6, farão com que sejam criadas as tensões de +15 V e -5 V a partir dos reguladores de tensão.



Figura. 3.16 - Mini-transformador de tensão Q4470CL da Coilcraft [75].

Para o acionamento de cada chave semicondutora é proposto o circuito da Figura. 3.17. Este circuito é baseado no circuito integrado HCPL316J da AVAGO que é um driver optoacoplado com desaturação V_{ce} integrado, detecção e realimentação de estado de falta.

Características importantes do driver HCPL-316J

- IC = 150 A, VCE = 1200 V;
- Opticamente isolado, realimentação de estado de falta;
- Compatibilidade CMOS/TTL ;
- Período de chaveamento máximo 500 ns;
- Soft IGBT Turn-off;
- Integrada proteção Fail-Safe IGBT;
- Detecção desaturação (VCE);
- Lock-Out de baixo Tensão;
- Proteção (UVLO) com Hysteresis;
- Configuração: Inversor, Não inversor;
- Auto-Reset, Auto-Shutdown;
- Range de operação: 15 até 30 V;
- Range de temperatura -40 °C até +100 °C.

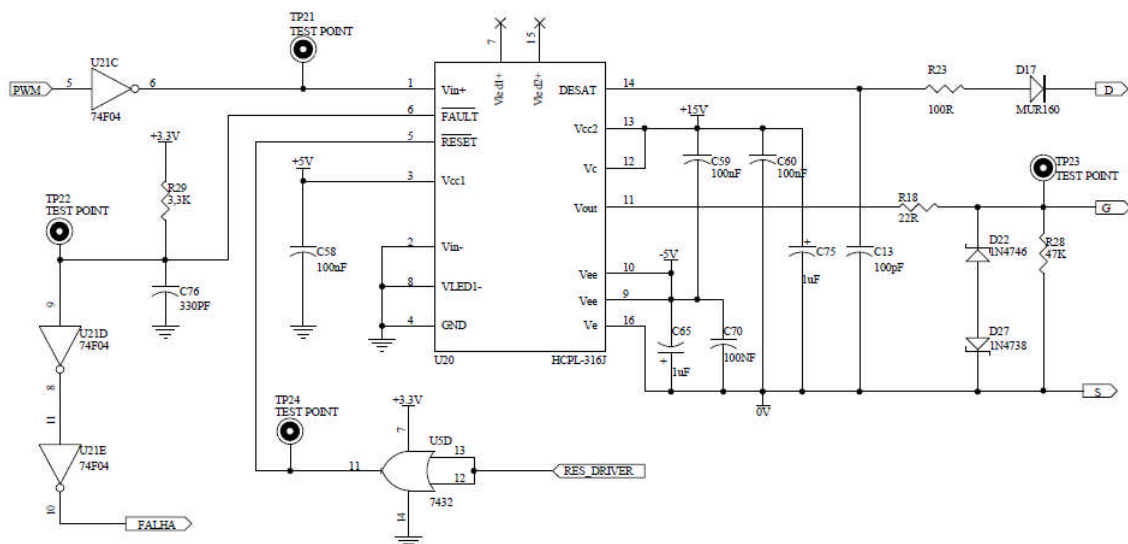


Figura. 3.17 – Circuito de acionamento de para IGBT.

Na Figura. 3.17 a tensão modulada PWM do microcontrolador entra no pino 1 do HCPL-316J, e a partir das alimentações de -5 V e +15 V dos circuito da Figura. 3.15 quando houver pulsos positivos de PWM será gerada no pino 11 uma tensão na ordem de +15 V e para pulso nulos de PWM será gerada tensões próxima a -5 V. Os diodos Zener na saída de cada driver garantem que nenhum sinal acima das especificações venha danificar algum IGBT. Caso alguma chave entre em curto ou venha a destruir a saída FAULT que está em OPEN COLLECTOR irá enviar para o microcontrolador um sinal em zero que irá acusar a falha de alguma chave. A função do pino RESET é receber o sinal RES_DRIVER do microcontrolador e resetar o driver zerando os pulsos na saída do pino 11.

3.5 FILTRO DE CARGA E IGNITOR DA LÂMPADA.

A estrutura do filtro de carga é composta por um circuito LC conforme a Figura. 2.15, arranjado de maneira a melhorar o comportamento da corrente na lâmpada durante a passagem por zero da tensão do barramento V_{cc} , limitar a corrente na lâmpada e reduzir o efeito oscilatório no filtro. O filtro do ignitor irá atender principalmente os requisitos das Normas NBR 13593 e NBR 14305

3.5.1 Projeto do filtro de carga LC.

Em 2007 MORAIS, L. M. F [20] apresentou um estudo dos requisitos necessários para a criação de um filtro LC com injeção de harmônicos via modulação PWM utilizando um inversor em ponte completa. O projeto do filtro LC é baseado no princípio de que a corrente da fundamental e 3ª harmônica sejam injetadas sem atenuações e com o mínimo de defasagem possível.

Para que sejam atendidos os dois requisitos anteriores, faz-se ω_0 igual à frequência da harmônica ω_{3h} , para isto deve-se escolher adequadamente a frequência de corte do filtro. Como será injetado sinal com harmônicos escolhe-se o 3º harmônico como referência. Estas análises podem ser feitas a partir das curvas da Figura. 3.18 que apresentam a relação ω / ω_0 pelo ganho do filtro a partir do fator de qualidade e a relação ω / ω_0 pela fase a partir do fator de qualidade do filtro [20].

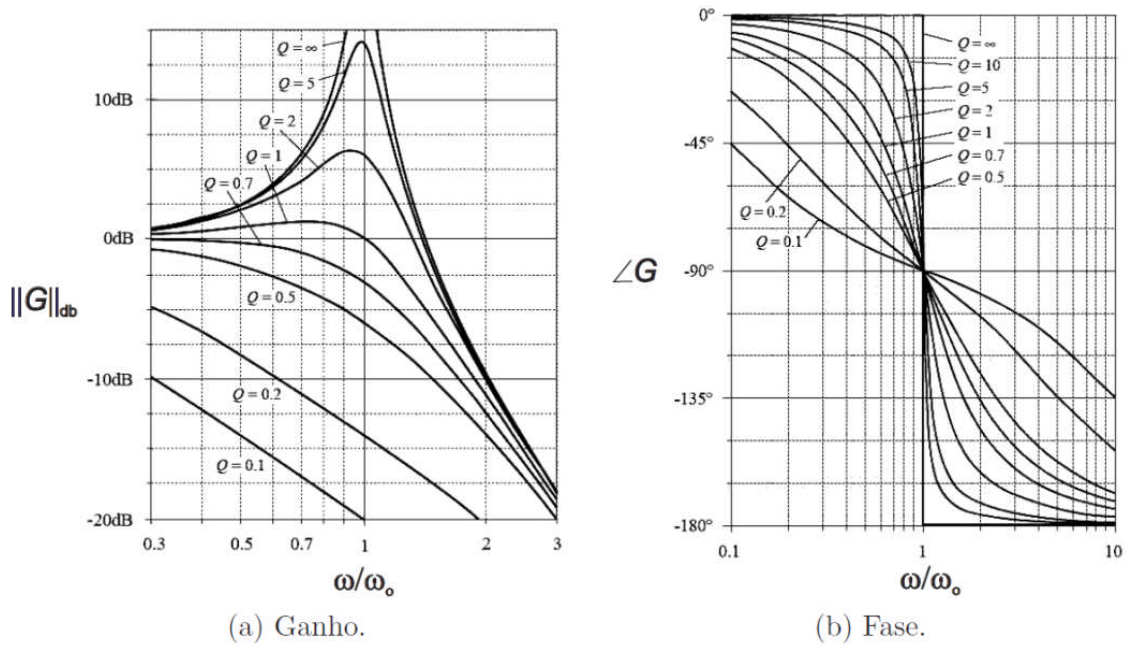


Figura. 3.18 - a) Ganho e b) fase do filtro LC em função da frequência para diferentes valores de Q.

A função de transferência, de segunda ordem, do filtro LC é dada pela equação:

$$G_{\text{filtro}}(S) = \frac{V_{in}}{V_{out}}(S) = \frac{1}{\left(\frac{S}{\omega_0}\right)^2 + \frac{S}{\omega_0 \cdot Q} + 1} \quad (3.24)$$

Obedecendo:

$$\omega \ll \omega_0 \quad (3.25)$$

A condição imposta pela equação (3.25) garante que não haverá atenuações nas frequências de ω_0 que é a frequência do filtro LC. Então se iguala a frequência de corte à frequência do terceiro harmônico ω_{3h} junto com o produto de α que é um fator de escala determinado para atender as especificações do projeto do filtro. Em MORAIS [20] conclui-se que o melhor valor a ser usado para α é 6 e Q igual 0,7. O valor máximo a ser injetado do terceiro harmônico será de 5 kHz.

$$\omega_0 = \omega_{3h} \cdot \alpha \quad (3.26)$$

O fator de qualidade Q do circuito paralelo ressonante é dada pela equação:

$$Q = \frac{R_{la}}{L \cdot \omega_0} \quad (3.27)$$

A resistência equivalente da lâmpada é dada pela equação:

$$R_{la} = \frac{V_{la}^2}{P_{la}} \quad (3.28)$$

A indutância do filtro LC ressonante é dada pela equação:

$$L = \frac{R_{la}}{\alpha \cdot \omega_0 \cdot Q} \quad (3.29)$$

A capacitância do filtro LC ressonante é dada pela equação:

$$C = \frac{L \cdot Q}{R_{la}^2} \quad (3.30)$$

Se $P_{la} = 70 \text{ W}$ e $V_{la} = V_n = 90 \text{ V}$ calcula-se R_{la} :

$$R_{la} = \frac{V_{la}^2}{P_{la}} = R_{la} = \frac{90^2}{70} = 115,4 \text{ ohms}$$

Sendo $Q = 0,7$, a indutância L pode ser calculada pela eq.(3.29):

$$L = \frac{R_{la}}{\alpha \cdot \omega_0 \cdot Q} = \frac{115,4}{6 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 5,0k \cdot 0,7} = 875 \mu H$$

E a capacitância C calculada pela eq.(3.32):

$$C = \frac{L \cdot Q}{R_{la}^2} = \frac{874,6 \cdot 10^{-6} \cdot 0,7}{115,4^2} = 46 \text{ nF}$$

Foi adotado o valor comercial de 47 nF com 250 V de polipropileno.

Nas Figura. 3.19 e Figura. 3.20 observa-se que as respostas do ganho do filtro viabilizam a injeção de harmônicos, pois a frequência de corte está bem acima de ω_{3h} garantindo a filtragem do sinal. E também, não haverá inversão de fase para os valores máximos de harmônico gerados.

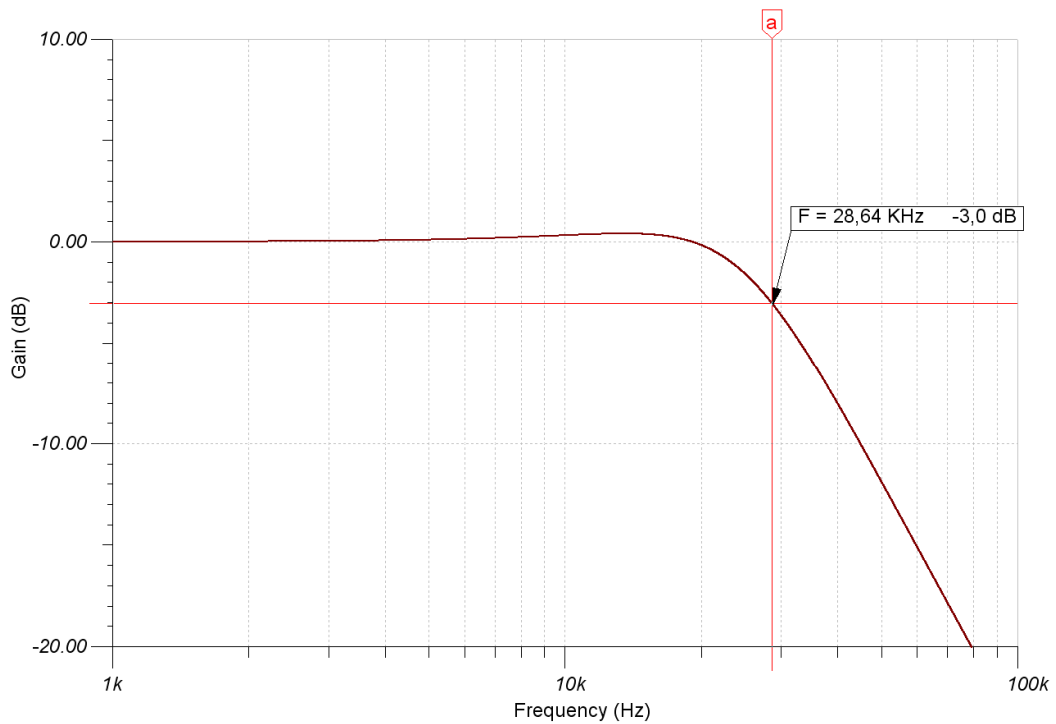


Figura. 3.19 - Resposta do ganho do filtro de carga projetado.

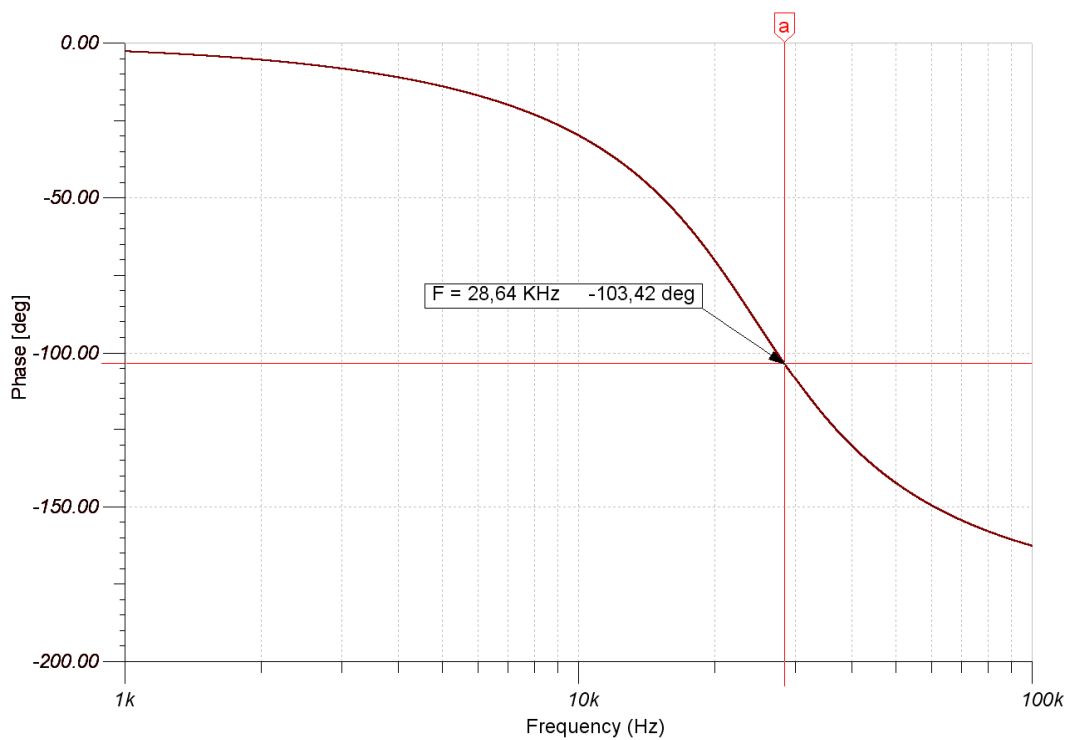


Figura. 3.20 - Resposta em fase do filtro de carga projetado.

3.5.2 Projeto do Ignitor.

A partir dos valores do filtro de carga determina-se o valor do capacitor C_i de ignição seguindo a NORMA NBR 14305 de acordo com a Tabela 2.1 onde devem ser gerados pulsos

menores que 2,3 kV e maiores que 1,8 kV. Os pulsos de onda quadrada terão amplitude de 130 volts vindos do inversor através do chaveamento dos IGBT's. O valor do capacitor C_i deve ser menor que o capacitor C a fim de que quando o mesmo entrar em paralelo, a nova capacitância gerada faça com que a nova frequência de ressonância do circuito fique abaixo de 75% da frequência do circuito tanque conforme foi visto no capítulo anterior na Figura. 2.16.

Então se adota $C_i = 5,0$ nF de polipropileno com tensões de 3 kV.

$$f_{ig} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_i}} \quad (3.31)$$

Frequência do circuito tanque

$$f_{ig} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{874,6 \cdot 10^{-6} \cdot 5,0 \cdot 10^{-9}}} = 76,1 \text{ kHz}$$

Calculando-se a partir das eq.(2.2), eq.(2.3) e eq.(2.4) do capítulo anterior encontram-se. Ganho do inversor de 13,9 dB, frequência de ignição de 68,1 kHz e Tempo de ignição de 143 μ s.

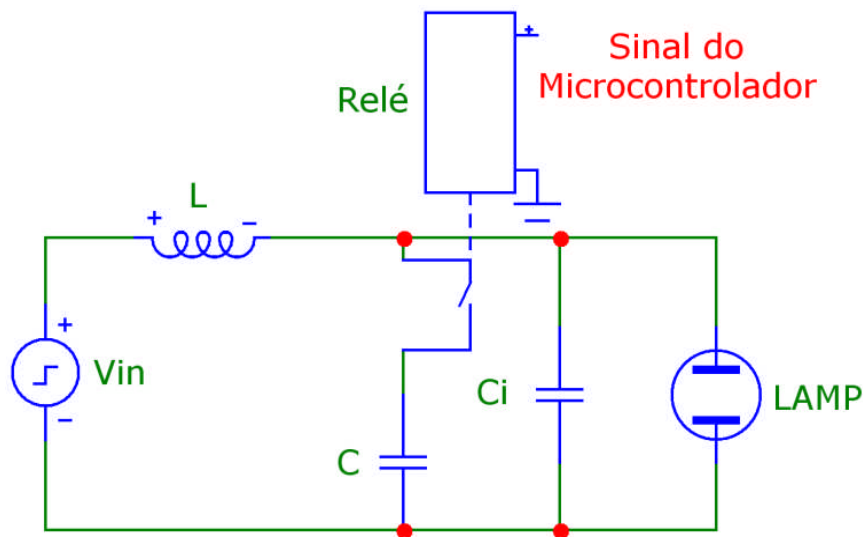


Figura. 3.21 - Circuito Ignitor proposto.

Após da ignição o capacitor C fica em paralelo com C_i gerando uma nova frequência de ignição dada por:

$$f_{ig} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot (C_i + C)}} \quad (3.32)$$

Calcula-se:

$$f_{ig} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{874,6 \cdot 10^{-6} \cdot (5,0 \cdot 10^{-9} + 47,0 \cdot 10^{-9})}} = 23,5 \text{ kHz}$$

O novo valor calculado acima é apenas uma garantia, caso a lâmpada não entre em condução depois da ignição, pois logo depois da ignição a resistência interna da lâmpada decresce muito transformando o circuito agora um filtro passa-baixas. A Figura. 3.22 apresenta o comportamento do filtro antes da ignição da lâmpada (B) e com o valor de C (A) acrescido no filtro passa baixa não haverá uma mudança significativa no filtro calculado anteriormente validando o projeto do ignitor.

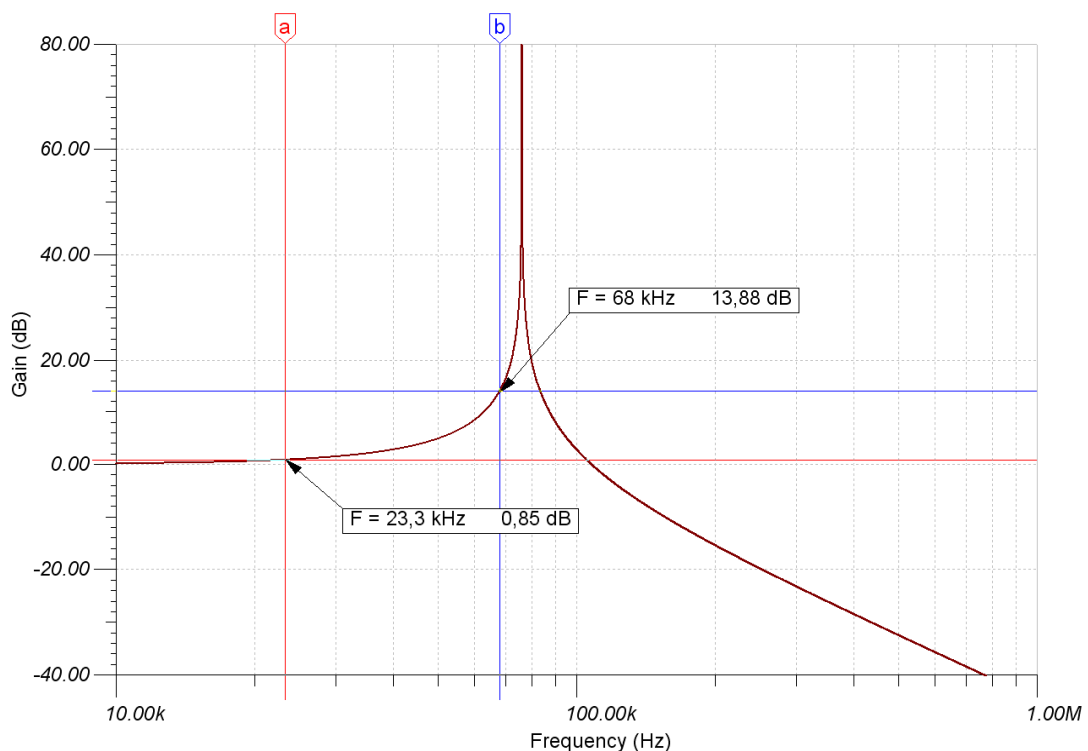


Figura. 3.22 - Resposta em frequência do filtro ignitor.

A partir dos resultados do circuito mostrado na Figura. 3.21 se obtêm as formas de onda simuladas da Figura. 3.23. Observa-se que pulsos de 130 V irão gerar lóbulos com 16 pulsos e a partir do 5º pulso já é possível obter tensões acima de 1,8 kV suficientes para ignição da lâmpada para uma total garantia de ignição serão gerados seis pulsos.

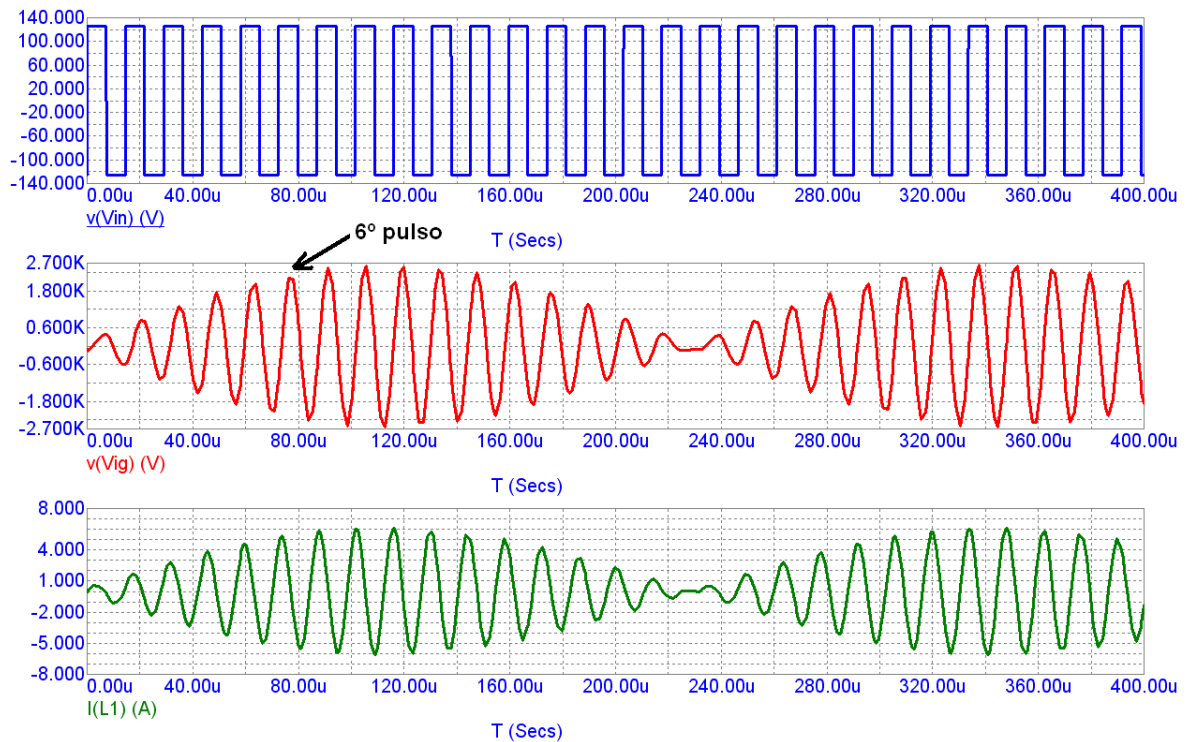


Figura. 3.23 - Detalhe da tensão de ignição e da corrente durante a ignição.

3.6 CIRCUITO DE AQUISIÇÃO DE SINAIS DO MICROCONTROLADOR

Devido à complexidade de gerar sinais PWM variáveis com intensidades distintas de cada harmônico, com modulação em três níveis e com injeção de harmônicos, tornou-se necessário a utilização de um processador de sinais DSP da TEXAS TMS320F2812, o qual possui canais para geração de PWM independentes, com configuração em ponte igual ao projeto proposto e um sistema de proteção contra falha. Entradas e saídas para sinais analógicos e sistemas de comunicação de dados.

3.6.1 Circuito de alimentação.

Na Figura. 3.24 é apresentado o circuito de alimentação para o DSP TMS320F2812 composto basicamente pelo CI TPS767D301, alimentado com a mesma tensão de +5 V dos circuitos de comando dos IGBT, e irá gerar em sua saída tensões +3,3 V e +1,8 V. Os indutores irão separar o terra analógico e o terra digital.

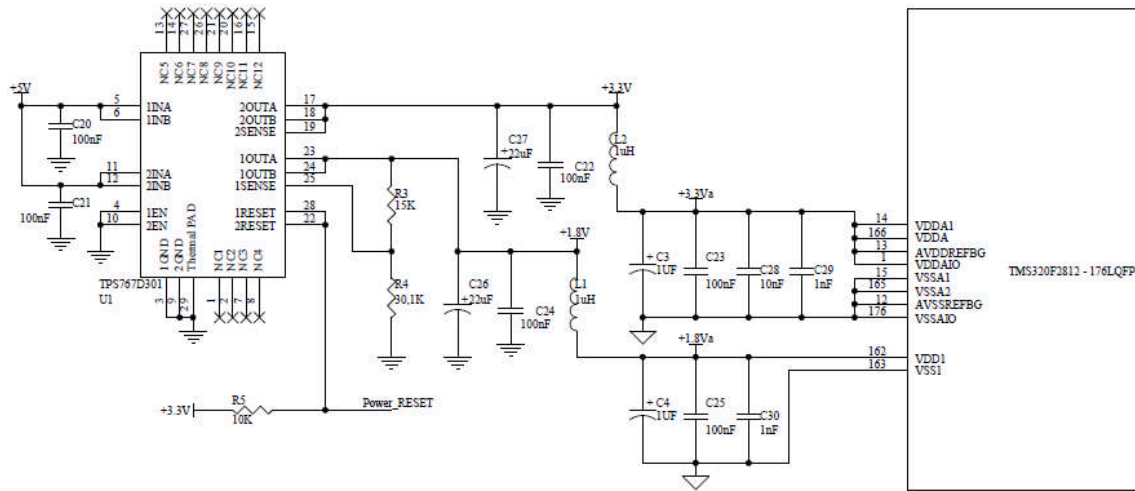


Figura. 3.24 - Detalhe do circuito de alimentação do DSP.

3.6.2 Geração e aquisição de sinais.

Na Figura. 3.25 é apresentado o circuito de geração e aquisição de sinais do reator.

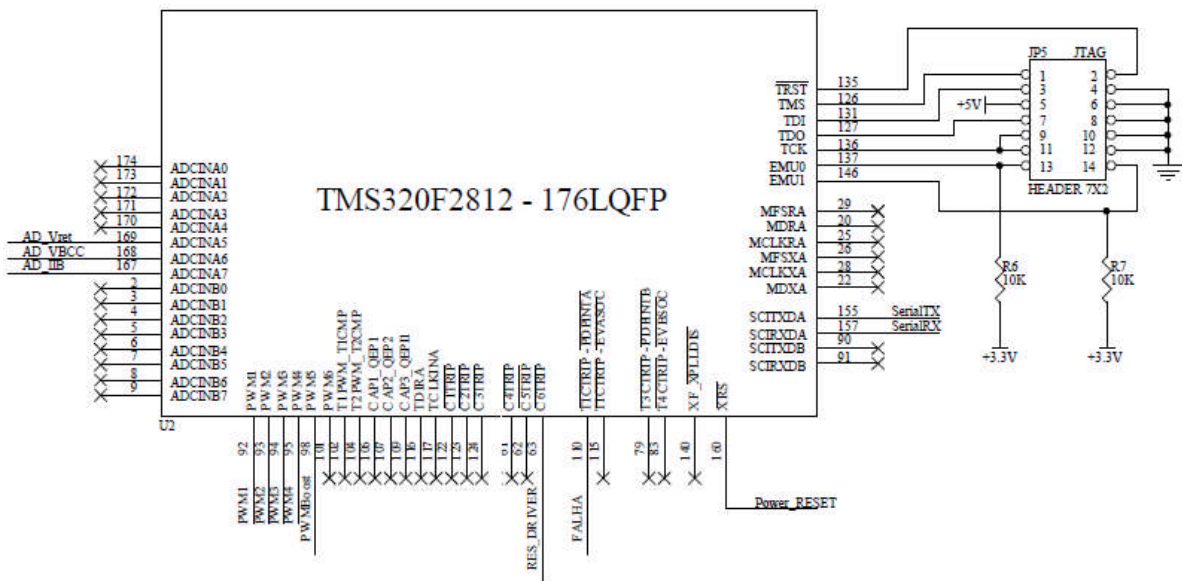


Figura. 3.25 - Detalhe dos pinos de aquisição, proteção, geração de sinais PWM e gravação de Firmware no DSP.

O conector JTAG é o responsável pela gravação do firmware no DSP. Os pinos de saída de PWM1 – PWM4 irão gerar os pulsos de PWM na entrada de cada driver mostrado na Figura. 3.17. O pino XRS é o reset do DSP que vem do CI TPS767D301 que caso alguma tensão de alimentação não esteja nos valores de referência e é ativado apresentado o erro. O pino PDPINTA recebe o sinal de FALHA, em zero, do HCPL-316J do driver caso algum IGBT apresente algum problema, e automaticamente todas as saídas de PWM irão para alta impedância. O

pino C6TRIP envia para o circuito de comando um sinal de reset o HCLP-316J impedindo que qualquer pulso ative alguma chave. Os sinais dos pinos SERIALTX e SERIALRX são I/O respectivamente para habilitar todos os Drives e ativar o relé depois da ignição da lâmpada. Os pinos de ADCINA0-ADCINA7 são I/O de entrada e saída dos sinais analógicos AD_Vret, AD_VBCC e AD_IIB são os sinais para o controle do estágio de correção de fator de potência BOOST PFC.

3.6.3 Visão geral de ignição e partida da lâmpada.

Depois que a tensão no barramento CC estabilizar em 130 V o DSP envia o sinal SERIASRX que irá habilitar todos os drives permitindo uma seqüência de pulso que irá chavear os IGBT's fazendo surgir uma onda quadrada na saída do inversor de aproximadamente 125 V, pois em condução cada chave irá apresentar uma queda de 2,5 V. A partir daí surgirá a ignição da lâmpada e logo depois dos pulsos DSP enviará o sinal SERIALTX que ativará o rele reversível FINDER 44.62 que irá inserir o capacitor de 47 nF em paralelo com o conjunto de dois capacitores de 10 nF em série formando um capacitor de 5 nF. Neste mesmo instante são gerados os sinais PWM com a injeção de harmônicos desejada e começa o processo de controle de potência da lâmpada, até que a mesma atinja os valores nominais.

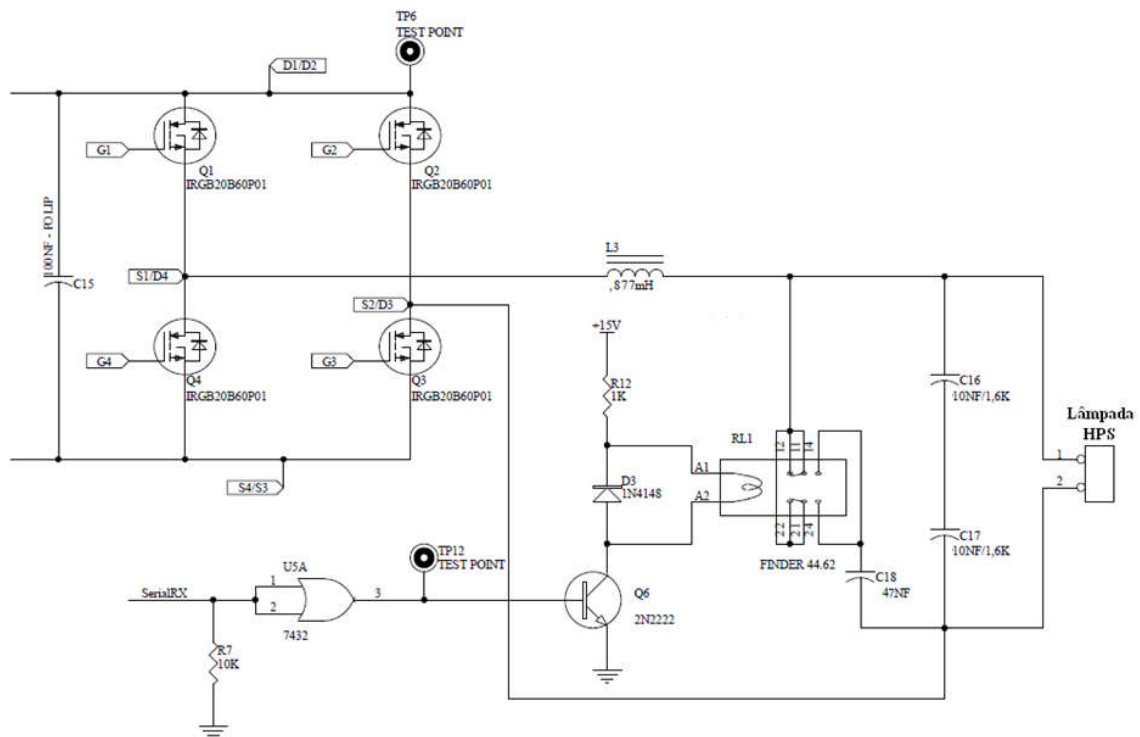


Figura. 3.26 - Circuito inversor Ignitor e filtro de carga para acionamento da Lâmpada.

3.7 CONCLUSÕES.

Neste capítulo foi desenvolvido o reator em ponte com modulação PWM em três níveis para a validação da técnica de injeção de corrente de harmônicos. Foram desenvolvidos: Filtro de entrada para IEM, o retificador, inversor cc-cc em ponte, filtro de saída e ignitor. Todas as simulações desenvolvidas apresentaram um erro máximo de 8% em relação aos dados desenvolvidos e calculados.

Foi utilizado um processador de sinais DSP para o desenvolvimento do firmware para a geração de sinais de PWM, sinais de proteção e habilitação do reator. Isto proporcionou uma liberdade no desenvolvimento, tornando o reator proposto robusto, dinâmico e modular. A metodologia utilizada para o desenvolvimento da resposta do filtro de carga e do ignitor foi feita de modo a atenuar as componentes harmônicas de ordem elevada (componentes de radiofrequências) geradas pelo estágio inversor, sem interferir na potência injetada desejada aplicada a lâmpada. Outra vantagem desta metodologia foi a redução do peso e volume dos componentes passivos do filtro.

Nos anexos II e III encontra-se os modelos PSPICE do filtro de entrada e do ignitor convertidos a partir do modelo utilizado no MICRO-CAP.

RESULTADOS EXPERIMENTAIS.

4.1 INTRODUÇÃO.

Neste capítulo serão apresentadas as medições das principais partes do reator eletrônico desenvolvido bem como suas formas de onda. Finalmente, serão apresentados os ensaios para estudo da injeção de harmônicos com o objetivo de não excitar a ressonância acústica. Em todos os ensaios foram utilizados os seguintes equipamentos do laboratório de Eletrônica de Potência do GEP (Grupo de Eletrônica de Potência) da UFMG.

Instrumentos:

- Osciloscópio Tektronix TDS 360;
- Varivolt – Variador de tensão 0-130 volts;
- Multímetro Fluke True RMS 110;
- Fonte variável de tensão 0-15 V;
- Banco de resistências variáveis de 320 W – 128 Ω ;
- Sensor de corrente;
- Ponte de prova de alta tensão AGILENT;
- Software Code Composer da TEXAS INSTRUMENTS;
- Kit de desenvolvimento SPECTRUM DIGITAL EZDSP;
- Indutor desenvolvido de 926 μH com núcleo de ferrite EE 55;
- Frequência de chaveamento do inversor 32,768 kHz;
- Modulação PWM em três níveis.

4.2 RETIFICADOR.

A Figura. 4.1 mostra a forma de onda da tensão obtida na saída do barramento de c.c do inversor e a corrente de entrada do retificador em ponte. A simulação desenvolvida no capítulo anterior condiz com os resultados práticos apresentando um erro de no máximo 5%.

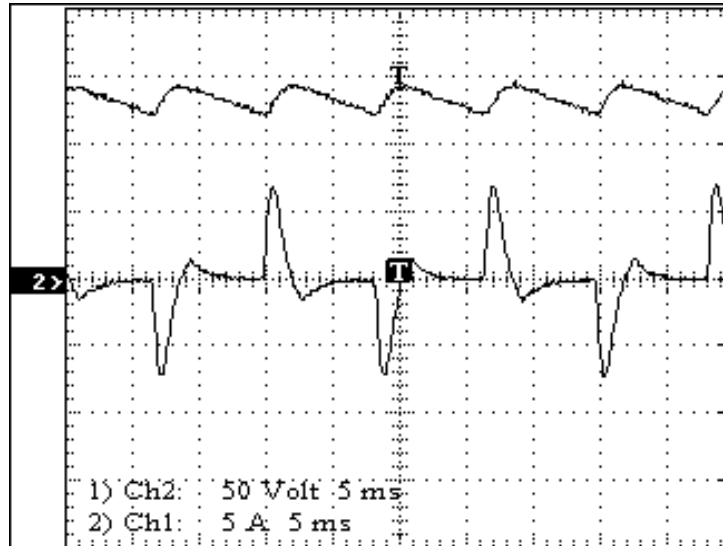


Figura. 4.1 - Tensão de saída do retificador e corrente de entrada do reator.

4.3 SINAIS DE MODULAÇÃO PWM.

A Figura. 4.2 mostra a forma de onda do sinal PWM1 na saída do pino do DSP sem injeção de harmônicos com frequência fundamental de 1 kHz. Foram injetadas frequências de até 8 kHz validando o projeto do filtro desenvolvido no capítulo anterior.

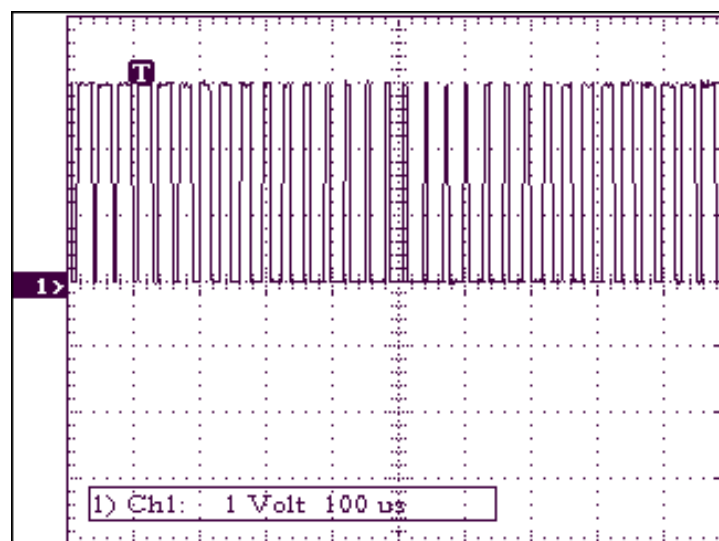


Figura. 4.2 - Sinal PWM1 sem harmônico.

A Figura. 4.3 mostra a forma de onda do sinal PWM1 na saída do DSP com injeção de harmônicos com frequência fundamental de 1 kHz e 33% de 3 kHz. Foram injetadas frequências de até 5 kHz com harmônico validando o projeto do filtro desenvolvido no capítulo anterior.

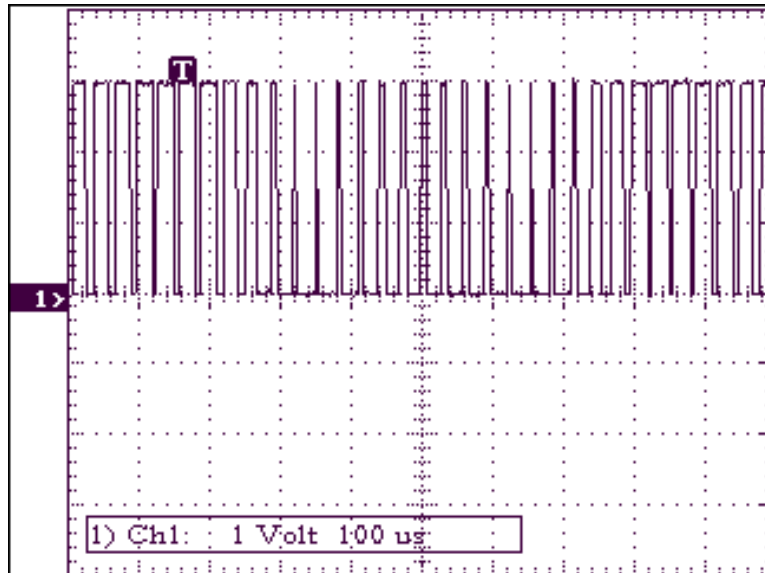


Figura. 4.3 - Sinal PWM1 com harmônico.

A Figura. 4.4 mostra as formas de onda das composições dos sinais PWM-2 e PWM-4 nas saídas dos pinos do DSP mostrando a geração da modulação três níveis com cada sinal em separado.

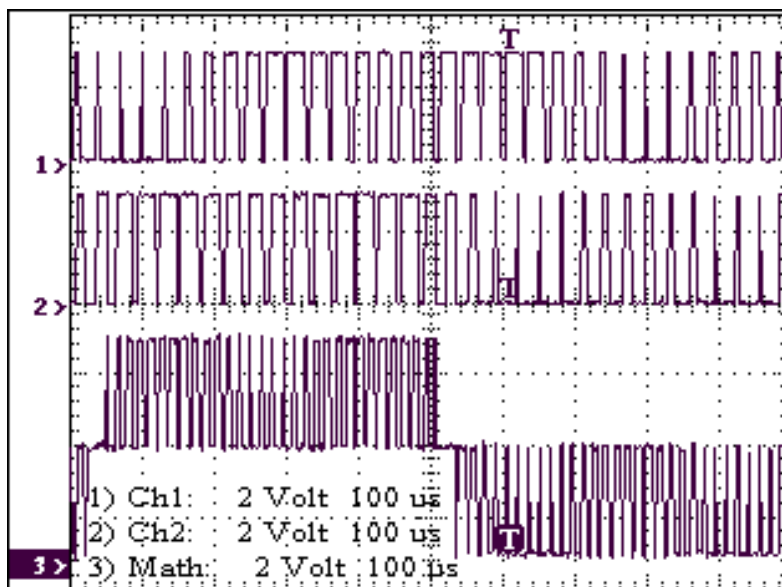


Figura. 4.4 - Sinal PWM2 e PWM4 com modulação 3 níveis.

4.4 SINAIS DOS CIRCUITOS DE COMANDO NOS IGBT'S.

A Figura. 4.5 mostra a forma de onda quadrada com frequência de 327 kHz de 5 V de pico gerado na saída no pino 3 do MAX253 aplicado na entrada do mini-transformador Q4470CL. Este sinal foi exatamente igual em todos os outros circuitos de comando S2, S3 e S4. No catalogo do fabricante a frequência de chaveamento descrita fica na faixa de 400 kHz e 700 kHz porem não foi constatada nenhuma irregularidade no funcionamento do mesmo.

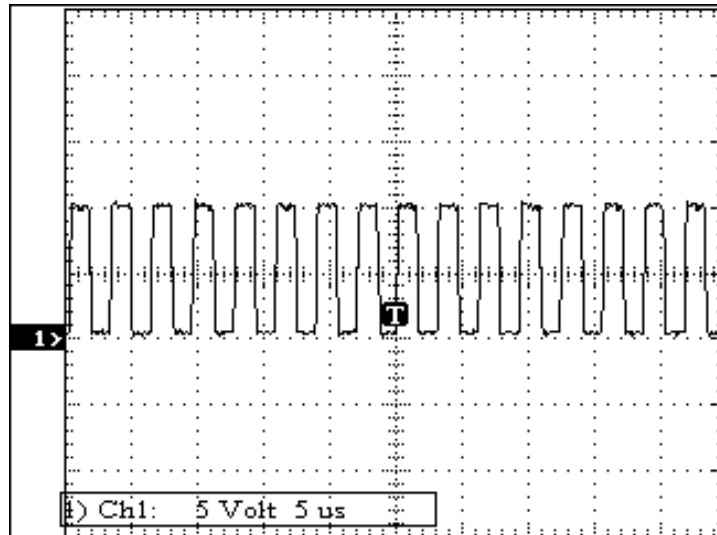


Figura. 4.5 - Sinal de chaveamento na saída o MAX253.

A Figura. 4.6 mostra a forma de onda da tensão na saída o mini-transformador Q4470 no valor de 23 V de pico a pico. Não houve atenuação da amplitude no secundário quando foi aplicada a frequência de chaveamento 327 kHz vinda da saída do MAX253.

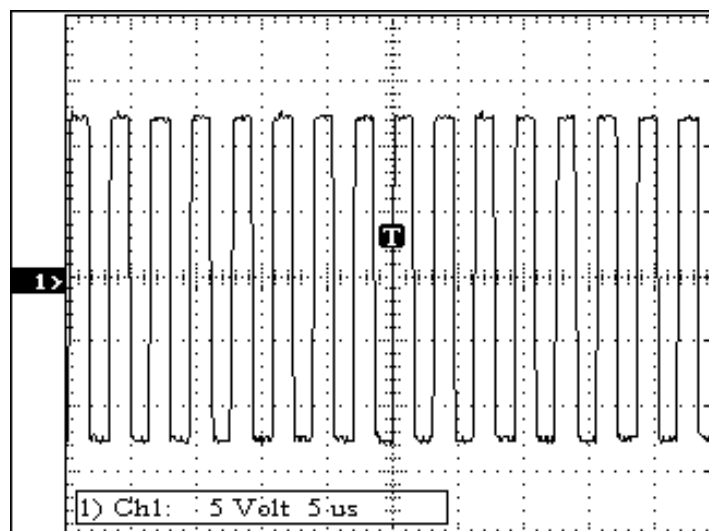


Figura. 4.6 - Sinal de 327 kHz na saída o do mini transformador.

A Figura. 4.7 mostra a forma de onda das tensões na saída do pino 11 do CI HCPL-316J mostrando o chaveamento nos limites de -4,4 V e +14,4 V com harmônico. Estes limites de tensão na saída de cada circuito de comando foram suficientes para o acionamento e a comutação de cada IGBT especificado.

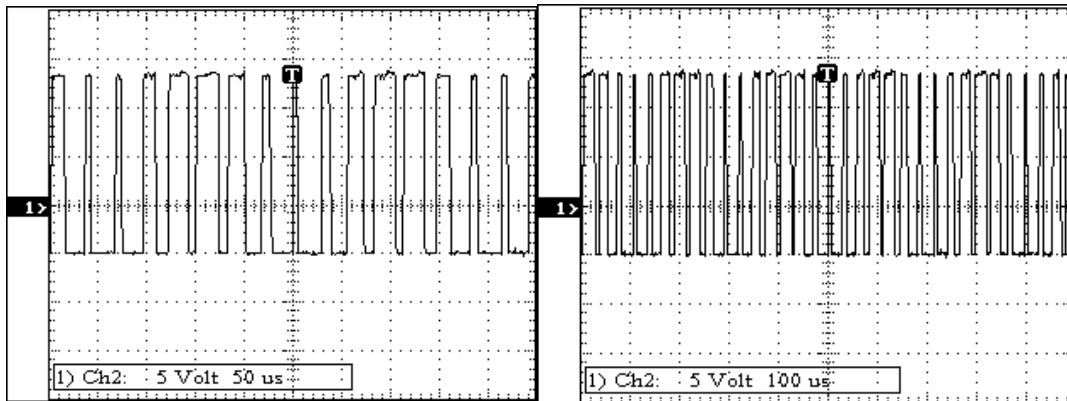


Figura. 4.7 - Sinal de chaveamento na saída do circuito de comando.

A Figura. 4.8 mostra a forma de onda da tensão aplicada em uma resistência pura de 128 Ω . Foi utilizado um banco de resistências para simular o comportamento da lâmpada todos os valores de corrente consumida na entrada do retificador do reator ficaram dentro dos limites especificados.

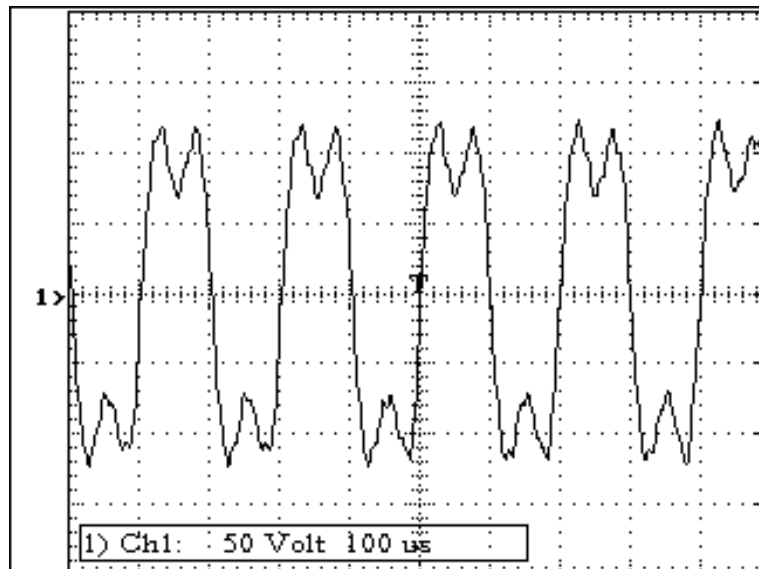


Figura. 4.8 - Sinal de 5 kHz com harmônico aplicado a uma resistência pura de 128 Ω .

4.5 SINAIS DE IGNIÇÃO NA LÂMPADA.

A Figura. 4.9 mostra a forma de onda dos pulsos de ignição na saída do DSP. São gerados pulsos de 68 kHz para ignição a lâmpada. Como pode ser visto foram gerados seis pulsos e antes do sinal de PWM. O valor de 68 kHz para a ignição foi condizente com o desenvolvido no capítulo anterior validando a ignição da lâmpada.

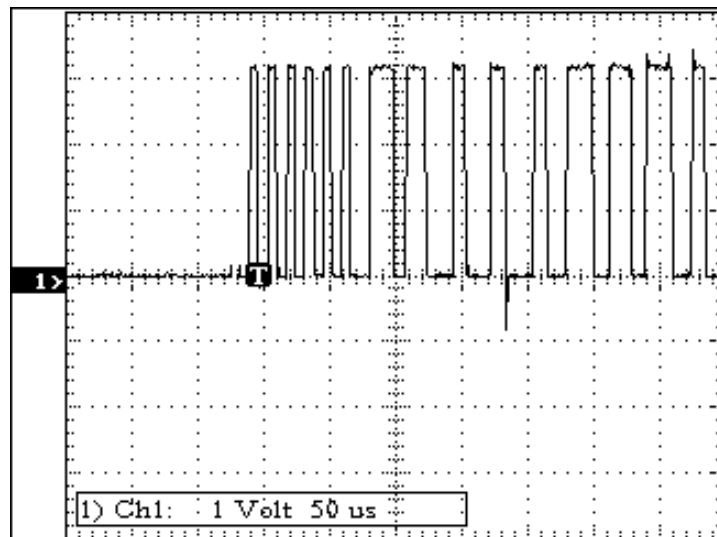


Figura. 4.9 - Pulsos para ignição antes do sinais de chaveamento.

A Figura. 4.10 mostra a forma de onda da tensão de pulso de ignição na lâmpada. São seis pulsos e quando o pulso final atinge aproximadamente 1,8 kV é o suficiente para realizar a ignição, a lâmpada entra em processo de partida, extinguindo o pulso de alta-tensão.

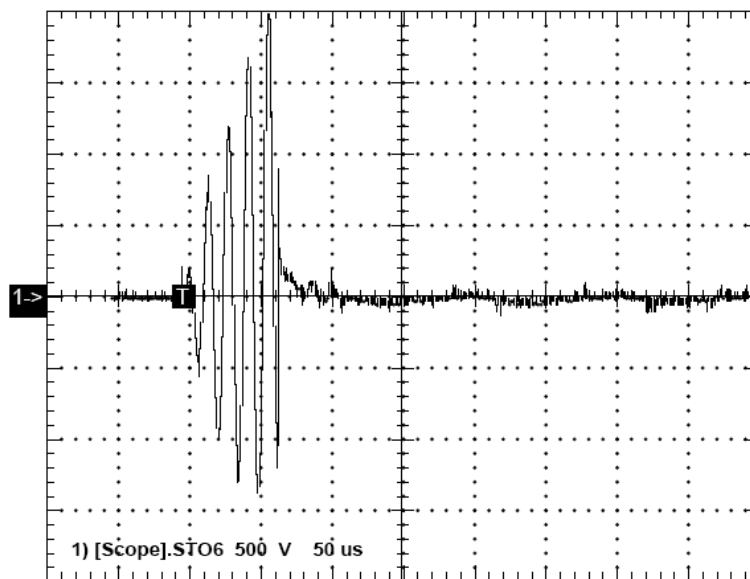


Figura. 4.10 - Sinal de ignição na lâmpada HPS de 70 W.

4.6 PROCESSO DE IGNIÇÃO DA LÂMPADA.

Durante a ignição a corrente da lâmpada gerou-se picos acima da especificação da corrente de proteção do circuito de comando conforme visto na Figura. 1.4. Estes valores de pico chegaram a valores de até 30 A sendo percebidas pelo HCPL-316J desarmando e gerando falhas no inversor.

Foi então necessário o aumento da tensão de forma programada para o acionamento da lâmpada fazendo a lâmpada depois da ignição fosse alimentada por um terço da tensão nominal da lâmpada e depois de um certo tempo atingir a tensão final. Este controle foi feito variando o índice de modulação do sinal modulante com a triangular gerada dentro do DSP. Foram criados 10 pontos de variações do índice de modulação gerando a cada 50 segundos um incremento de aproximadamente 10% às tensões geradas na lâmpada.

Tabela 4.1 - Tensões aplicada a lâmpada.

Vrms (V)	Tempo (s)
32,2	0
37,5	50
44,7	100
51,9	150
59,1	200
64,2	250
71,4	300
78,6	350
85,8	400
90,1	450

A Tabela 4.1 mostra as tensões aplicadas à lâmpada durante o seu processo de partida. Observou-se que a Lâmpada atingiu seu funcionamento nas condições normais em nove minutos enquanto, enquanto a partida no reator eletromagnético do laboratório LUNATICSON 70 W durou 11 minutos e 40 segundos e não atingiu aos valores nominais da lâmpada limitando em 90% da tensão nominal da lâmpada. A corrente de pico de partida da lâmpada utilizando este método no reator eletrônico ficou reduzida em menos de cinco amperes.

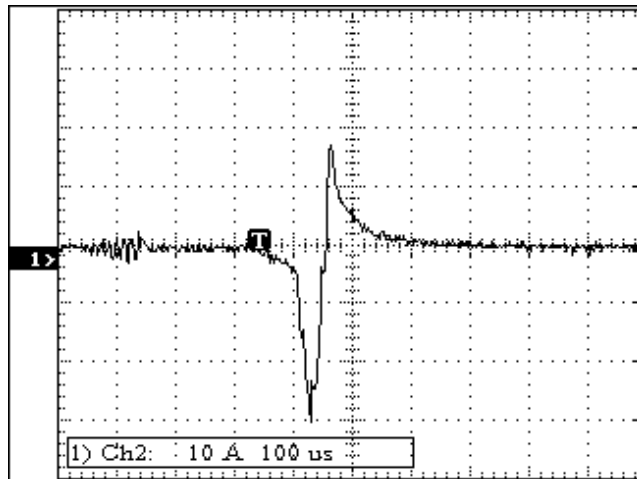


Figura. 4.11 - Pulso de corrente observado na lâmpada depois da ignição desarmando o driver.

4.7 ENSAIOS PARA ESTUDO DA INJEÇÃO DE HARMÔNICOS

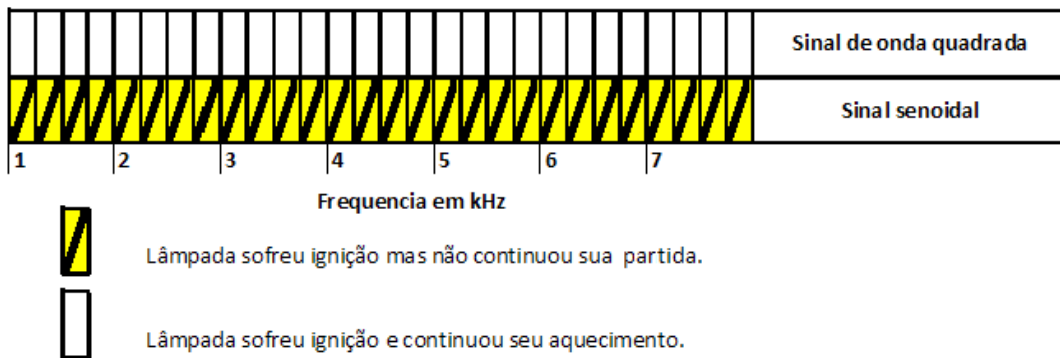
O principal objetivo deste trabalho é o estudo da viabilidade da injeção de harmônicos a fim de eliminar a ressonância acústica de acordo com proposta de Alonso [32] em lâmpadas de vapor de sódio de 70 W já que na literatura científica não é explorado este fenômeno em frequências abaixo de 20 kHz.

No laboratório do Grupo Eletrônica de Potência - GEP através de uma lâmpada de vapor de sódio um dos métodos estudados por alguns autores propõe a identificação da ocorrência da ressonância acústica, através da observação da tensão e da corrente na lâmpada [51]. Outra proposta seria uma varredura em frequência durante a partida ou logo após a estabilização do arco da lâmpada também pode ser utilizada a fim de determinar a banda em que não ocorre o fenômeno e escolher a frequência de comutação mais apropriada para o inversor [74] [77].

Porém, como o fenômeno da ressonância acústica é relativamente lento e algumas vezes podem gerar variações sutis dos parâmetros elétricos da lâmpada, a utilização desta técnica é relativamente complexa e demanda a utilização de sensores de boa precisão.

A fim de verificar a existência de zonas livres de ressonância acústica na faixa de frequências compreendidas entre 1 a 8 kHz para a lâmpada de 70 W do laboratório, realizou-se uma varredura de frequência utilizando a plataforma do reator proposto aplicando uma onda quadrada e depois um senoidal seguindo o incremento dos valores de frequência aplicados à lâmpada. Obteve-se um mapa de ocorrência de ressonância acústica mostrada na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 - Zonas testadas para verificação da RA.



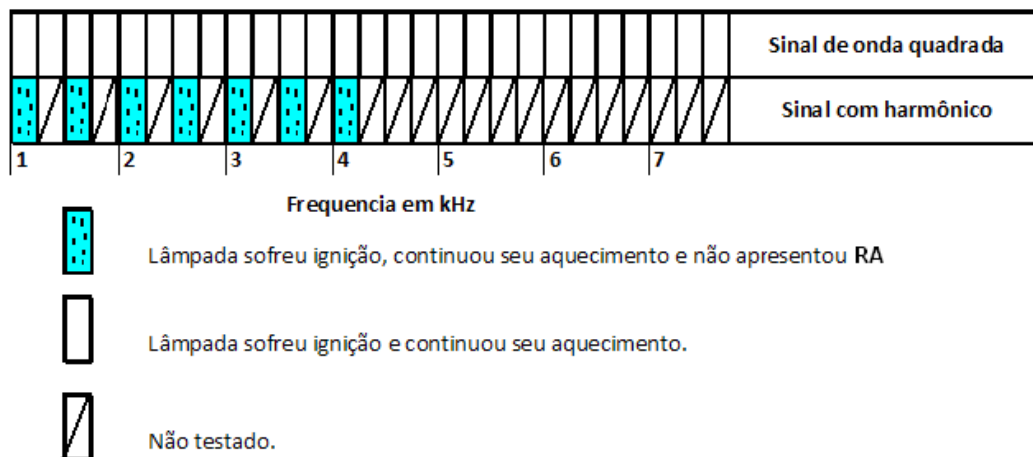
Na Tabela 4.2 foi observado que nenhum sinal alternado senoidal de alta frequência conseguiu deixar a lâmpada em funcionamento, pois logo depois da ignição a lâmpada apagou e não continuou a partida apresentando RA.

Todos os ensaios da Tabela 4.2 foram executados três vezes e quando se aplicou onda quadrada à lâmpada depois da partida foi observada seu funcionamento em um tempo de cinco minutos depois de atingir os valores nominais.

4.7.1 Estudo da excitação da RA.

Para validar a técnica de injeção de correntes harmônicas deve-se verificar se esta técnica não excita a ressonância acústica. A partir dos ensaios obtidos da Tabela 4.2 onde não se observou a ressonância acústica aplicou-se um conjunto de testes sendo construindo a Tabela 4.3. Por esta tabela verificou-se que a técnica não excitou a ressonância acústica em regiões onde ela não havia se manifestado com o sinal de onda quadrada.

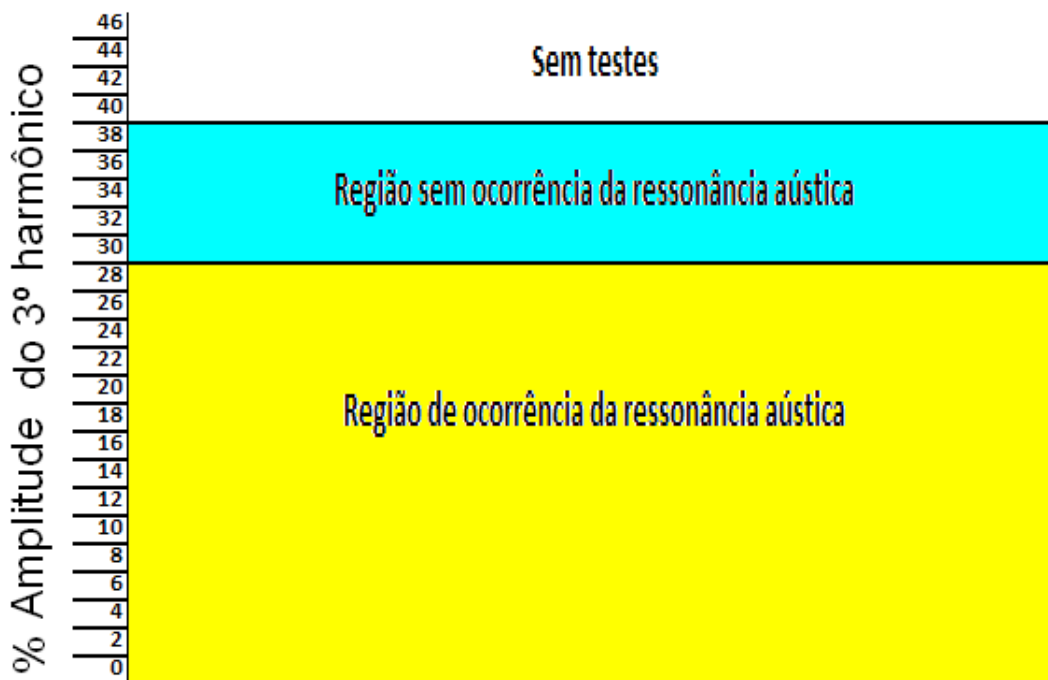
Tabela 4.3 - Teste para validação se a injeção de harmônicos excita a RA.



4.7.2 Estudo da influência da amplitude da terceira harmônica.

Em todos os ensaios de injeção de harmônicos foram analisadas as magnitudes do terceiro harmônico para validação do filtro proposto. Observou-se que ao modificar na compilação do software a intensidade da amplitude do terceiro harmônico para menos de 30% a lâmpada depois da ignição não continuava o processo de partida desligando automaticamente ocasionando a ressonância acústica. Estes ensaios foram monitorados com o auxílio do analisador de espectro do osciloscópio. Observando-se a Tabela 4.4 quando se aplica harmônicos menores do que 30% a lâmpada se comporta como se estivesse com uma onda senoidal aplicada apresentando o fenômeno da Ressonância Acústica. Não foram injetados valores acima de 40% de harmônico, pois isto ocasionava sobre modulação nos sinais PWM não sendo possível tirar conclusões nessas condições.

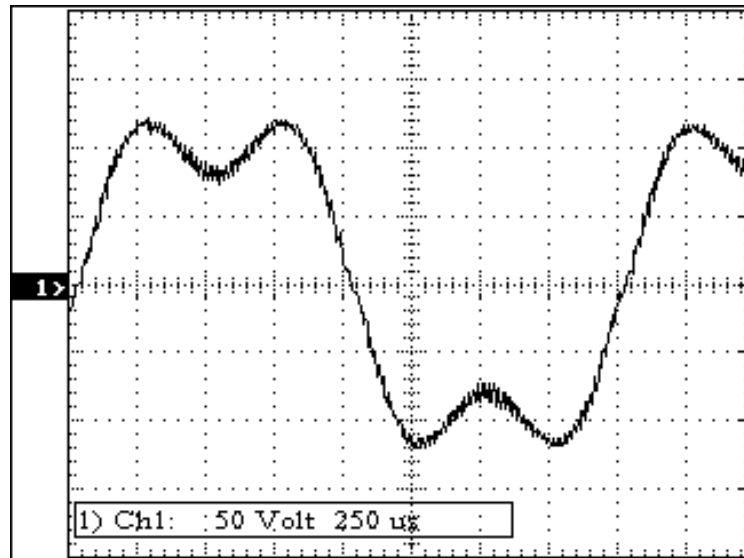
Tabela 4.4 - Influência do terceiro harmônico



4.7.3 Formas de onda com injeção de correntes harmônicas aplicadas a lâmpada.

Todos os ensaios experimentais a seguir foram feitos para mostrar a importância da amplitude da 3ª harmônica. Em todos os ensaios abaixo escutados, depois da lâmpada entrar em regime permanente e ao longo de 5 minutos não foi observado a excitação da ressonância acústica. Todos os ensaios foram executados três vezes.

a) A Figura. 4.12 mostra a forma de onda da tensão com harmônicos aplicados a lâmpada a 500 Hz. Observa-se que o terceiro harmônico possui um valor de 33,16%:



Voltage = 89.9 Volts

Voltage THD = 33.25%

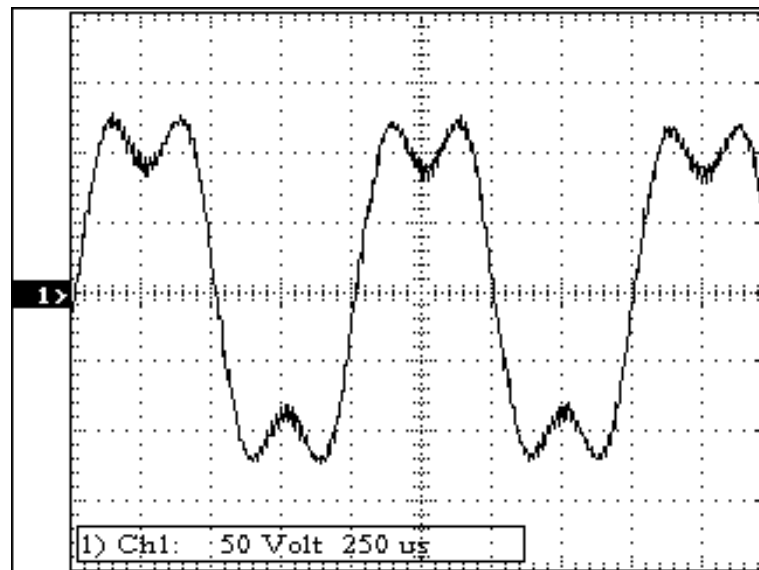
Power Factor =

Instantaneous Power =

	Freq	Voltage RMS	Voltage % F	Voltage Phase
Fundamental	500 Hz	83.9 V	100.00%	0.0
Harmonic 2	1 kHz	82.7 mV	0.10%	87.2
Harmonic 3	1.5 kHz	27.8 V	33.16%	-1.28
Harmonic 4	2 kHz	162 mV	0.19%	105
Harmonic 5	2.5 kHz	1.38 V	1.65%	174
Harmonic 6	3 kHz	84.7 mV	0.10%	149
Harmonic 7	3.5 kHz	886 mV	1.06%	176
Harmonic 8	4 kHz	18.2 mV	0.02%	-171
Harmonic 9	4.5 kHz	700 mV	0.83%	-179
Harmonic 10	5 kHz	93 mV	0.11%	-4.1
Harmonic 11	5.5 kHz	490 mV	0.58%	-173
Harmonic 12	6 kHz	56.9 mV	0.07%	153
Harmonic 13	6.5 kHz	355 mV	0.42%	176
Harmonic 14	7 kHz	19.1 mV	0.02%	-2.4
Harmonic 15	7.5 kHz	268 mV	0.32%	174
Harmonic 16	8 kHz	52.4 mV	0.06%	-63.5
Harmonic 17	8.5 kHz	193 mV	0.23%	-178
Harmonic 18	9 kHz	68.4 mV	0.08%	-120
Harmonic 19	9.5 kHz	192 mV	0.23%	-157
Harmonic 20	10 kHz	44.1 mV	0.05%	-149
Harmonic 21	10.5 kHz	79.1 mV	0.09%	140
Harmonic 22	11 kHz	88.6 mV	0.11%	-104
Harmonic 23	11.5 kHz	120 mV	0.14%	-172
Harmonic 24	12 kHz	64.4 mV	0.08%	115
Harmonic 25	12.5 kHz	56.1 mV	0.07%	-157

Figura. 4.12 - Sinal com harmônicos aplicado a lâmpada a 500 Hz.

b) A Figura. 4.13 mostra a forma de onda da tensão com harmônicos aplicados a lâmpada a 1 kHz. Observa-se que o terceiro harmônico possui um valor de 30,83%:



Voltage = 90.9 Volts

Voltage THD = 30.92%

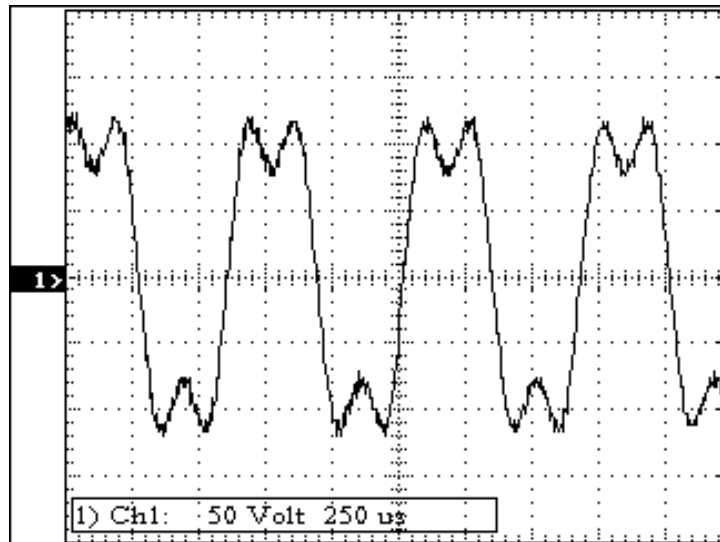
Power Factor =

Instantaneous Power =

	Freq	Voltage RMS	Voltage % F	Voltage Phase
Fundamental	999 Hz	83.7 V	100.00%	0.0
Harmonic 2	2 kHz	80.7 mV	0.10%	145
Harmonic 3	3 kHz	25.8 V	30.83%	178
Harmonic 4	4 kHz	248 mV	0.30%	144
Harmonic 5	4.99 kHz	1.46 V	1.74%	31.8
Harmonic 6	5.99 kHz	126 mV	0.15%	147
Harmonic 7	6.99 kHz	813 mV	0.97%	54.4
Harmonic 8	7.99 kHz	65.9 mV	0.08%	-98.2
Harmonic 9	8.99 kHz	619 mV	0.74%	81.3
Harmonic 10	9.99 kHz	35.9 mV	0.04%	-131
Harmonic 11	11 kHz	153 mV	0.18%	109
Harmonic 12	12 kHz	35.4 mV	0.04%	70.3
Harmonic 13	13 kHz	112 mV	0.13%	-171
Harmonic 14	14 kHz	43.2 mV	0.05%	88
Harmonic 15	15 kHz	252 mV	0.30%	-89.3
Harmonic 16	16 kHz	60.9 mV	0.07%	153
Harmonic 17	17 kHz	212 mV	0.25%	-67.1
Harmonic 18	18 kHz	117 mV	0.14%	-173
Harmonic 19	19 kHz	223 mV	0.27%	-45.1
Harmonic 20	20 kHz	40.3 mV	0.05%	-53.8
Harmonic 21	21 kHz	251 mV	0.30%	-14.8
Harmonic 22	22 kHz	45.5 mV	0.05%	87.7
Harmonic 23	23 kHz	315 mV	0.38%	1.18
Harmonic 24	24 kHz	30.6 mV	0.04%	-20.6
Harmonic 25	25 kHz	240 mV	0.29%	3.4

Figura. 4.13 - Sinal com harmônicos aplicado a lâmpada a 1,0 kHz.

c) A Figura. 4.14 mostra a forma de onda de tensão com harmônicos aplicados a lâmpada a 1,5 kHz. Observa-se que o terceiro harmônico possui um valor de 32,93%:



Voltage = 90.5 Volts

Voltage THD = 33.01%

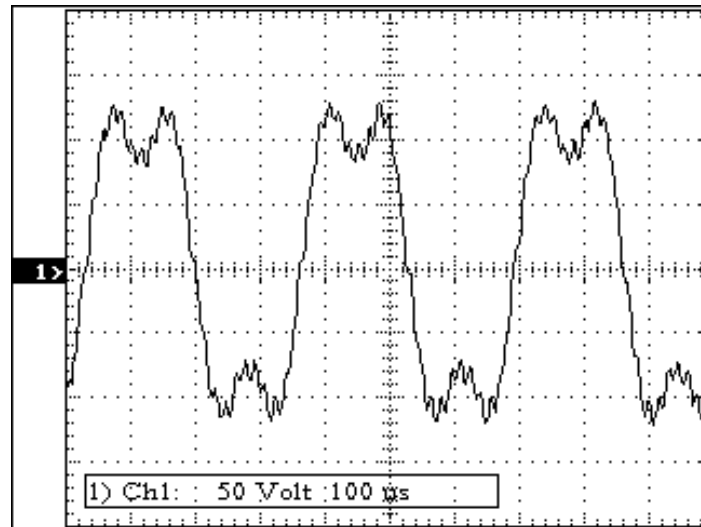
Power Factor =

Instantaneous Power =

	Freq	Voltage RMS	Voltage % F	Voltage Phase
Fundamental	1.5 kHz	84.9 V	100.00%	0.0
Harmonic 2	3 kHz	126 mV	0.15%	-64.6
Harmonic 3	4.49 kHz	27.9 V	32.93%	-1.91
Harmonic 4	5.99 kHz	159 mV	0.19%	-169
Harmonic 5	7.49 kHz	1.4 V	1.65%	-180
Harmonic 6	8.99 kHz	137 mV	0.16%	-62.5
Harmonic 7	10.5 kHz	698 mV	0.82%	-169
Harmonic 8	12 kHz	55.8 mV	0.07%	160
Harmonic 9	13.5 kHz	553 mV	0.65%	-158
Harmonic 10	15 kHz	50.6 mV	0.06%	63.1
Harmonic 11	16.5 kHz	350 mV	0.41%	-166
Harmonic 12	18 kHz	100 mV	0.12%	-141
Harmonic 13	19.5 kHz	304 mV	0.36%	-148
Harmonic 14	21 kHz	178 mV	0.21%	135
Harmonic 15	22.5 kHz	74.6 mV	0.09%	90.7
Harmonic 16	24 kHz	121 mV	0.14%	-24.1
Harmonic 17	25.5 kHz	232 mV	0.27%	-131
Harmonic 18	27 kHz	173 mV	0.20%	-174
Harmonic 19	28.5 kHz	99.7 mV	0.12%	146
Harmonic 20	30 kHz	74 mV	0.09%	-164
Harmonic 21	31.5 kHz	92.4 mV	0.11%	-117
Harmonic 22	33 kHz	325 mV	0.38%	170
Harmonic 23	34.5 kHz	24 mV	0.03%	14.1
Harmonic 24	36 kHz	78.9 mV	0.09%	75.2
Harmonic 25	37.5 kHz	138 mV	0.16%	105

Figura. 4.14 - Sinal com harmônicos aplicado a lâmpada a 1,5 kHz.

d) A Figura. 4.15 mostra a forma de onda da tensão com harmônicos aplicados a lâmpada a 3 kHz. Observa-se que o terceiro harmônico possui um valor de 31,94%:

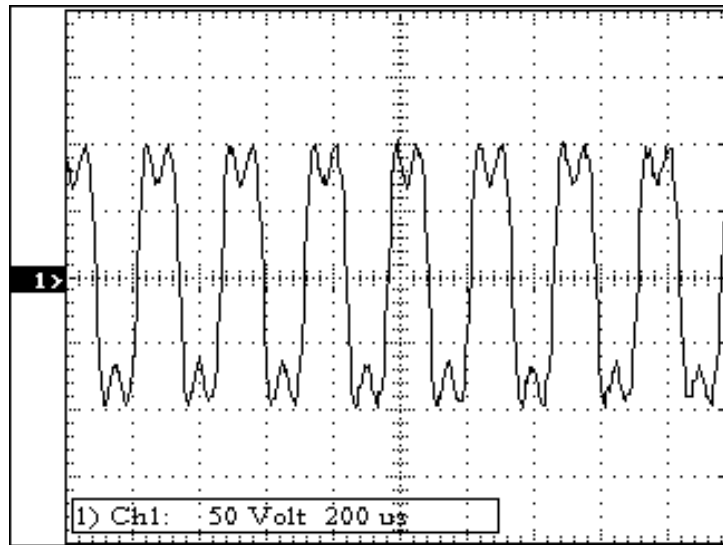


Voltage = 90 Volts
 Voltage THD = 32.14%
 Power Factor =
 Instantaneous Power =

	Freq	Voltage RMS	Voltage % F	Voltage Phase
Fundamental	3 kHz	86.8 V	100.00%	0.0
Harmonic 2	6.01 kHz	50.8 mV	0.06%	114
Harmonic 3	9.01 kHz	27.7 V	31.94%	1.48
Harmonic 4	12 kHz	112 mV	0.13%	-19.2
Harmonic 5	15 kHz	1.25 V	1.44%	-136
Harmonic 6	18 kHz	36.8 mV	0.04%	-149
Harmonic 7	21 kHz	582 mV	0.67%	-115
Harmonic 8	24 kHz	118 mV	0.14%	-34.4
Harmonic 9	27 kHz	272 mV	0.31%	-102
Harmonic 10	30 kHz	129 mV	0.15%	-1.35
Harmonic 11	33 kHz	1.57 V	1.81%	-164
Harmonic 12	36 kHz	176 mV	0.20%	-116
Harmonic 13	39 kHz	200 mV	0.23%	-165
Harmonic 14	42 kHz	123 mV	0.14%	-40.8
Harmonic 15	45 kHz	287 mV	0.33%	-171
Harmonic 16	48 kHz	73.7 mV	0.08%	-23.5
Harmonic 17	51.1 kHz	181 mV	0.21%	178
Harmonic 18	54.1 kHz	178 mV	0.21%	-61.5
Harmonic 19	57.1 kHz	530 mV	0.61%	131
Harmonic 20	60.1 kHz	224 mV	0.26%	-101
Harmonic 21	63.1 kHz	1.7 V	1.96%	95.5
Harmonic 22	66.1 kHz	411 mV	0.47%	80.3
Harmonic 23	69.1 kHz	854 mV	0.98%	-126
Harmonic 24	72.1 kHz	69.5 mV	0.08%	61.2
Harmonic 25	75.1 kHz	415 mV	0.48%	175

Figura. 4.15 - Sinal com harmônicos aplicado a lâmpada a 3,0 kHz.

e) A Figura. 4.16 mostra a forma de onda da tensão com harmônicos aplicados a lâmpada a 4 kHz. Observa-se que o terceiro harmônico possui um valor de 33,22%:



Voltage = 89.3 Volts

Voltage THD = 33.60%

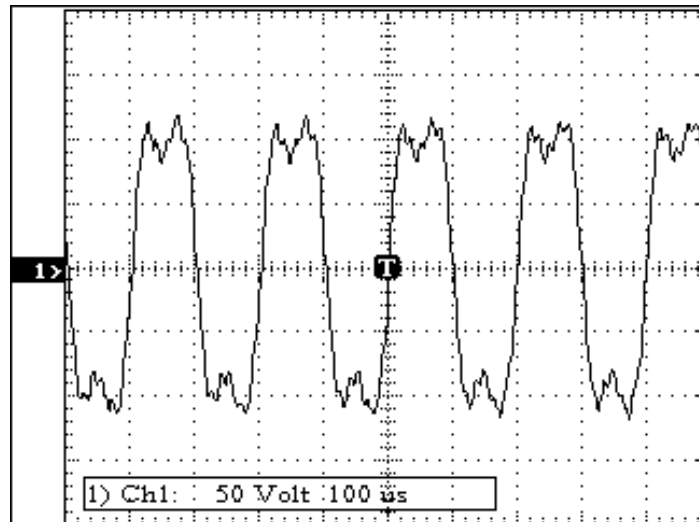
Power Factor =

Instantaneous Power =

	Freq	Voltage RMS	Voltage % F	Voltage Phase
Fundamental	3.98 kHz	84.3 V	100.00%	0.0
Harmonic 2	7.96 kHz	336 mV	0.40%	169
Harmonic 3	11.9 kHz	28 V	33.22%	-8.08
Harmonic 4	15.9 kHz	672 mV	0.80%	169
Harmonic 5	19.9 kHz	3.76 V	4.45%	43.5
Harmonic 6	23.9 kHz	537 mV	0.64%	-175
Harmonic 7	27.9 kHz	1.34 V	1.58%	39.6
Harmonic 8	31.8 kHz	288 mV	0.34%	175
Harmonic 9	35.8 kHz	283 mV	0.34%	131
Harmonic 10	39.8 kHz	354 mV	0.42%	-169
Harmonic 11	43.8 kHz	425 mV	0.50%	179
Harmonic 12	47.8 kHz	451 mV	0.53%	150
Harmonic 13	51.7 kHz	219 mV	0.26%	-179
Harmonic 14	55.7 kHz	255 mV	0.30%	134
Harmonic 15	59.7 kHz	478 mV	0.57%	163
Harmonic 16	63.7 kHz	100 mV	0.12%	84.3
Harmonic 17	67.7 kHz	73.5 mV	0.09%	121
Harmonic 18	71.6 kHz	194 mV	0.23%	111
Harmonic 19	75.6 kHz	156 mV	0.19%	140
Harmonic 20	79.6 kHz	66.6 mV	0.08%	114
Harmonic 21	83.6 kHz	257 mV	0.30%	146
Harmonic 22	87.6 kHz	247 mV	0.29%	120
Harmonic 23	91.5 kHz	220 mV	0.26%	121
Harmonic 24	95.5 kHz	295 mV	0.35%	-120
Harmonic 25	99.5 kHz	0.0 V	0.00%	79.6

Figura. 4.16 - Sinal com harmônicos aplicado a lâmpada a 4,0 kHz.

f) A Figura. 4.17 mostra a forma de onda da tensão com harmônicos aplicados a lâmpada a 5 kHz. Observa-se que o terceiro harmônico possui um valor de 29,42%:



Voltage = 91.9 Volts

Voltage THD = 29.76%

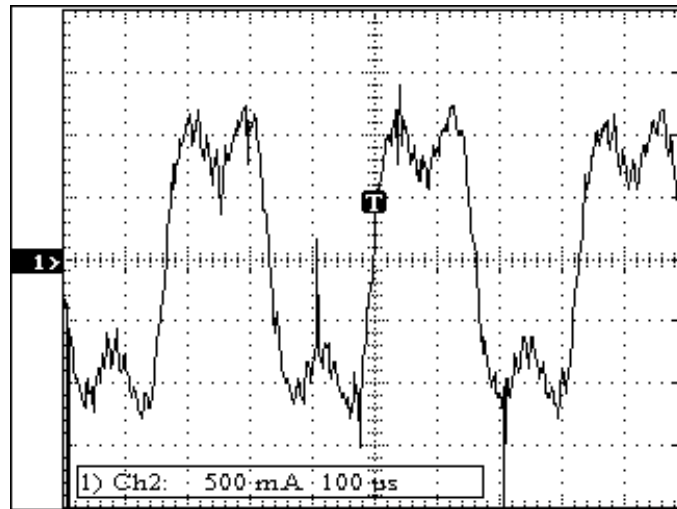
Power Factor =

Instantaneous Power =

	Freq	Voltage RMS	Voltage % F	Voltage Phase
Fundamental	4.99 kHz	88.1 V	100.00%	0.0
Harmonic 2	9.98 kHz	704 mV	0.80%	143
Harmonic 3	15 kHz	25.9 V	29.42%	-10.2
Harmonic 4	20 kHz	780 mV	0.89%	157
Harmonic 5	24.9 kHz	2.6 V	2.95%	51.6
Harmonic 6	29.9 kHz	949 mV	1.08%	-129
Harmonic 7	34.9 kHz	22.7 mV	0.03%	31
Harmonic 8	39.9 kHz	833 mV	0.95%	-162
Harmonic 9	44.9 kHz	531 mV	0.60%	147
Harmonic 10	49.9 kHz	1.24 V	1.40%	172
Harmonic 11	54.9 kHz	332 mV	0.38%	120
Harmonic 12	59.9 kHz	1.66 V	1.88%	127
Harmonic 13	64.8 kHz	253 mV	0.29%	-64.9
Harmonic 14	69.8 kHz	1.03 V	1.17%	-104
Harmonic 15	74.8 kHz	182 mV	0.21%	50.4
Harmonic 16	79.8 kHz	263 mV	0.30%	31.9
Harmonic 17	84.8 kHz	124 mV	0.14%	165
Harmonic 18	89.8 kHz	194 mV	0.22%	180
Harmonic 19	94.8 kHz	17.1 mV	0.02%	-4.21
Harmonic 20	99.8 kHz	49.4 mV	0.06%	33.2
Harmonic 21	105 kHz	149 mV	0.17%	176
Harmonic 22	110 kHz	73.8 mV	0.08%	-20.9
Harmonic 23	115 kHz	87.7 mV	0.10%	43.6
Harmonic 24	120 kHz	16.3 mV	0.02%	128
Harmonic 25	125 kHz	57.3 mV	0.07%	-122

Figura. 4.17 - Sinal com harmônicos aplicado a lâmpada a 5,0 kHz.

g) A Figura. 4.18 mostra a forma de onda da corrente com harmônicos aplicados a lâmpada a 3 kHz. Observa-se que o terceiro harmônico possui um valor de 40,64%:

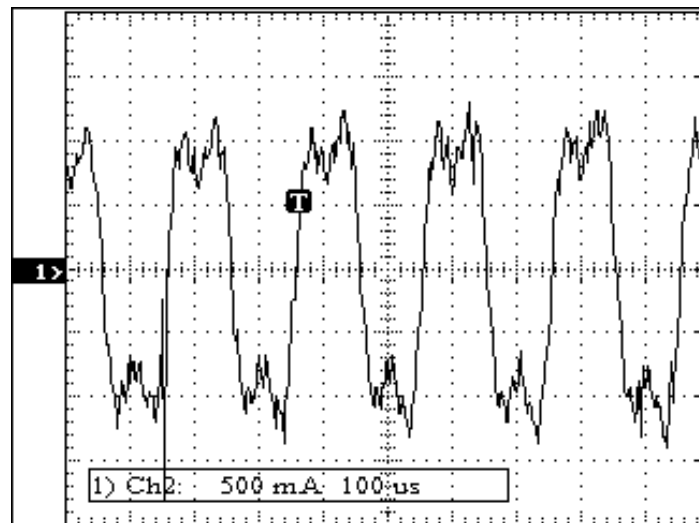


Current = 979 mAmps
 Current THD = 42.52%
 Displacement Power Factor =

	Freq	Current RMS	Current % F	Current Phase
Fundamental	3 k	837 mA	100.00%	0.0
Harmonic 2	6.01 k	15.6 mA	1.87%	-78.8
Harmonic 3	9.01 k	340 mA	40.64%	-17.1
Harmonic 4	12 k	5.55 mA	0.66%	-45.8
Harmonic 5	15 k	34 mA	4.06%	-48.7
Harmonic 6	18 k	8.18 mA	0.98%	-36.2
Harmonic 7	21 k	37.9 mA	4.53%	-55.9
Harmonic 8	24 k	12.4 mA	1.49%	-57.5
Harmonic 9	27 k	11.6 mA	1.39%	-24.5
Harmonic 10	30 k	10.4 mA	1.24%	24.7
Harmonic 11	33 k	10.6 mA	1.26%	-15.4
Harmonic 12	36 k	13.6 mA	1.62%	-19.5
Harmonic 13	39 k	4.33 mA	0.52%	-2.79
Harmonic 14	42 k	7.73 mA	0.92%	101
Harmonic 15	45 k	19.7 mA	2.36%	45.1
Harmonic 16	48 k	16.4 mA	1.96%	483 m
Harmonic 17	51.1 k	19 mA	2.27%	22.2
Harmonic 18	54.1 k	10 mA	1.20%	94.2
Harmonic 19	57.1 k	17.2 mA	2.05%	80.6
Harmonic 20	60.1 k	19.5 mA	2.33%	83.5
Harmonic 21	63.1 k	19.8 mA	2.36%	-19.4
Harmonic 22	66.1 k	6.34 mA	0.76%	40.3
Harmonic 23	69.1 k	22.3 mA	2.66%	110
Harmonic 24	72.1 k	17.6 mA	2.10%	96.7
Harmonic 25	75.1 k	14.5 mA	1.73%	85.4

Figura. 4.18 - Sinal de corrente com harmônicos aplicados a lâmpada a 3,0 kHz.

h) A Figura. 4.19 mostra a forma de onda da corrente com harmônicos aplicados a lâmpada a 5 kHz. Observa-se que o terceiro harmônico possui um valor de 35,88%:



Current = 805 mAmps
 Current THD = 37.13%
 Displacement Power Factor =
 Reactive Power =

	Freq	Current RMS	Current % F	Current Phase
Fundamental	5 k	773 mA	100.00%	0.0
Harmonic 2	10 k	13.4 mA	1.74%	41.4
Harmonic 3	15 k	277 mA	35.88%	153
Harmonic 4	20 k	5.18 mA	0.67%	-73.4
Harmonic 5	25 k	29.6 mA	3.83%	139
Harmonic 6	30 k	3.95 mA	0.51%	-68.8
Harmonic 7	35 k	10.4 mA	1.35%	96.9
Harmonic 8	40 k	4.66 mA	0.60%	-154
Harmonic 9	45 k	9.4 mA	1.22%	-146
Harmonic 10	50 k	22.4 mA	2.90%	142
Harmonic 11	55 k	2.32 mA	0.30%	91.2
Harmonic 12	60 k	23.1 mA	2.99%	138
Harmonic 13	65 k	14.8 mA	1.91%	159
Harmonic 14	70 k	14.5 mA	1.88%	-79.1
Harmonic 15	75 k	6.33 mA	0.82%	53.6
Harmonic 16	80 k	6.4 mA	0.83%	-60.5
Harmonic 17	85 k	4.29 mA	0.55%	151
Harmonic 18	90 k	10.5 mA	1.36%	150
Harmonic 19	95 k	3.87 mA	0.50%	54.3
Harmonic 20	100 k	8.08 mA	1.04%	-90.8
Harmonic 21	105 k	6.33 mA	0.82%	128
Harmonic 22	110 k	5.02 mA	0.65%	-167
Harmonic 23	115 k	8.75 mA	1.13%	51.4
Harmonic 24	120 k	2.83 mA	0.37%	-78.1
Harmonic 25	125 k	3.09 mA	0.40%	-17.1

Figura. 4.19 - Sinal de corrente com harmônicos aplicados a lâmpada a 5,0 kHz.

4.7.4 Modelos MADER-HORN e FERRERO alimentados com injeção de harmônicos.

A injeção de harmônicos em modelos SPICE de lâmpada será abordada a partir dos dois modelos estudados anteriormente no capítulo 1. Para que o modelo ficasse mais fiel sem interferência de outros blocos SPICE criou-se uma fonte com harmônicos sem a utilização de somadores de sinais ou funções matemáticas. Este modelo foi criado a partir de uma tabela de pontos e a fonte de tensão gera uma senóide com fundamental de 3 kHz com 120 V acrescido do terceiro harmônico de 9 kHz com 33% de amplitude em relação à fundamental. Desta maneira é gerado $90 V_{rms}$ que será aplicados em cada modelo estudado.

No modelo de MADER-HORN com injeção de corrente harmônicas adotou-se a indutância de 875 uH, mesmo valor desenvolvido para criação do filtro de injeção de correntes harmônicas desenvolvido no capítulo anterior. Permitindo, desta maneira, aplicar a frequência de 3 kHz sem atenuações. O novo modelo MADER-HORN para aplicação de harmônicos é apresentado na Figura. 4.20.

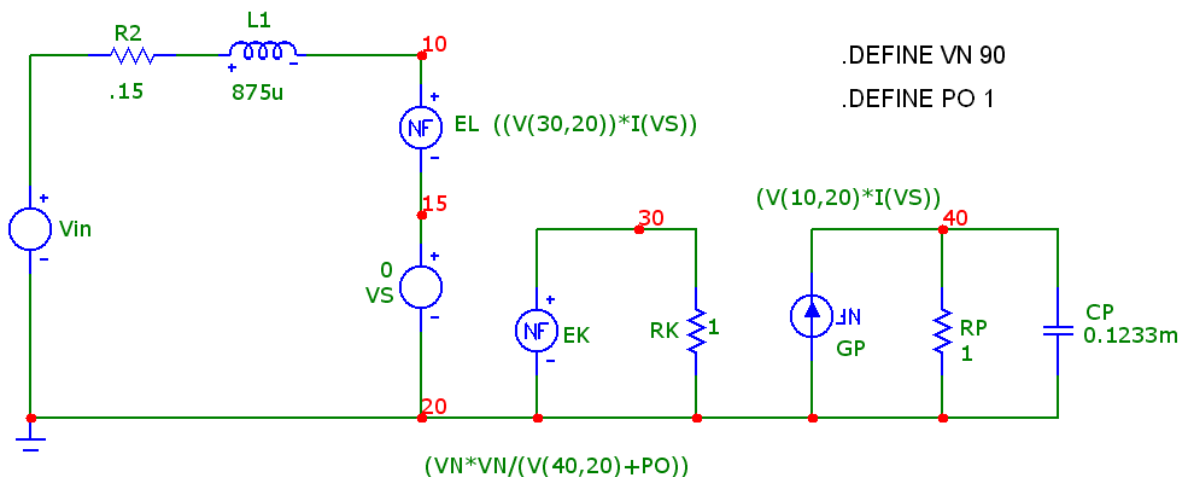


Figura. 4.20 – Modelo da lâmpada HPS para 70 W a partir da proposta de MADER-HORN com injeção de correntes harmônicas.

A simulação do modelo de MADER-HORN com injeção de corrente harmônicas é apresentado na Figura. 4.21. Mesmo modificando-se outros parâmetros do circuito SPICE acima não foi possível reproduzir a corrente, I_{la} ,

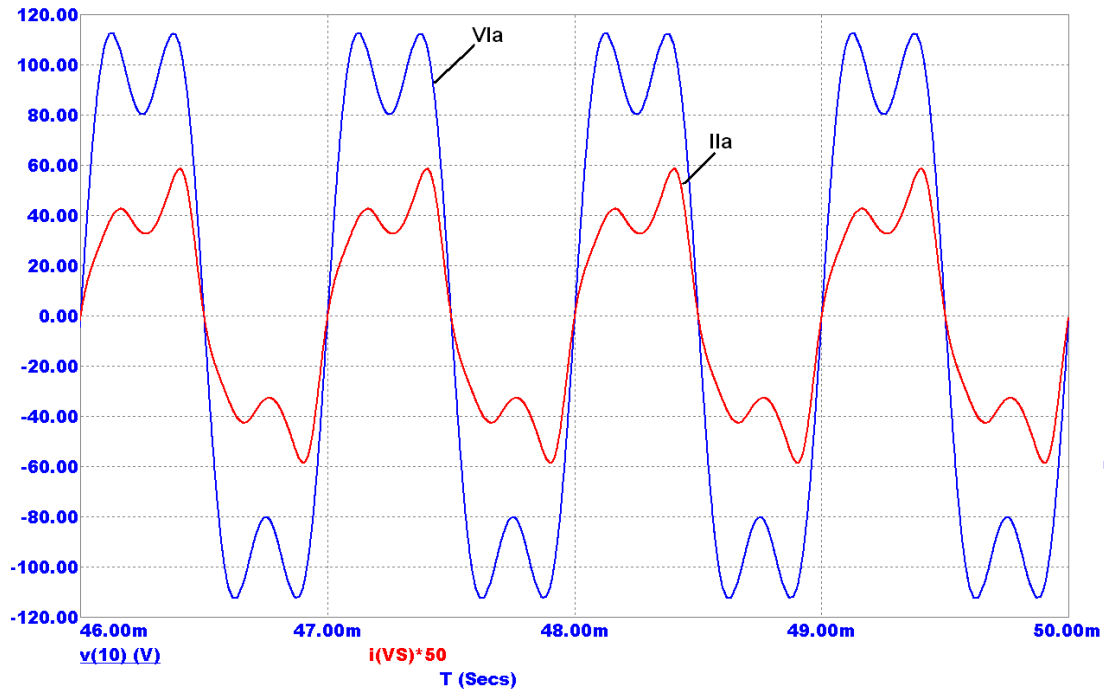


Figura. 4.21 - Sinal de tensão (Vla) e corrente (Ila) aplicados com harmônicos simulados como o modelo MADER-HORN.

Para o desenvolvimento do modelo de FERRERO com injeção de correntes harmônicas foi adotado a mesma metodologia feita no capítulo 1. Em laboratório um conjunto de ensaios foram feitos para obter as corrente e tensões porem desta vez aplicou-se na lâmpada uma frequência fundamental de 3 kHz com seu 33% de amplitude do 3º harmônico com uma tensão de 90 V_{rms} . E a partir das tensões e correntes medidas construiu-se a Tabela 4.5 para se calcular R_s e V_s .

Tabela 4.5 - Valores de tensão e correntes eficazes medidos na lâmpada a 3 kHz.

Vrms (V)	Irms (A)	Req (ohms)
37,6	0,367	102,47
43,1	0,399	108,01
47,9	0,460	104,13
50,2	0,485	103,50
55,3	0,566	97,70
58,6	0,631	92,86
63,7	0,688	92,58
67,1	0,711	94,37
73,2	0,765	95,68
82,1	0,813	100,98

A partir da Tabela 4.5, calcula-se os parâmetros R_s e V_s .

$$V_1 = 67,1 \text{ V} \quad I_1 = 711 \text{ mA}$$

$$V_2 = 73,2 \text{ V} \quad I_2 = 765 \text{ mA}$$

Substituindo nas equações (1.4) e (1.5). Encontram-se $R_s = 112,72 \Omega$ e $V_s = -13,04 \text{ V}$.

Então, foi construído o modelo conforme mostra a Figura. 4.22. Neste modelo foi trocado o indutor L_{in} para $875 \mu\text{H}$ mesmo valor desenvolvido no capítulo 3 para o filtro para injeção de correntes harmônicas.

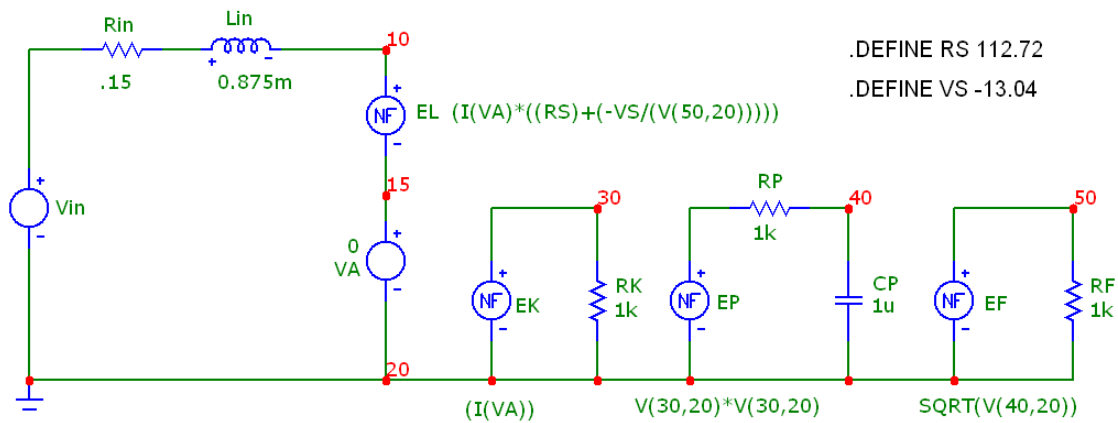


Figura. 4.22 – Modelo da lâmpada HPS para 70 W a partir da proposta de FERRERO com injeção de correntes harmônicas.

A Figura. 4.22 mostra o resultado da simulação do modelo SPICE adaptado com injeção de correntes harmônicas.

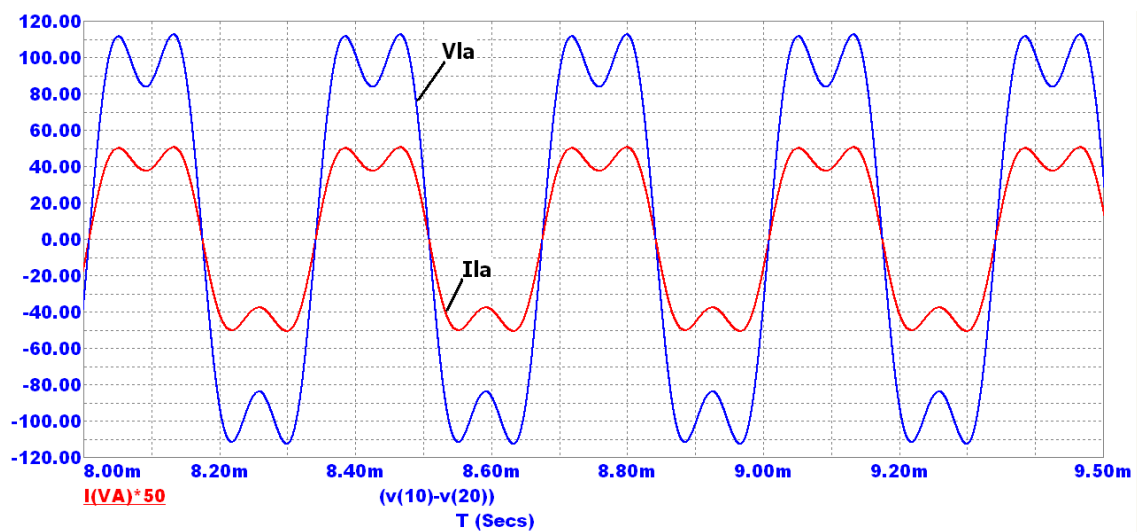


Figura. 4.23 - Sinal de tensão (V_{la}) e corrente (I_{la}) aplicados com harmônicos simulados como o modelo FERRERO.

Para comprovar o modelo desenvolvido na Figura. 4.22 compara-se com a forma de onda da tensão com harmônicos aplicados a lâmpada a 3 kHz com 3º harmônico com 90 V_{rms}.

Figura. 4.24

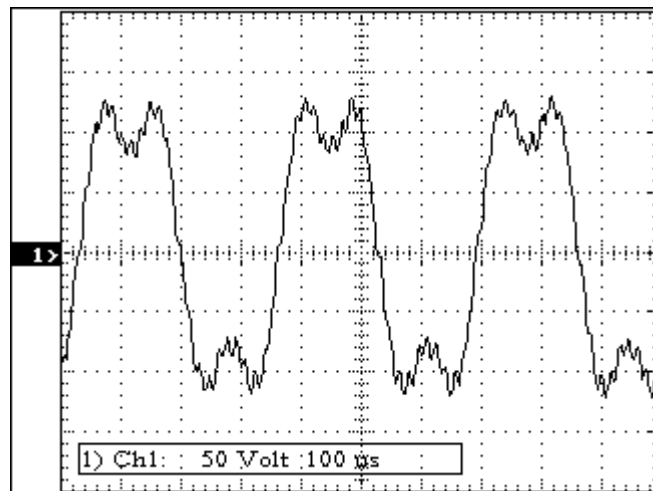


Figura. 4.24 – Tensão aplicada na lâmpada com 3 kHz a fundamental e 33% do 3º harmônico.

A partir desta forma de onda montou-se a Tabela 4.6 para comparação dos valores experimentais com os simulados.

Tabela 4.6 – Comparação das tensões experimentais e simuladas para o modelo de FERRERO.

Tensão instantânea medida experimentalmente (V)	Tensão instantânea medida por simulação (V)	Tempo de ocorrência do sinal (μs)
0	0	0
52,6	55,7	10
100,8	98,0	24
98,6	102,3	54
74,5	80,7	78
100,8	94,3	100
116,1	112,0	118
100,8	95,1	138
32,6	25,3	158
-22,2	-19,4	168
-57,0	-60,7	178
-96,4	-96,6	190
-109,3	-106,9	196
-72,3	-99,6	226
-98,6	-95,6	268
-113,9	-112,4	286
-98,6	-92,0	306
-52,6	-44,9	324
-4,4	-6,0	332

A partir dos dois modelos estudados nota-se que o modelo MADER-HORN não apresentou uma resposta fiel aos sinais de corrente com injeção de harmônicos. Durante a simulação foram alterados os valores do capacitor CP responsável pela constante de carga da lâmpada porem ainda não obedeceu aos experimentos práticos este modelo responde mais fielmente como visto no capítulo 1 quando alimentado quando se deseja modelar em freqüências baixas como 50 e 60 Hz. O modelo FERRERO em freqüências acima de alguns kHz apresenta uma resposta mais coerente aos ensaios de laboratórios. Na Tabela 4.6 o erro máximo encontrado entre os valores experimentais e o simulado de 23% e justamente em tensões acima de 80 V onde é evidenciado na Figura. 4.24 a maior incidência de *spikes* que contribuirão para este erro. Para valores abaixo de 80 V onde não há variação do harmônico o erro ficou em no máximo 15%.

4.8 CONCLUSÕES

A partir dos resultados experimentais obtidos pode-se concluir que a escolha da técnica de modulação por injeção de harmônicos de corrente mostrou-se eficiente para a não excitação da ressonância acústica. Isto válido tanto para regiões onde não se presenciou a RA bem como regiões onde se manifestou.

Amplitude do terceiro harmônico é fator determinante para excitação ou não da RA. Um fator importante é que as formas de onda de sinais com harmônicos injetados na saída do inversor são sintetizados na carga diferente que de aplica onda quadra e os sinais começam a comportar semelhantes como um circuito de carga e descarga RC. Isto mostra como foi importante a modelagem da lâmpada no capítulo 1, pois estes modelos apresentaram apresentou as mesmas formas de onda nos testes experimentais.

A técnica de injeção de harmônicos também não excita a RA durante a etapa de processo de partida da lâmpada. Desde que obedeça que a amplitude do terceiro harmônicos fique acima de 30% da fundamental.

O projeto do filtro de carga, proporcionou uma redução do volume e peso do filtro, atendeu as condições como visto no capítulo 3 de não inversão de fase e filtrou as frequências menores que 20 kHz. Foi feito um teste aplicando frequência acima de 20 kHz e o sinal de tensão aplicado a lâmpada foi atenuado.

O circuito ignitor no laboratório foi ligado a uma distância de 2 metros a lâmpada. Ao aumentar o comprimento do cabo entre ignitor e lâmpada, o valor da capacitância parasita do cabo aumenta ao ponto de poder comprometer a partida da lâmpada. Um valor típico de capacitância é de 70 pF para cada 1,0 m de cabo. Então, comparando este novo acréscimo de capacitância a uma distância máxima de 12 m da lâmpada, valor prático de instalação de uma lâmpada a um iluminaria em um poste de luz, o ignitor proposto pode ser instalado desde que se mude o valor da frequência ignição como visto na Figura. 3.22 que irá gerar uma nova frequência de ignição de 70,44 kHz continuando validando a para ignição da lâmpada.

CONCLUSÕES FINAIS.

Este trabalho apresentou o estudo e o desenvolvimento de um reator eletrônico para lâmpada de vapor de sódio de alta pressão HPS usando a técnica de injeção de harmônicos com a finalidade de não excitar a ressonância acústica.

Inicialmente, foi abordado um estudo dos conceitos de luminotécnica, uma revisão sobre as lâmpadas de descarga, apresentando as vantagens e as desvantagens associadas aos diferentes tipos de lâmpadas. Estudou-se o paralelogramo de potência abordando quais os níveis de tensão que devem ser aplicados a este tipo de lâmpada e realizou-se um modelo SPICE de uma lâmpada vapor de sódio de 70 W. Este modelo foi utilizado em todas as simulações deste trabalho e foi comprovado em laboratório validando este modelo.

O modelo SPICE desenvolvido para lâmpadas HPS de 70 W, mostrou-se válido para as simulações no inversor quando se aplicou a injeção de correntes com harmônicos via modulação PWM em três níveis. Ao se mudar os valores do índice de modulação no circuito inversor os valores de correntes na lâmpada obedecerão aos valores desejados com um erro máximo de 7% do valor teoricamente calculado. O modelo desenvolvido não necessita de conhecimentos prévios da composição do gás, diâmetro e outras variáveis difíceis de serem adquiridas.

Em seguida, foi realizada uma revisão bibliográfica sobre o fenômeno da ressonância acústica, através desta revisão foram identificados diferentes métodos para eliminar este problema. A partir desta revisão, a técnica de injeção de harmônicos como foi pouco estudada no meio científico foi explorada neste trabalho.

Um capítulo foi destinado aos cálculos dos componentes do reator eletrônico. A partir deste método, foi possível identificar os componentes: de retificador, do filtro de carga, do ignitor do inversor para o desenvolvimento do reator. No desenvolvimento dos componentes do reator, uma simulação foi realizada com a utilização do software MICRO-CAP 9 cujos resultados validaram o método utilizado para o cálculo dos componentes.

Desenvolveu-se as placas de circuito impresso e montou-se um reator protótipo e foi possível realizar uma varredura em frequência, a fim de buscar verificar a existência de zonas livres do fenômeno da ressonância acústica numa lâmpada vapor de sódio de 70 W. Foi observada, em laboratório, uma região onde se manifestava a ressonância acústica. E foram feitos dois testes: um aplicando-se harmônicos onde não se presenciou a ressonância acústica, com o objetivo de observar se esta técnica excita a RA e outro onde foi observado a excitação da RA e ficou comprovado a injeção de corrente com harmônicos neste mesmo valor de frequência não excita a RA.

O processo de ignição desenvolvido foi fundamental para que se evitasse os erros de proteção do circuito de comando que desarmava e gerava falhas no inversor. A implementação no código do FIRMWARE de um conjunto de incrementos de tensão de aproximadamente 10% de 50 em 50 segundos também diminuiu o tempo de partida da lâmpada quando comparada com reatores eletromagnéticos.

Para a validação do método de injeção de corrente com harmônicos via PWM, realizaram-se verificações experimentais analisando as magnitudes de cada harmônico e verificou que a excitação da RA está diretamente relacionada com a amplitude do terceiro harmônico e quando este valor fica abaixo de 30% a lâmpada depois da ignição não continua eu processo de partida extinguindo-se o arco. Na lâmpada em teste do laboratório, onde o fenômeno de manifestou quando se aplicou a mesma frequência com o harmônico, observou que a RA não foi excitada e em regiões onde a RA não se manifestou a técnica de injeção de correntes por harmônico também não excita a RA.

Sendo assim, os objetivos do trabalho foram plenamente alcançados com o desenvolvimento de um reator eletrônico para lâmpada de vapor de sódio de alta pressão, sem excitação ressonância acústica, apresentando a vantagem da técnica de injeção de harmônicos.

PROPOSTAS PARA CONTINUIDADE DO TRABALHO.

- a) **Estudo de formas de onda moduladas aplicadas a lâmpada.** Aprofundar formas de ondas moduladas: sinais trapezoidais, modulados em amplitude, e mudar os níveis de harmônicos em outras faixas para não excitar a ressonância acústica e atender as normas para o fator de crista;
- b) **Fazer estudos sobre o controle da tensão contínua do barramento.** Fazer com que se mantenha potência constante na lâmpada, considerando o seu envelhecimento, comportamento esse apresentado no capítulo 1;
- c) **Implementar um sistema controle de fator de potência.** Desenvolver um sistema de controle em condução contínua por controle por valor médio da corrente;
- d) **Estudar o aumento da eficiência luminosa em função da potência elétrica fornecida ao conjunto reator eletrônico.** Fazer análise da eficiência e um estudo do nível das amplitudes de harmônicos a fim de verificar sua eficiência energética;
- e) **Estudar a técnica de injeção de harmônicos em lâmpadas de 250 W. Visando o funcionamento sem a ressonância acústica com o atendimento das normas vigentes;**
- f) **Estudar a implementação desta técnica usando microcontroladores mais simples.** Com o objetivo de melhorar a relação custo/benefício;
- g) **Levantar as características luminotécnicas do reator.** Comparar a eficiência energética, iluminamento e luminância da técnica de injeção de correntes harmônicas em relação a outros tipos de modulação.
- h) **Modelamento SPICE para outras potências de lâmpada:** Adaptar o modelo SPICE para outras potências de lâmpada existentes com injeção de correntes de harmônicos.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] BOWERS.B, "Historical review of artificial light sources", *IEE Proc. Pt. A. Vol 127, Nº3, april 1980, pp 127-133.*
- [2] <http://www.inmetro.gov.br/consumidor/produtos/incand.asp> (acessado em 01-08-2009).
- [3] http://www.fiec.org.br/iel/bolsaderesiduos/Artigos/Artigo_Lamp_Fluorecente.pdf (acessado em 02-08-2009).
- [4] www.apliquim.com.br com arquivo link para ASEC (acessado em 31-08-2009). www.asec.com.br/.../Doc_Encontro04_FernandoRodriguesdaSilva.pdf
- [5] A. R. SEIDEL, M. POLONSKII, *Reatores Eletrônicos para Iluminação Fluorescente. Ijuí: Editora UNIJUI, 2008.*
- [6] L. L. F. SILVA, *Iluminação Pública no Brasil. Aspectos Energéticos e Institucionais. Dissertação de M. P. E., Universidade Federal do Rio de Janeiro (UFRJ), Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2006.*
- [7] J. C. RAGONE, S. R. ABREU, M. C. B. RODRIGUES, M. V. RIBEIRO, D. P. PINTO, H. A. C. BRAGA, "Uma Proposta de Redução de Custos no Gerenciamento e na Manutenção de Redes de Iluminação Pública." *IV Congresso de Inovação Tecnológica em Energia Elétrica (IV CITENEL), Araxá, novembro, 2007.*
- [8] <http://www.eletrobras.gov.br/procel/site/areadeatuacao/iluminacaopublica> (acessado em 13/09/2009).
- [9] J.R COATON AND A.M.MARSDEN, *Lamps and Lighting, fourth edition, Arnold 1997.*
- [10] PROGRAMA NACIONAL DE ILUMINAÇÃO PÚBLICA EFICIENTE — Reluz. *Elaborado pela Eletrobrás através do Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica PROCEL, PROCEL/Eletrobrás, 2004.*
- [11] <http://www.lamptech.co.uk/Documents/SO1%20Introduction.htm> (acessado em 11-08-2009)

- [12] MANUAL DO LUMINOTÉCNICO PRÁTICO. Osram do Brasil. disponível em <http://br.osram.info/download/catalogo/catalogo2008> (acessado em 04-08-2009).
- [13] MEYER, CHR., NIENHUIS, H.: Discharge Lamps, *Philips Technical Library*, 1988.
- [14] http://pt.wikipedia.org/wiki/Espectro_eletromagnético (acessado em 01-08-2009).
- [15] METAL HALIDE LAMPS INSTRUCTIONS FOR THE USE AND APPLICATION. Osram. Disponível em <http://br.osram.info/download/catalogo/catalogo2008/> (acessado em 04-08-2009).
- [16] ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. NBR 5413: *Iluminância de interiores*. São Paulo, 1992.
- [17] ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. NBR 5461: *Iluminação*. São Paulo, 2002.
- [18] http://pt.wikipedia.org/wiki/Lei_de_Planck_da_Radiação (acessado em 01-08-2009)
- [19] DE GROOT, J., VM VLIET, J.: The High-Pressure Sodium Lamp. *Philips Technical Library, Macmillan Education*, 1986.
- [20] MORAIS, L.F.M :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 *tese de doutorado 2007 Universidade Federal de Minas Gerais*.
- [21] LLUMINATING ENGENIEERING SOCIETY OF NORTH AMERICA (IESNA). *The IESNA Lighiting Handbook [CD-ROM]*.
- [22] HAMMAD H. RASHID, POWER ELECTRONICS HANDBOOK 2001 by ACADEMIC PRESS, *Capítulo 21 Electronic Ballast, pág 507-532*.
- [23] M. H. RASHID: Power Electronics. Circuits, Devices, and Applications, 2nd edition. Prentice Hall. New Jersey, 1993.
- [24] RICHARD REDL; JON D. PAUL. "A New High-Frequency Electronic Ballast for HID Lamps; Topology, Analysis, Design and Experimental Results", APEC'99.
- [25] W. E. KNOWLES MIDDLETON, The History of the Barometer, Johns Hopkins Press, Baltimore (1964), especially chap. 13.
- [26] SINHA, D. N. Acoustic Resonance Spectroscopy (ARS). *IEEE Potential*. v.44. p. 630-637. Outubro 1997.

- [27] CÓ, M.A. ET AL. Microcontrolled Electronic Gear for low metal halide (MH) and High-pressure sodium (HPS) lamps. *Conference Records of Industry Applications Society Annual Meeting. V.3. p. 1863-1868. 2002.*
- [28] MARCHESAN, TIAGO B. Integração de conversores estáticos aplicados a sistemas de iluminação pública. Santa Maria. *Exame de Qualificação (Doutorado em Engenharia Elétrica) – PPGEE/UFSM. 2006. 95p.*
- [29] <http://www.indelapa.com.br/info.asp> (acessado em 11-08-2009).
- [30] MADER, U., HORN, P.: "A dynamic model for the electrical characteristics of fluorescent lamps," *IEEE Industry Applications Society Meeting, Conf. Records, pp. 1928-1934, 1992.*
- [31] FERRERO, F.J.; BLANCO, C.; PÉREZ, A.;VEGA, M.G.; SECADES, M.R. A Pspice Model for HPS Lamps Operated at High Frequency. In: *IEEE IAS 00 (Outubro 2000: Roma, Italia). Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Roma, 2000, pp. 3423-3426.*
- [32] J.M.ALONSO, J. RIBAS, M. RICO-SECADES, J.G. GARCIA, J.CARDESIN, 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.*
- [33] http://www.iaeel.org/IAEEL/NewsI/1995/tva1995/HumFa_2_95.html (acessado em 11-08-2009).
- [34] GILBERTO JOSÉ CORRÊA DA COSTA, “Iluminação Econômica Cálculo e Avaliação”, Editora EDIPUCRS, Porto Alegre, 1998, 503p.
- [35] MOREIRA, VINÍCIUS DE ARAÚJO. Iluminação elétrica, Ed. Edgar Blucher Ltda, São Paulo, 1999.
- [36] LUMINOTÉCNICA Prof. Jeanine Marchiori da Luz disponível em <http://www.iar.unicamp.br/lab/luz/ld/Livros/Luminotecnica.pdf> (acessado em 12-08-2009).
- [37] DUARTE, J. L., WIJNTJENS, J., ROZENBOOM, J.: “Getting more from fluorescent lamps through resonant converters,” *Proc. IECON, San Diego, pp. 560–563, 1992.*
- [38] PONCE, M., ARAU, J., ALONSO, J. M., RICO-SECADES, M.: “Electronic ballast based on class E amplifier with a capacitive inverter and dimming for photovoltaic applications,” *Proc. APEC, pp. 1156-1162, 1998.*

- [39] GULKO, M., BEN-YAAKOV, S.: "Current-sourcing push-pull parallel resonance inverter (CS-PPRI): theory and application as a discharge lamp driver," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 41, No. 3, pp. 285–291, June 1994.
- [40] LIN, M.-S., HO, W.-J., SHIH, F.-Y., CHEN, D.-Y., WU, Y.-P.: "A cold cathode fluorescent lamp driver circuit with synchronous primary side dimming control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 45, No. 2, pp. 249–255, April 1998.
- [41] ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE ARQUITETOS DE ILUMINAÇÃO. *Manual de orientação profissional*, ASBAI, São Paulo, 2006.
- [42] <http://www.inmetro.gov.br/consumidor/produtos/reator.asp> (acessado em 11-08-2009)
- [43] ALLING, W. R.: "Important design parameters for solid-state ballasts," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 25, No. 2, pp. 203–207, March=April 1989.
- [44] PERIN, A. J. O estado da arte na tecnologia de conversores eletrônicos para lâmpadas de descarga de alta pressão - *Relatório Interno. INEP- UFSC*, 2001.
- [45] DENNEMAN, J. W., "Acoustic resonance in high frequency operated low wattage metal halide lamps. *Philips Journal of Research*, 1983.
- [46] WITTING, H. L., "Acoustic resonances in cylindrical high-pressure arc discharge. *J. Appl. Phys.*, Vol. 49, n°5, May 1978, pp 2680-2683.
- [47] HOLTSLAG, A. H., "Method and controller for detecting arc instabilities in gas discharge lamps. *U.S. Patent number 5,569,984*, 1996.
- [48] CALDEIRA, P., BOURDILLON, L., HOLTSLAG, A. H. QIAN, J., "Controller for a gas discharge lamp with variable inverter frequency and with lamp power and bus voltage control. *U.S. Patent number 5,623,187*, 1997.
- [49] ZHOU, J., "A novel method for testing acoustic resonance of HID lamps. *APEC'99*, pp 480-485.
- [50] PENG, II., RATANAPANACHOTE, S., ENJETI, P., LASKAI, L. AND PITEL, I., "Evaluation of acoustic resonance in metal halide (MB) lamps and an approach to detect its occurrence , *IEEE Industry Application Society* 1997, pp 2276 – 2283.
- [51] SHFER, R.; STORMBERG, H. P., "Investigations on the fundamental longitudinal acoustic resonance of high pressure discharge lamps. *Journal Appl. Phys.*, May 1982, pp 3476-3480.

- [52] YAO C. HSIEH, MING J. SOONG, HSIEN W. CHEN, CHIN S. MOO; **Detection of acoustic resonance in metal halide lamps**, *HAIT Journal of Science and Engineering B, Volume 2, Issues 5-6, pp. 821-829 2005 Holon Academic Institute of Technology.*
- [53] BEN-YAAKOV, S.; GULKO, M.; MEDINI, D. **“Design and performance of a electronic ballast for high-pressure sodium (HPS) lamp.** *IEEE Transaction on Industrial Electronic, vol. 44, 1997, pp: 486-491.*
- [54] **“SIDACTor data book and design guide”**, *Teccor Electronics, 2002.*
- [55] 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.*
- [56] IEC - **“EMC The Role and Contribution of IEC standards”**, *IEC, 2001.*
- [57] BARBI, I, DE SOUZA, A. F., **Retificadores de Alto Fator de Potência.** *Apostila do Curso. - UFSC Florianópolis, 1996.*
- [58] NORMA IEC 61000-3-2, **“Update on IEC 61000-3-6: Harmonic Emission Limits for Customers Connected to MV, HV, and EHV”.** *Mark McGranaghan , IEEE PES, PARIS 2006.*
- [59] BATSCHAUER, A. L., **"Projeto de Reatores Eletrônicos para Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão de 250 W e 400 W ,** *Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) UFSC – INEP, Florianópolis, 2002.*
- [60] 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.*
- [61] J.CARDESIN, J.M. ALONSO, E. LOPEZ-COROMINAS, A.J. CALLEJA, J. RIBAS, M. RICO-SECADES e J.G. GARCIA. **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.*
- [62] J.CARDESIN, J.M. ALONSO, E. LOPEZ-COROMINAS, A.J. CALLEJA, J. RIBAS, M. RICO-SECADES E J.G. GARCIA. **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.*
- [63] 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.*

- [64] 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.
- [65] 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.
- [66] J.CARDESIN, J.GARCIA, 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.
- [67] 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.
- [68] A.S. ANDRE E A.J. PERIN. Reator eletrônico para lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão de 400 W sem ressonância acústica. *IEEE International Conference on Industrial Applications-INDUSCON*, (6), 2004. CDROM.
- [69] 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.
- [70] SELEME ISAAC SELEME JÚNIOR. Projeto de Controle no Domínio da Freqüência – Chopper Boost Controle em Modo de Corrente. *Apostila do curso de Técnicas de Controle de Conversores Estático de Potência*. PPGEE – UFMG. 2009.
- [71] J. A. POMÍLIO. Pré-reguladores de Fator de Potência. (acessado em 21-08-2009). <http://www.dsce.fee.unicamp.br/%7Eantenor/pfp.html>
- [72] S. R. SANDERS, J. M. NOWOROLSKI, X. Z. LIU E G. VERGHESE, Generalized Averaging Method for Power Conversion Circuits. *IEEE Trans. On Power Electronics*, vol. 6, no. 2, pp. 251- 259, Abril 1991.
- [73] ROBERT W. ERICKSON. *Fundamentals of Power Electronics*. Chapman and Hall, 1997.
- [74] HOLTSLAG, A. H., "Method and controller for detecting arc instabilities in gas discharge lamps . U.S. Patent number 5,569,984, 1996.
- [75] <http://www.coilcraft.com/pdfs/mintrans.pdf> (acessado em 01-08-2009)
- [76] IGBT IRGB20B60PD1 www.irf.com/product-info/datasheets/data/irgb20b60pd1.pdf (acessado em 01-08-2009).

[77] CALDEIRA, P., BOURDILLON, L., HOLTSLAG, A. H. AND QIAN, J., "Controller for a gas discharge lamp with variable inverter frequency and with lamp power and bus voltage control . U.S. Patent number 5,623,187, 1997.

[78] Micro-CAP 9 - versão estudantil. SPECTRUM SOFTWARE www.spectrum-soft.com

[79] BEN-YAAKOV, SHVARTSAS, M., S., A Spice compatible model of high intensity discharge lamps. *Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE , Volume: 2 , 27 June - 1 July 1999 Page(s): 1037 -1042 vol.2*

[80] MOHAN NED MOHAN, TORE M. UNDELAND, WILLIAM P. ROBBINS *Power Electronics: Converters, Applications, and Design 3rd Ed - January 2007*

ANEXOS

5.1 MODELO SPICE DA LÂMPADA VAPOR DE SÓDIO HPS 70 W.

```

* IFMG Helbert
* Converted From Micro Cap Source file to PSPICE
CP 40 0 1U
EF 50 0 VALUE = {SQRT(V(40,0))}
EK 30 0 VALUE = {(I(VA))}
EL 10 15 VALUE = {(I(VA)*((97.72)+(0.174/(V(50,0)))))}
EP 4 0 VALUE = {V(30,0)*V(30,0)}
LIN 5 10 0.926M
RF 0 50 1K
RIN 7 5 .15
RK 0 30 1K
RP 40 4 1K
VA 15 0 0
VIN 7 0 DC 0 AC 1 0 PULSE -120 120 0 0 0 50U 100U
*
.MODEL S1 VSWITCH ()
.MODEL S11 VSWITCH ()
*
.OPTIONS ACCT LIST OPTS ABSTOL=1pA CHGTOL=.01pC DEFL=100u DEFW=100u DEFNRD=0
+ DEFNRS=0 DEFPPD=0 DEFPS=0 DIGDRVF=2 DIGDRVZ=20K DIGERRDEFAULT=20 DIGERRLIMIT=0
+ DIGFREQ=10GHz DIGINITSTATE=0 DIGIOLVL=2 DIGMNTYMX=2 DIGMNTYSYSCALE=0.4 DIGOVRDRV=3
+ DIGTYMXSCALE=1.6 GMIN=1p ITL1=100 ITL2=50 ITL4=50 PIVREL=1m PIVTOL=.1p RELTOL=1m
+ TNOM=27 TRTOL=7 VNTOL=1u WIDTH=80
*
.LIB "C:\MC9\library\NOM.LIB"
*
.TEMP 27
.TRAN 0.0002 10e-3 0 1000n
.PRINT TRAN (I(VA)*50) (V(10)-V(0))
.PLOT TRAN (I(VA)*50) (V(10)-V(0)) -120,120
.PROBE
.END

```

5.2 MODELO SPICE DO RETIFICADOR COM FILTRO IEM.

```

* IFMG Helbert
* Converted From Micro Cap Source file to PSPICE
*
C2 Vcc-iem 0 370U
CF 4 2 330N
D1 4 Vcc-iem 1N4007
D2 2 Vcc-iem 1N4007
D3 0 4 1N4007
D4 0 2 1N4007
LF 1 4 7.149M
RO-IEM Vcc-iem 0 241.4
VACF INTERIOR_NONE1 2 SIN (0 148.5 60 0 0 0)
RVACF 1 INTERIOR_NONE1 0.001 ;added by VACF
*
*** Params not used in spice RL=200.140386MEG
.MODEL 1N4007 D (IS=3.507061N N=1.695189 BV=1K IBV=100.000001P RS=121.232918M
+ TT=7.213475N CJO=34.327536P VJ=700M M=473.117165M)
*
.OPTIONS ACCT LIST OPTS ABSTOL=1pA CHGTOL=.01pC DEFL=100u DEFW=100u DEFNRD=0
+ DEFNRS=0 DEFPD=0 DEFPS=0 DIGDRVF=2 DIGDRVZ=20K DIGERRDEFAULT=20 DIGERRLIMIT=0
+ DIGFREQ=10GHz DIGINITSTATE=0 DIGIOLVL=2 DIGMNTYMX=2 DIGMNTYSCALE=0.4 DIGOVRDRV=3
+ DIGTYMXSCALE=1.6 GMIN=1p ITL1=100 ITL2=50 ITL4=10 PIVREL=1m PIVTOL=.1p RELTOL=1m
+ TNOM=27 TRTOL=7 VNTOL=1u WIDTH=80
*
.LIB "C:\MC9\library\NOM.LIB"
*
.TEMP 27
*
.TRAN 0.006 300m 0 1u
.PRINT TRAN V(VCC) V(VCC) V(VCC-IEM) AVG(V(VCC)) V(VAC) V(VAC) I(VAC) I(VACF)
+ PD(RO) PD(RO-IEM) V(VCC) AVG(V(VCC)) V(VAC) I(VAC) I(LF) V(CF)
.PLOT TRAN V(VCC) V(VCC) V(VCC-IEM) AVG(V(VCC)) V(VAC) V(VAC) I(VAC) I(VACF)
+ PD(RO) PD(RO-IEM) V(VCC) AVG(V(VCC)) V(VAC) I(VAC) I(LF) V(CF) -800,1200
.PROBE
.END

```

5.3 MODELO SPICE DO IGNITOR.

```

* IFMG Helbert
* Converted From Micro Cap Source file to PSPICE
*
C1 Vig 0 5N
L1 1 Vig 877U
VIN 1 0 DC 0 AC 0 0 PULSE -125 125 0 0 0 7.25U 14.5U
*
.OPTIONS ACCT LIST OPTS ABSTOL=1pA CHGTOL=.01pC DEFL=100u DEFW=100u DEFNRD=0
+ DEFNRS=0 DEFPD=0 DEFPS=0 DIGDRVF=2 DIGDRVZ=20K DIGERRDEFAULT=20 DIGERRLIMIT=0
+ DIGFREQ=10GHz DIGINITSTATE=0 DIGIOLVL=2 DIGMNTYMX=2 DIGMNTYSCALE=0.4 DIGOVRDRV=3
+ DIGTYMXSCALE=1.6 GMIN=1p ITL1=100 ITL2=50 ITL4=10 PIVREL=1m PIVTOL=.1p RELTOL=1m
+ TNOM=27 TRTOL=7 VNTOL=1u WIDTH=80
*
.LIB "C:\MC9\library\NOM.LIB"
*
.TEMP 27
*
.TRAN 8e-006 0.4m 0
.PRINT TRAN V(VIN)
.PLOT TRAN V(VIN) -140,140
.PRINT TRAN V([VIG]) V([VIG])
.PLOT TRAN V([VIG]) V([VIG]) -2500,2500
.PRINT TRAN I(L1)
.PLOT TRAN I(L1) -8,8
*
.PROBE
.END

```

5.4 ESPECTRO DAS ONDAS ELETROMAGNÉTICAS.

O espectro eletromagnético é o intervalo completo da radiação eletromagnética, que contém desde as ondas de rádio, as microondas, o infravermelho, a luz visível, os raios ultravioleta, os raios X, até a radiação gama conforme mostrada na Figura. 5.1 [9].

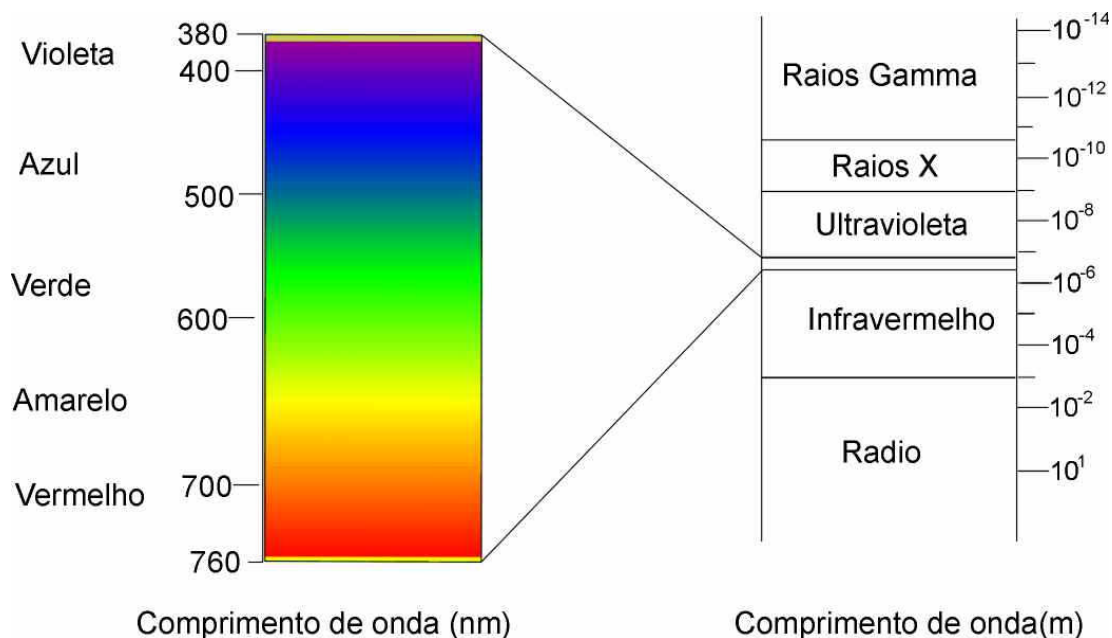


Figura. 5.1 - Espectro eletromagnético [14].

A região em destaque é importante para o desenvolvimento do presente trabalho.

5.4.1 Radiações infravermelhas e ultravioletas.

As radiações infravermelhas: É uma radiação não ionizante na porção invisível (ao seres humanos) do espectro eletromagnético que está adjacente aos comprimentos de onda próxima ao vermelho do espectro da luz visível. O seu comprimento de onda situa entre 760 nm a 10.000 nm, caracterizado por seu efeito calorífico. São radiações produzidas em circuitos elétricos normalmente através de resistores aquecidos ou por lâmpadas incandescentes especiais cujo filamento trabalha em temperatura mais reduzida (lâmpadas infravermelhas). Possui aplicações na agricultura, na medicina, na indústria e etc [16].

Radiações ultravioletas: Caracterizam-se por sua elevada ação química e pela excitação da fluorescência de diversas substâncias. Normalmente é dividida em três grupos [15].

- **UV-A:** A quase totalidade (99%) dos raios ultravioletas que efetivamente chegam à superfície da Terra é deste tipo. Seu comprimento de onda fica entre de 315 nm a 400 nm podendo ser gerada artificialmente através de uma descarga elétrica no vapor de mercúrio em alta pressão. Essas radiações não afetam a visão humana, não possuem atividades pigmentárias sobre a pele humana, e atravessam praticamente todos os tipos de vidros comuns.
- **UV-B:** Esta radiação é parcialmente absorvida pelo ozônio da atmosfera e sua parcela que chega à Terra é responsável por danos à pele. Seu comprimento de onda está entre 280 nm a 315 nm. Esses raios são utilizados unicamente para fins terapêuticos. São também gerados artificialmente por uma descarga elétrica no vapor de mercúrio em alta pressão.
- **UV-C:** Esta radiação é totalmente absorvida pelo oxigênio e o ozônio da atmosfera. Seu comprimento de onda está entre 100 nm a 280 nm afeta a visão humana, produzindo irritação dos olhos. Essas radiações são absorvidas quase integralmente pelo vidro comum, que funciona como filtro, motivo pelo qual as lâmpadas germicidas possuem bulbos de quartzo [36].

5.4.2 O espectro visível.

A luz é uma pequena porção do espectro eletromagnético, que se encontra entre as radiações ultravioletas e as radiações infravermelhas. Ao longo deste espectro, verifica-se que, além da impressão luminosa, obtém-se também a impressão de cor. Essa sensação de cor está intimamente ligada aos comprimentos de ondas das radiações [14]. Verifica-se que os diferentes comprimentos de onda produzem diversas sensações de luminosidade. Isto é, o olho humano não é igualmente sensível a todas as cores do espectro visível. A ILLUMINATING ENGINEERING SOCIETY OF NORTH AMERICA (IESNA) define luz como “energia radiante que é capaz de excitar a retina e produzir a sensação visual” [21]. O conceito de luz está combinado pela geração de energia radiante e da sensação visual.

5.4.3 Formas de geração da luz.

Como toda onda eletromagnética a luz é um tipo de energia que pode passar de um corpo para o outro sem a necessidade de qualquer substância material entre estes corpos. Isto é chamado de radiação que podem ser geradas por dois tipos de fontes de luz: Incandescente e luminescente [19].

- **INCANDESCENTE:** A energia luminosa é gerada a partir da incandescência de um filamento de tungstênio, que é o material que mais se adaptou às elevadas temperaturas que se verificam no interior das lâmpadas. A relação de luminosidade pela energia gerada é baixa, pois mais da metade da energia entregue à lâmpada é perdida em forma de calor.
- **LUMINESCENTE:** Baseia-se na condução de corrente elétrica em um meio gasoso, quando em seus eletrodos se forma uma tensão elevada capaz de vencer a rigidez dielétrica do meio. Os meios gasosos mais utilizados são o vapor de mercúrio ou o argônio. Uma descarga elétrica é estabilizada entre os eletrodos que ficam alojados em um invólucro refratário.

5.5 REVISÃO SOBRE ALGUNS CONCEITOS DE LUMINOTÉCNICA.

a) **INTENSIDADE LUMINOSA:** Intensidade luminosa, na direção perpendicular, de uma superfície plana de $1/600$ metros quadrados de área, de um corpo negro à temperatura de solidificação da platina, sob pressão de 101.325 pascais. A intensidade luminosa é a grandeza de base do sistema internacional para iluminação. Sua unidade é a candela (cd) [17].

b) **FLUXO LUMINOSO:** é a potência de radiação total emitida por uma fonte de luz, ou é a potência de energia luminosa de uma fonte percebida pelo olho humano. O lúmen pode ser definido como o fluxo luminoso emitido segundo um ângulo sólido de um esterradiano. A sua unidade é o lúmen (lm) [17].

Tabela 5.1 - Alguns valores de fluxo luminosos de algumas lâmpadas [36].

Tipo de lâmpada	Fluxo luminoso (lm)
Lâmpada incandescente de 100 W	1000
Lâmpada fluorescente de 40 W	3250
Lâmpada vapor de mercúrio 250 W	12.700
Lâmpada multi-vapor metálico de 250 W	17.000
Lâmpada vapor de sódio HPS 250 W	27.000

c) **EFICIÊNCIA LUMINOSA OU EFICIÊNCIA ENERGÉTICA:** A sua unidade é o lúmen/watt (lm/W) que é a relação entre o fluxo luminoso emitido por uma lâmpada e a potência elétrica desta lâmpada. As lâmpadas se diferenciam não só pelos diferentes fluxos luminosos que elas irradiam, mas também pelas diferentes potências que consomem. Para poder compará-las é necessário a relação entre lumens são gerados por watt absorvido [17].

Na Figura. 5.2 é apresentado um gráfico comparando a eficiência energética entre vários tipos de lâmpadas fabricados no Brasil pela OSRAM [12]. Através deste gráfico pode-se comprovar o alto rendimento da lâmpada de vapor de sódio. Observa-se no gráfico que a lâmpada de vapor de sódio apresenta uma eficiência de até 140 lm/W.

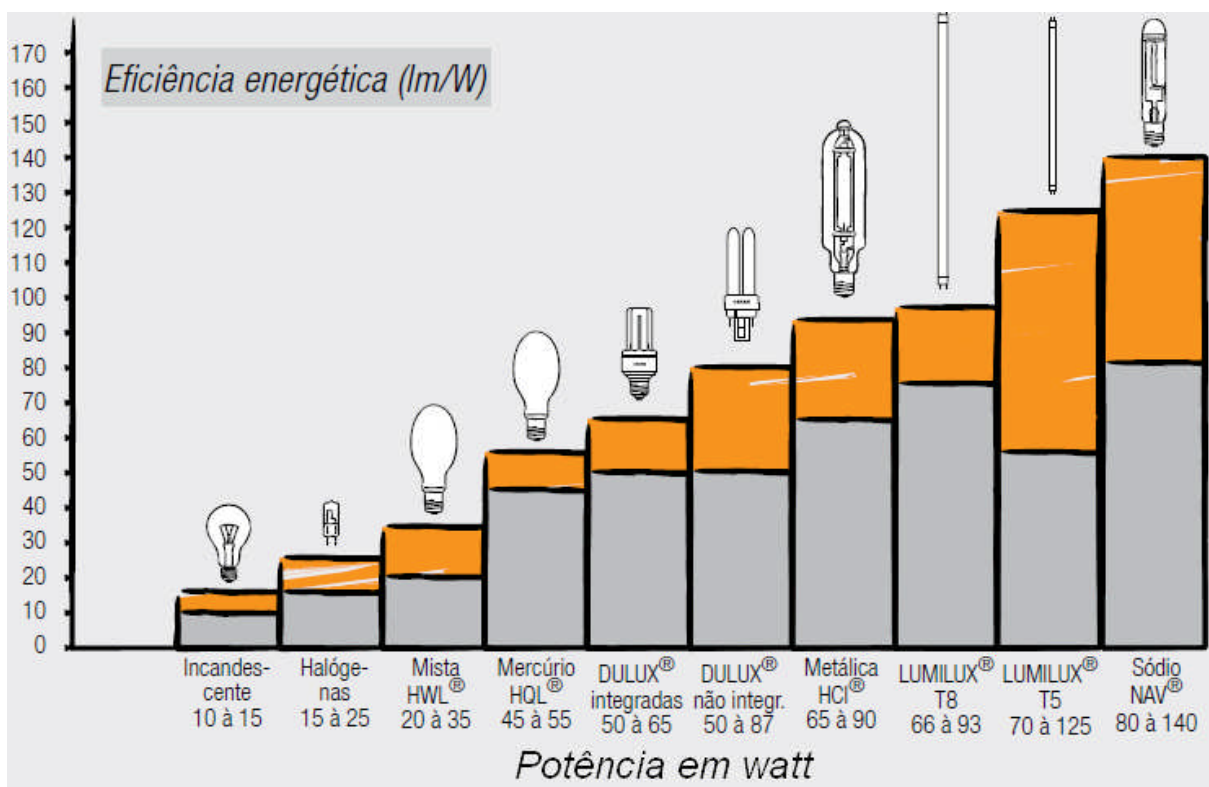


Figura 5.2 - Eficiência energética de algumas lâmpadas da OSRAM 2009 [12].

d) **ILUMINÂNCIA OU ILUMINAMENTO:** O iluminamento refere-se ao fluxo luminoso de uma superfície plana de um metro quadrado de área, sobre a qual incide perpendicularmente um fluxo luminoso de um lúmen, uniformemente distribuído na direção normal. A sua unidade é o lux representado por (lx) [17].

Tabela 5.2 - Alguns valores de iluminamento [36].

Tipo de ambiente	Iluminância (lx)
Dia ensolarado de verão em local aberto	100.000
Dia ensolarado de verão em local coberto	20.000
Dia escuro de inverno	3.000
Boa iluminação de rua	40
Noite de lua cheia	0.25
Luz de uma estrela	0.01

e) **LUMINÂNCIA:** A luminância de uma fonte é a intensidade luminosa de uma candela sobre um metro quadrado de área. Luminância é uma variável que está relacionada a excitação visual. Sua unidade é cd/m^2 [17]. É através da luminância que o homem visualiza todo o seu redor é quantitativo quanto o brilho é sensitivo. A luminância é percebida pela diferença entre zonas claras e escuras que permite que se aprecie, por exemplo, um objeto;

que se aprecie um dia de sol. As partes sombreadas são aquelas que apresentam à menor luminância em oposição às outras mais iluminadas.

f) **TEMPERATURA DE COR:** Todo corpo metálico quando submetido ao calor se comportará segundo a lei de Planck. A Lei de Planck para radiação de corpo negro exprime a radiância espectral em função do comprimento de onda e da temperatura do corpo negro [17] [18]. Este corpo adquire diferentes tonalidades de cor à medida que sua temperatura aumenta. Primeiramente tem-se uma cor mais escura, tal qual o ferro, depois será vermelha a 800 graus kelvin, amarelada em 3.000 graus kelvin, branco-azulada em 5.000 graus kelvin. A sua cor será cada vez mais clara até atingir seu ponto de fusão. Criou-se, então uma correlação entre a temperatura de uma fonte luminosa e sua cor, cuja energia do espectro varia segundo a temperatura de seu ponto de fusão [17]. Na Figura. 5.3 são apresentadas a temperatura de cor de algumas lâmpadas existentes A temperatura da cor da lâmpada deve ser indicada no catálogo do fabricante.

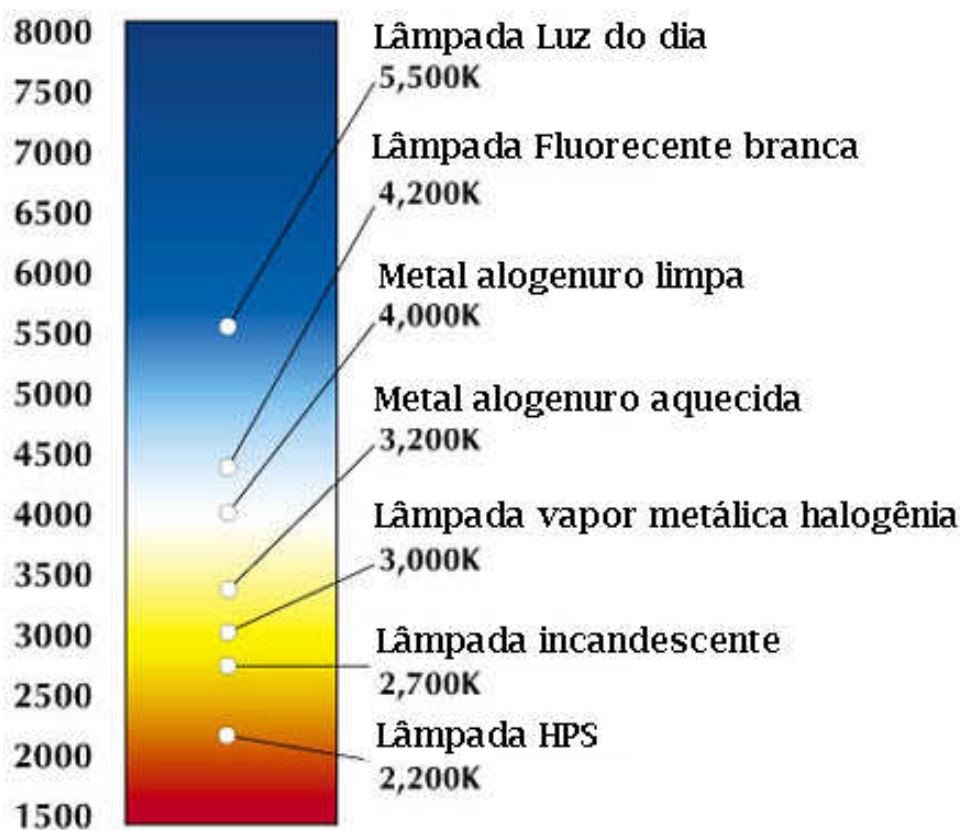


Figura. 5.3 - Valores de temperatura de cor de algumas lâmpadas.

g) **O ÍNDICE DE REPRODUÇÃO DE COR (IRC):** Esta variável adimensional fornece a capacidade de mensurar a percepção da cor avaliada pelo cérebro. O IRC é o valor percentual

médio relativo à sensação de reprodução de cor, a partir de uma série de cores padronizadas. Para indicar de forma consistente as propriedades de reprodução de cor de uma fonte de luz, idealizou-se um índice de reprodução de cores padrões sob diferentes pontos. Um corpo negro é considerado um radiador de temperatura, de temperatura uniforme, cuja excitação será radiante em todas as partes do espectro e máximo com um valor de 100%. Normalmente, está relacionado com a lâmpada incandescente, pois este tem um comportamento próximo ao do radiador integral na Tabela 5.3 tem-se exemplos de IRC de algumas lâmpadas. Se uma fonte luminosa apresenta um índice de 60%, este estará relacionado como radiador integral que é de 100%. Um IRC em torno de 60 pode ser considerado razoável, 80 é bom e 90 é excelente. Na prática um IRC igual a 60 mostra-se inadequado para uma iluminação de loja, porém, é mais que suficiente para a iluminação de vias públicas [17]

Tabela 5.3 - Valores de IRC de algumas lâmpadas [36].

Tipo de lâmpada	IRC
Lâmpada incandescente de 100 W	100
Lâmpada fluorescente de 40 W	60
Lâmpada vapor de mercúrio 250 W	55
Lâmpada multi-vapor metálico de 250 W	70
Lâmpada vapor de sódio HPS 250 W	30

A Figura. 5.4 resume a aplicação do IRC das lâmpadas em algumas aplicações profissionais e de acordo com a norma de iluminação NBR 5413.

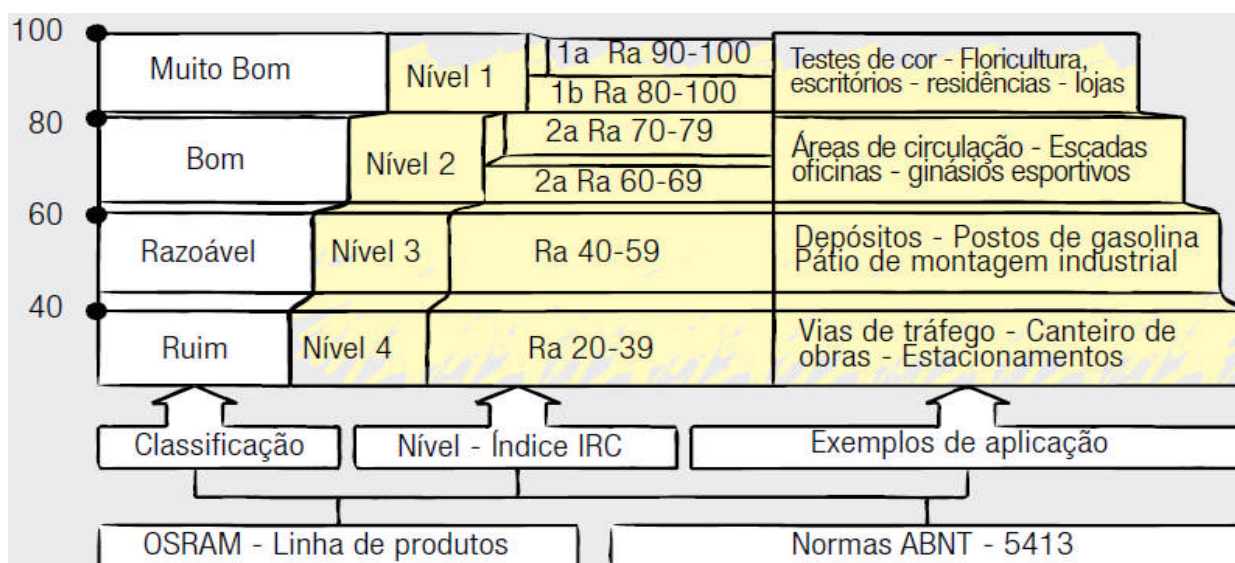


Figura. 5.4 - IRC de algumas aplicações de acordo com a Norma ABNT 5413 [16] [12].

5.6 GRÁFICO DA COMISSÃO INTERNACIONAL DE ILUMINAÇÃO-CIE

O diagrama de CIE é baseado na idéia que qualquer cor de luz pode ser criada misturando-se proporções variáveis de cores primárias (vermelho, verde e azul). Isto pode ser representado matematicamente em um gráfico por um triângulo, em que em seu perímetro é formado pelas cores puras, geradas pelo prisma ou pelo arco-íris, do azul ao vermelho. Movimentando-se para o centro do triângulo as cores saturam até tornarem-se brancas. A cromaticidade de uma lâmpada específica é representada pela posição (x, y) no gráfico de CIE Figura. 5.5 [12] [17].

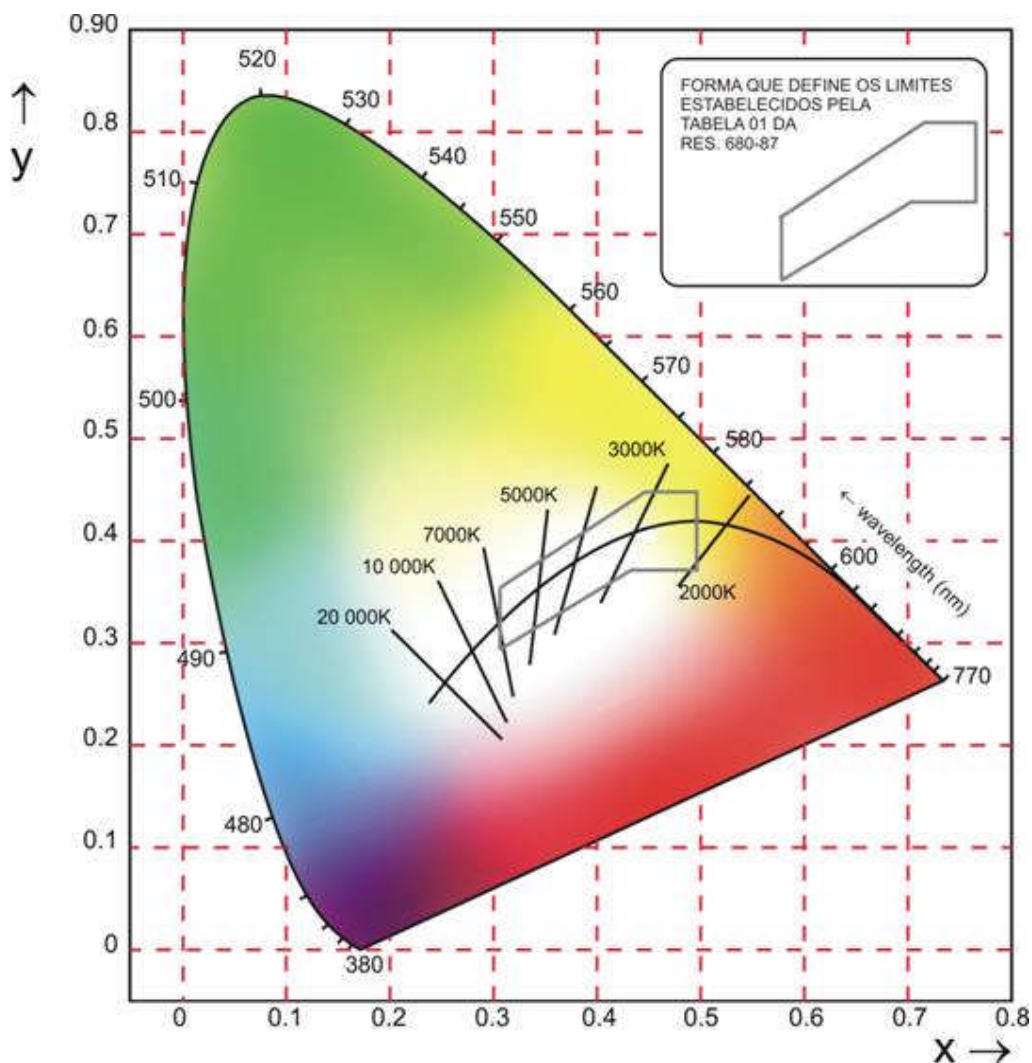


Figura. 5.5 - Diagrama CIE.

5.7 RESPOSTA ESPECTRAL DO OLHO HUMANO.

O processo visual humano utiliza a capacidade de modificar a abertura da pupila, adaptando-se a níveis de luminosidade diferentes. Quando existe muita luz a pupila se contrai e a focalização de objetos se processe principalmente na zona central da retina, próxima ao nervo ótico. Quando há pouca luz, a pupila se dilata, permitindo que a imagem se forme ao longo de sua periferia, não havendo focalização para um ponto específico. A retina é a parte do olho aonde se formam as imagens. A retina é constituída por dois tipos distintos de sensores nervosos: os cones e os bastonetes. A localização de cada uma deles é responsável pela sensibilidade à luz. Os bastonetes permitem a visão para intensidades luminosas muito pequenas (visão noturna ou escotópica), porém recebem apenas impressão de luminosidade e nenhuma impressão cromática por isso os objetos coloridos aparecem sem cor no escuro [9]. Os cones possuem a característica de ser menos sensível a exposição da luz em relação aos bastonetes. Isto gera uma visão para grandes exposições de luz no centro da retina gerando visão central, visão das cores ou fotópica [33]. Para a maioria das aplicações comerciais, é importante que a iluminação seja suficiente para proporcionar um bom nível de visão fotópica ou visão central. Neste nível de visão, consegue-se distinguir cores e focalizar objetos. Porém, quando se trata de realizar tarefas à noite, os níveis de intensidade luminosa são muito menores, assim utiliza-se à visão escotópica ou visão periférica [15].

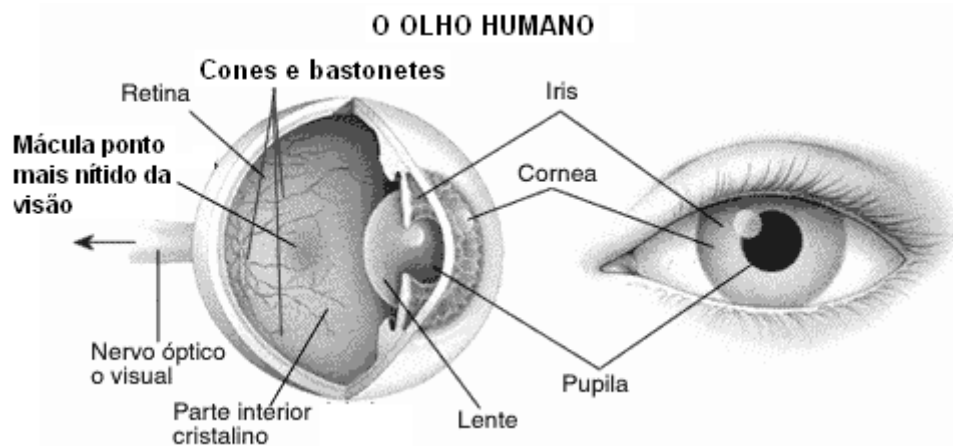


Figura. 5.6 - Visão interna do olho humano.

Josef Von Fraunhofer (1787-1826) estudou a sensibilidade da retina, mostrando que ela não só varia com a diferença de luminosidade, como também para diferentes comprimentos de onda da radiação. A curva de sensibilidade do olho humano demonstra que radiações de menor comprimento de onda (violeta e azul) geram maior intensidade de sensação luminosa

quando há pouca luz, enquanto as radiações de maior comprimento de onda (laranja e vermelho) geram comportamento contrário [34].

Na Figura. 5.7 é apresentado os picos de eficiência luminosa espectral eles estão deslocados de 50 nm aproximadamente. Este deslocamento da sensibilidade do olho com a intensidade da iluminação é chamado Efeito *Purkinje* em homenagem à Johannes Von Purkinje [9]. Para a visão fotópica ele ocorre em 555 nm e para visão escotópica em 505 nm [11]. Isto significa qualitativamente que o olho humano é relativamente menos sensível ao vermelho e mais sensível ao azul durante a noite do que de dia. Purkinje observou este efeito quando caminhava num campo. Ele notou que as flores azuis vistas ao amanhecer brilhavam mais do que as vermelhas e, que acontecia o contrário no meio do dia [41].

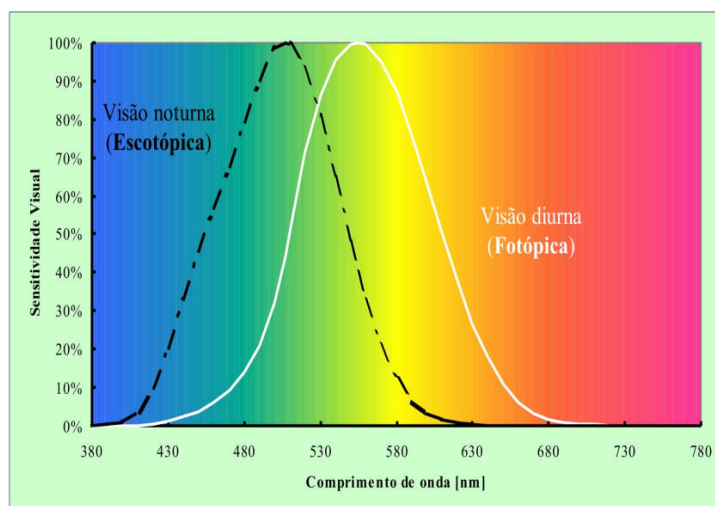


Figura. 5.7 - Sensitividade visual através da visão Fotópica e Escotópica.

Atualmente, a eficácia de qualquer fonte luminosa independente da aplicação utilizada, é baseada no processo de visão fotópica uma vez que, a sensibilidade espectral da retina a baixos níveis de iluminação é diferente da sensibilidade espectral da retina a altos níveis de iluminação [33].

Tabela 5.4 - Fotópica e Escotópica eficácia Luminosa típica para varias fontes luminosas [33].

Tipo de lâmpada	Fotópica Eficácia (lm/W)	Escotópica Eficácia (lm/W)
Lâmpada incandescente de 100 W	14,7	20,3
Lâmpada fluorescente de 40 W	54,50	108
Lâmpada multi-vapor metálico de 250 W	107	181
Lâmpada vapor de sódio HPS 250 W	127	80,6

5.8 RESENHA DA LÂMPADA DE DESCARGA ELÉTRICA.

Em 1710, Sir Francis Hauksbee, um inglês, produziu uma incandescência dentro de um globo de vidro, cujo ar tinha sido retirado e adicionado vapor de mercúrio. Ele chamou-a de “incandescência de luz elétrica” e seu experimento comprovava que a luz podia ser obtida a partir da eletricidade.

Ao contrário que se possa imaginar a luminescência foi observada, mesmo antes do desenvolvimento da lâmpada incandescente, já se conhecia o fato de que uma descarga elétrica em gás rarefeito produz luminosidade. Tal conhecimento, relatado desde o século 18, só foi explorado de forma prática por muitos anos depois. Uma das primeiras descargas de gás, causada acidentalmente, foi observada por Jean Picard em 1676, Picard noticiou que quando ele movia seu barômetro de mercúrio no escuro, uma fraca e difusa luz de cor roxa aparecia em volta do bulbo de base do barômetro, mas somente quando o mercúrio contido no tubo movia no sentido contrário ao bulbo de base, ampliando o espaço vazio no bulbo [25]. O movimento do mercúrio neste vácuo de Torricelli causou o fenômeno da luz. E em somente 1901 por Peter Cooper-Hewitt foi inventado a lâmpada de vapor de mercúrio [11].

5.8.1 Tipos de lâmpadas descarga em vapor.

Podem ser divididas em:

a) **Lâmpadas de descarga de baixa pressão.** Este tipo de lâmpada opera com pressões internas em torno de 1 Pa. Conseqüentemente, estas lâmpadas apresentam normalmente um volume grande na descarga com um baixo consumo de energia [11]. Os exemplos os mais representativos são lâmpadas de mercúrio de baixa pressão, igualmente conhecidas como lâmpadas fluorescentes, e lâmpadas de sódio de baixa pressão e as halogênicas metálicas [9].

b) **Lâmpadas de descarga de alta pressão.** A pressão de funcionamento neste tipo de lâmpada é elevada, na ordem de 10^5 Pa a fim conseguir um aumento considerável na eficiência e luminosidade da descarga [9]. Estas lâmpadas apresentam na descarga uma maior relação do comprimento da descarga, assim obtendo-se volumes muito menores durante a descarga. Os exemplos são lâmpadas de alta pressão do sódio e lâmpadas de mercúrio de alta pressão, entre outras [11].

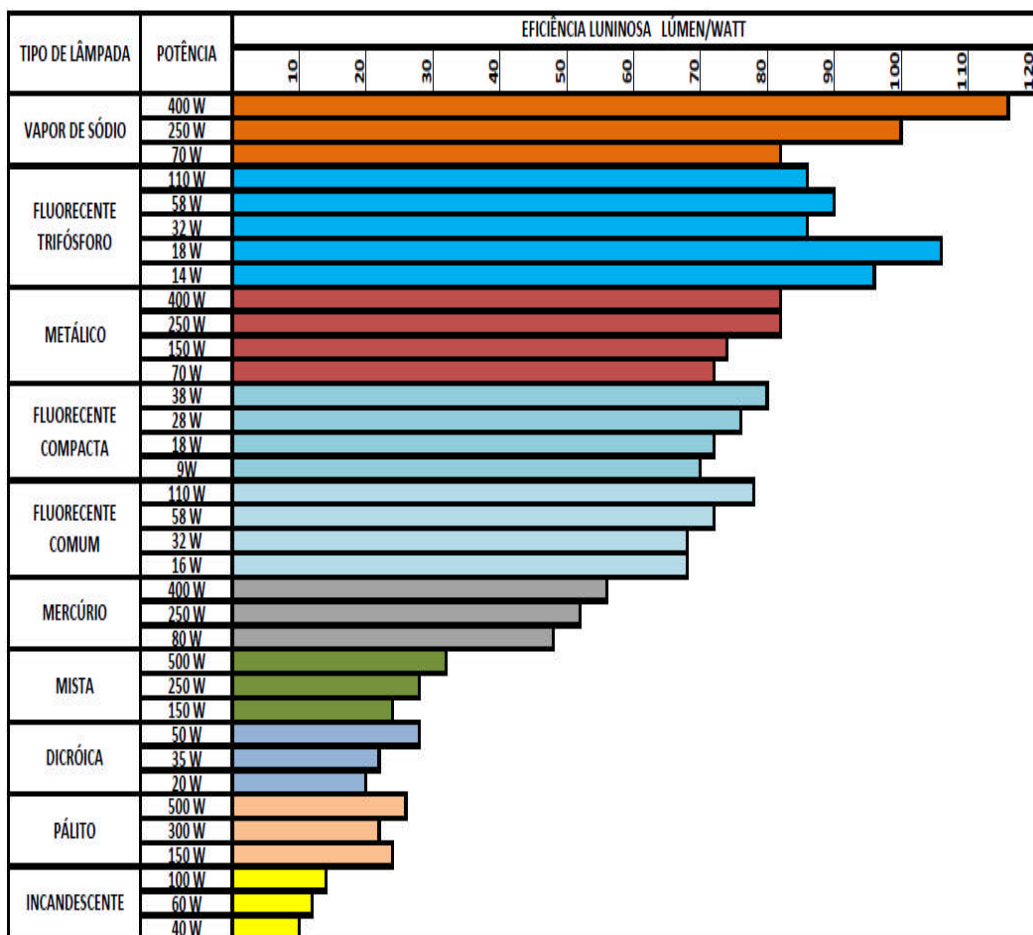


Figura. 5.8 - Valores de comparação de eficiência luminosa de algumas lâmpadas.

5.8.2 Tipos de lâmpadas de vapor de pressão.

a) **Lâmpadas de vapor de alta pressão do mercúrio.** O aumento na pressão do vapor de mercúrio produz uma radiação mais rica nas linhas espectrais, algumas delas na parte visível do espectro (405, 436, 546, e 577/579 de nanômetro). Isto gera um aumento na eficiência luminosa, alcançando valores de 40 a 60 lm/W em pressões de 10^5 - 10^7 Pa (1-100 atm) [9]. Estas lâmpadas operam com o vapor de mercúrio não saturado, isto significa que todo o mercúrio no volume da descarga evapora e o número de átomos do mercúrio por volume de unidade permanece constante [13]. Assim, a operação deste tipo de lâmpadas é mais independente da temperatura do que a maioria das outras lâmpadas de descarga. Um inconveniente destas lâmpadas é a falta de linhas espectrais nos comprimentos de onda longos (vermelhos) do espectro, resultando um IRC baixo. Um aumento do IRC pode ser obtido adicionando compostos de metal halogênio no volume da descarga, para gerar a radiação sobre todo o espectro visível. Estas lâmpadas são conhecidas como lâmpadas de metal halogênio [11].

b) Lâmpadas de baixa pressão de sódio (LPS). Estas lâmpadas são a fonte de luz mais eficiente. A razão é a radiação quase monocromática que geram com duas linhas principais em 589 e 589.6 nm, muito próximo à sensibilidade máxima do olho humano conforme é visto na Figura. 5.9 [11]. Conseqüentemente, o IRC destas lâmpadas é muito pobre; entretanto, os contrastes são considerados mais claramente sob esta luz [13]. Eis porque estas lâmpadas são usadas nas situações onde o reconhecimento dos seus objetos e dos seus contornos é essencial para a segurança, tal como pontes da estrada, túneis, e interseções. A pressão para a descarga de baixa pressão do sódio é aproximadamente 0,4 Pa, alcançados nos tubos de descarga normais em uma temperatura de 260 °C [11].

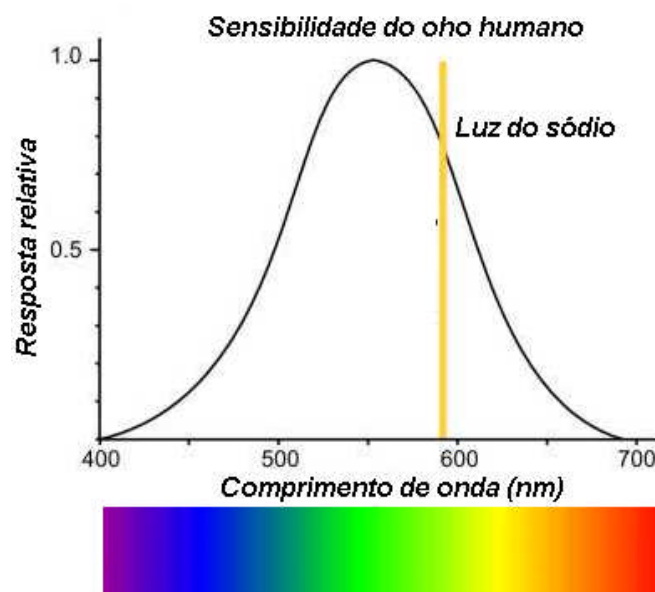


Figura. 5.9 - Sensibilidade do olho humano em relação a lâmpada vapor de sódio [11].

c) As lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão (HPS). O aumento na pressão de vapor do sódio produz um espectro muito largo, com bom IRC comparado com as lâmpadas de baixa pressão de sódio. Isto igualmente conduz a uma eficácia luminosa mais baixa que seja ainda mais elevada do que aquelas de outras lâmpadas de descarga de alta intensidade [9]. Possuem uma eficiência muito alta. Este tipo de lâmpada possui uma vida média entre 24 mil e 32 mil horas em alguns modelos (Figura. 5.10). Alguns autores e fabricantes comentam na possibilidade de se chegar a 40 mil horas [11]. Sua eficiência luminosa está na ordem de 150 lm/W, com uma relação custo benefício, para a iluminação externa como, por exemplo, em estradas ou rodovias praticamente imbatíveis.

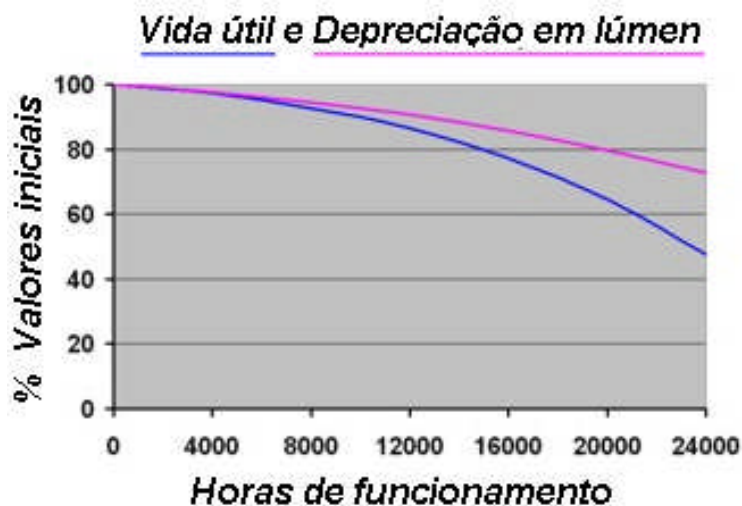


Figura. 5.10 - Tempo de vida e a depreciação de uma lâmpada vapor de sódio HPS [11].

Algumas destas lâmpadas igualmente incorporam o mercúrio sob a forma do amálgama do sódio para aumentar a força de campo da descarga, assim diminuindo a corrente de descarga. Entretanto, a adição de amálgama do sódio reduz extremamente a vida da lâmpada. Em comparação com o espectro de frequência de cor das lâmpadas vapor de sódio em relação às outras. A lâmpada vapor de sódio é pobre no índice de reprodução de cores ficando na ordem de IRC 25 [9]. Pelos gráficos apresentados na Figura. 5.11 e Figura. 5.12 sem dúvida alguma a lâmpada fluorescente luz do dia apresenta o melhor IRC porém seu tempo de vida útil é menor não podendo ser comparado com as de vapor de sódio de alta pressão.

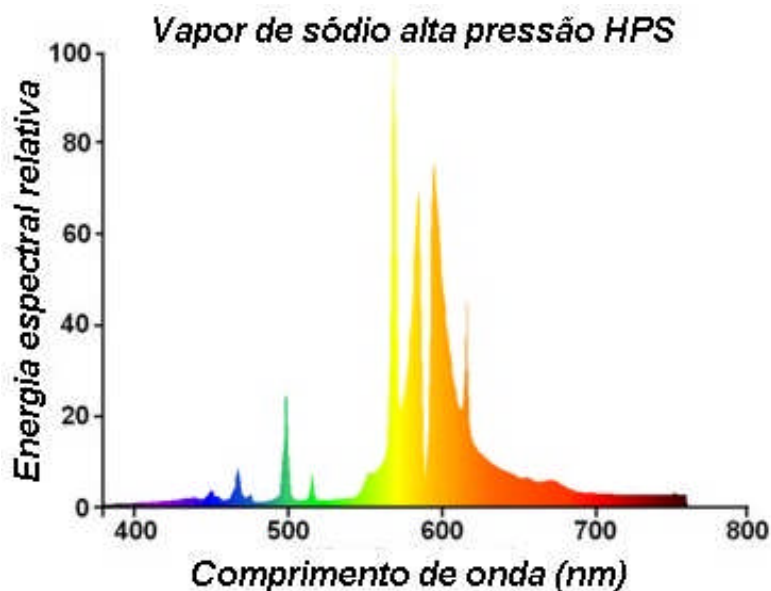


Figura. 5.11 - Espectro da lâmpada vapor de sódio de alta pressão [11].

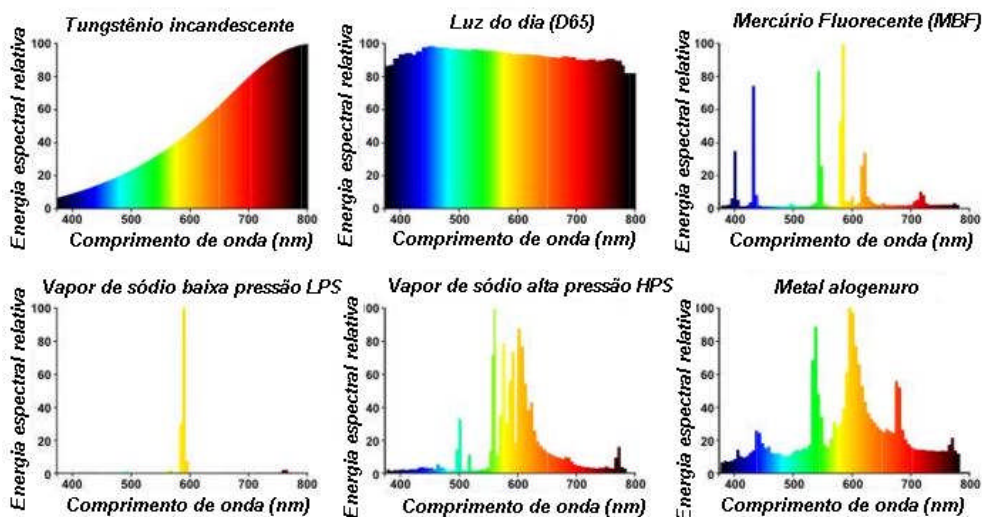


Figura. 5.12 - Espectro das lâmpadas: tungstênio incandescente, Luz do dia fluorescente, mercúrio fluorescente, vapor de sódio de baixa pressão, vapor de sódio de alta pressão e metal halogenuro [11].

Na Tabela 5.5 é apresentada uma comparação geral das principais lâmpadas encontradas no mercado [22].

Tabela 5.5 - Comparação geral entre diferentes tipos de lâmpada de descarga 2001 [22].

Tipo de lâmpada	Potência (W)	Eficiência luminosa (lm/W)	Tempo de vida (horas)	Temperatura de cor (kelvin)	IRC
Fluorescente	4-100	62	20.000	4.200	62
Fluorescente compacta	7-30	60-80	10.000	2.700-5.000	82
Vapor de sódio LPS	50-150	110-180	15.000	1.800	<10
Vapor de mercúrio	50-1000	40-70	24.000	4.000-6.000	15-50
Metal halogênio	40-15000	80-125	10.000	4.000	65
Vapor de sódio HPS	35-1000	65-140	24.000	2.000	22
Vapor de sódio HPS - Amalgama	35-1000	45-85	10.000	2.200	65