

SANDRO ALEX WUERGES

**REATOR ELETRÔNICO PARA LÂMPADA DE
VAPOR DE SÓDIO DE ALTA PRESSÃO DE 250W
SEM ESTÁGIO ATIVO DE CORREÇÃO DE FATOR
DE POTÊNCIA**

FLORIANÓPOLIS

2004



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA

REATOR ELETRÔNICO PARA LÂMPADA DE
VAPOR DE SÓDIO DE ALTA PRESSÃO DE 250W
SEM ESTÁGIO ATIVO DE CORREÇÃO DE FATOR
DE POTÊNCIA

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de mestre em Engenharia Elétrica.

SANDRO ALEX WUERGES

Florianópolis, Fevereiro de 2004.

REATOR ELETRÔNICO PARA LÂMPADA DE VAPOR DE SÓDIO DE ALTA PRESSÃO DE 250W SEM ESTÉGIO ATIVO DE CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA

Sandro Alex Wuerges

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

Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.
Orientador

Prof. Jefferson Brum Marques, Ph.D.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.
Presidente da Banca

Prof. Fabiana Pöttker, Dra.

Prof. Anderson Soares André, Dr.

Prof. Cláudio Manoel da Cunha Duarte , Dr.

Aos meus pais, Ruy e Neide, pelo carinho e acima de tudo pelo apoio incondicional em todas as horas.

As minhas irmãs Ana e Uyara e aos meus avós
Gerhart, Ruth, Hermínia e Mário (in memorium).

AGRADECIMENTOS

Primeiramente aos meus pais, Ruy e Neide pelo suporte emocional da minha ausência e financeiro da minha permanência durante essa longa jornada e sobretudo pelo carinho nunca negado.

Ao professor Arnaldo José Perin, orientador e amigo, que por muitas vezes me apoiou na tomada de decisões e me contestou algumas vezes, aprimorando meu senso crítico e experiência.

Ao engenheiro André Fuerback, pela sua dedicação e brilhantismo na programação do microcontrolador.

Ao engenheiro João Buttendorff, pelo companheirismo e auxílio. Aos demais companheiros de mestrado, Leonardo Serpa, José Remor, Allan Barauna e Antônio Holdefer, que sempre ajudaram de uma forma ou de outra, e por terem me suportado durante esses dois anos.

Aos técnicos Luiz Coelho, Antônio Pacheco, Rafaell Carpes, Paulo e Ricardo por terem me auxiliado na montagem de placas de circuito impresso.

Aos professores do INEP, pelo auxílio indispensável e pela minha formação.

Aos demais amigos e colaboradores do INEP que sempre ajudaram e que proporcionaram alguns momentos de descontração durante todo esse tempo.

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

REATOR ELETRÔNICO PARA LÂMPADA DE VAPOR DE SÓDIO DE ALTA PRESSÃO DE 250W SEM ESTÁGIO ATIVO DE CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA

Sandro Alex Wuerges

Fevereiro de 2004.

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

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamentos.

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

Número de páginas:128

RESUMO: Neste trabalho é feito um estudo de algumas topologias de reatores eletrônicos com alto fator de potência para lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão.

Baseado no estudo de uma topologia de um reator de baixo custo, este trabalho tem como objetivo oferecer ao mercado uma solução com melhores características que os reatores eletromagnéticos atuais e com menor custo que os reatores eletrônicos atuais.

Primeiramente, são apresentados conceitos de ótica e iluminação, para melhor elucidar os termos utilizados ao longo deste trabalho. É realizado um estudo das características mecânicas e elétricas da lâmpada de vapor de sódio de alta pressão, bem como uma análise de seu comportamento para diferentes faixas de frequência de operação. Posteriormente, é feito o estudo do retificador passivo para correção do fator de potência. A seguir, são apresentadas diversas topologias de filtros de saída para o reator proposto e estratégias de modulação para uma melhor eficiência na alimentação da lâmpada e adequação às normas vigentes. Finalmente, é realizado um estudo das características do microcontrolador utilizado no comando do reator, bem como dos softwares implementados para supervisão e controle globais.

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

A 250W HIGH PRESSURE SODIUM LAMP ELECTRONIC BALLAST WITHOUT ACTIVE POWER FACTOR CORRECTION STAGE

Sandro Alex Wuerges

February/2004.

Advisor: Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Area of Concentration: Power Electronics.

Keywords: High pressure sodium lamp, electronic ballast.

Number of pages:128

ABSTRACT: In this work is done a study of some electronic ballast topologies with high power factor for high pressure sodium lamps driving.

Based on a study of low cost ballast, this work has the objective to offer to the market a simple solution, with better characteristics than today's electromagnetic ballasts and with a lower cost than the electronic ballasts.

Firstly, are presented optics and lighting concepts for a better comprehension of the terms used in this work. It is made a study of the mechanical and electrical characteristics of the high pressure sodium lamps as well an analysis of its behavior for different ranges of operation frequency. Afterwards a study of the passive rectifier for power factor correction is done. Following, are presented several topologies of filters and modulation strategies for a better efficiency of the lamp's driving and its adjusting with today's standards. Finally, it is made a study of the microcontroller characteristics for the ballast monitoring, as well the implemented softwares for supervision and global control.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO GERAL	1
1.1	INTRODUÇÃO.....	1
2	CONCEITOS DE ÓPTICA E ILUMINAÇÃO.....	2
2.1	A LÂMPADA DE VAPOR DE SÓDIO	4
2.1.1	<i>O paralelogramo de potência</i>	<i>5</i>
2.1.2	<i>Cataforese.....</i>	<i>6</i>
2.1.3	<i>O fenômeno da ressonância acústica</i>	<i>7</i>
2.1.4	<i>Comportamento elétrico da lâmpada</i>	<i>8</i>
2.1.5	<i>Modelos elétricos da lâmpada.....</i>	<i>9</i>
2.1.5.1	Modelo de Ferrero [1].....	9
2.1.5.2	Modelo de Shvartsas [2]	10
2.2	IGNITORES	12
2.3	ANÁLISE DE REATORES EXISTENTES.....	13
2.4	ESTRUTURA PROPOSTA.....	15
2.5	CONCLUSÕES.....	17
3	ESTÁGIO DE ENTRADA COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA ..	18
3.1	INTRODUÇÃO.....	18
3.2	FATOR DE POTÊNCIA [15].....	18
3.3	NORMAS DE NÍVEIS DE HARMÔNICAS	20
3.4	CIRCUITO PROPOSTO	21
3.5	PROJETO DO FILTRO DE ENTRADA [14]	24
3.5.1	<i>Análise do indutor acoplado magneticamente.....</i>	<i>26</i>
3.5.2	<i>Projeto físico do indutor do filtro de entrada.....</i>	<i>29</i>
3.6	DIMENSIONAMENTO DOS DIODOS RETIFICADORES.....	33
3.7	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	34
3.8	CONCLUSÕES.....	36
4	O INVERSOR.....	37
4.1	INTRODUÇÃO.....	37
4.2	TOPOLOGIA PROPOSTA.....	37
4.3	CIRCUITO DE COMANDO [9]	38

4.3.1	<i>Transistores do circuito de comando</i>	39
4.3.2	<i>Resistores de gate</i>	41
4.3.3	<i>Dimensionamento do transformador de pulsos [8]</i>	41
4.3.4	<i>Resultados experimentais</i>	44
4.4.1	<i>Filtro indutivo</i>	47
4.4.1.1.1	Metodologia de projeto.....	47
4.4.1.1.2	Dimensionamento físico do indutor L_{lim}	49
4.4.1.2	Rotinas computacionais	51
4.4.1.2.1	Partida.....	51
4.4.1.2.1.1	Energização e determinação dos valores mínimo e máximo de V_{CC}	52
4.4.1.2.1.2	Ignição da lâmpada.....	55
4.4.1.2.1.3	Determinação da partida	57
4.4.1.2.2	Operação	58
4.4.1.2.3	Geração dos pulsos PWM	59
4.4.1.3	Resultados de simulação	60
4.4.1.4	Resultados experimentais.....	64
4.4.2	<i>Filtro ressonante</i>	67
4.4.2.1	Metodologia de projeto.....	68
4.4.2.1.1	Dimensionamento físico do indutor L_{bal}	73
4.4.2.2	Modulação utilizada	74
4.4.2.3	Rotinas computacionais	74
4.4.2.3.1	Partida.....	75
4.4.2.3.1.1	Detecção do valor mínimo da tensão V_{CC}	76
4.4.2.3.1.2	Ignição	77
4.4.2.3.1.3	Determinação da partida	79
4.4.2.3.2	Operação	81
4.4.2.3.2.1	Leitura da tabela de períodos	83
4.4.2.3.3	Geração dos pulsos PWM	84
4.4.2.4	Resultados de simulação	85
4.4.2.5	Resultados experimentais.....	88
4.4.3	<i>Filtro série ressonante</i>	91
4.4.3.1	Metodologia de projeto.....	91
4.4.3.1.1	Dimensionamento físico do indutor L_{ress}	94
4.4.3.2	Rotinas computacionais	95
4.4.3.2.1	Partida.....	96
4.4.3.2.1.1	Ignição	98
4.4.3.2.2	Operação	99
4.4.3.2.3	Geração dos pulsos PWM	100
4.4.3.3	Resultados de simulação	103
4.4.3.4	Resultados experimentais.....	105
4.5	CONCLUSÃO	107
5	CONCLUSÕES GERAIS	109

6	BIBLIOGRAFIA	111
7	ANEXOS.....	113
7.1	O MICROCONTROLADOR PIC 16F873	113
7.1.1	<i>Timer1</i>	113
7.1.2	<i>Módulo CCP</i>	114
7.1.2.1	Modo comparador	115

SIMBOLOGIA

1 Acrônimos e abreviaturas

Símbolo	Significado
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CIE	' <i>Comission Internationale d'Eclairage</i> ' Comissão Internacional de Iluminação
FP	Fator de Potência
IEC	' <i>International Electrotechnical Commission</i> ' Comissão Internacional de Eletrotécnica
IRC	Índice de Reprodução de Cores
PB	Passa-Baixas
PFC	' <i>Power Factor Correction</i> ', Correção de Fator de Potência
PWM	' <i>Pulse Width Modulation</i> ', Modulação por Largura de Pulso
TDH	Taxa de Distorção Harmônica

2 Símbolos de Unidades e Grandezas Físicas

Símbolo	Significado
Ω	Ohm
$^{\circ}$	Grau Trigonométrico
<i>A</i>	Ampère
<i>AWG</i>	' <i>American Wire Gauge</i> ', Associação Americana de Fios
<i>esp</i>	Número de Espiras
<i>F</i>	Faraday
<i>H</i>	Henry
<i>Hz</i>	Hertz
<i>kg</i>	Quilogramas
<i>m</i>	Metros
<i>Oe</i>	Oersted

rad	Radianos
T	Tesla
V	Volt
VA	Volt-Ampère
VA_r	Volt-Ampère Reativo
W	Watt

3 Símbolos Usados em Expressões Matemáticas

Símbolo	Significado	Unidade
ζ	Fator de amortecimento	
η	Rendimento do reator	
\mathcal{R}	Relutância do caminho magnético	H/m
ω	Freqüência angular de modulação	rad/s
ϕ_1	Fluxo magnético próprio da bobina 1	T
ϕ_{1m}	Fluxo magnetizante da bobina 1	T
ϕ_{1t}	Fluxo magnético total que percorre a bobina 1	T
ϕ_2	Fluxo magnético próprio da bobina 2	T
ϕ_{2m}	Fluxo magnetizante da bobina 2	T
ϕ_{2t}	Fluxo magnético total que percorre a bobina 2	T
ρ_{cu}	Resistividade do cobre	Ω/m
μ_f	Permeabilidade magnética do ferro-silício	H/m
β_f	Ganho forçado de corrente do transistor bipolar	A/A
ω_o	Freqüência angular de ressonancia	rad/s
μ_o	Permeabilidade magnética do ar	H/m
ΔT	Varição da temperatura do núcleo	$^{\circ}C$
a	Largura da perna central do núcleo ferro-magnético	m
B_p	Densidade de fluxo de pico	T
c	Largura do pacote do núcleo ferro-magnético	m
C_b	Capacitor do barramento CC	F
C_{disc}	Capacitor de ignição	F
C_f	Capacitor do filtro PB	F
C_{f400W}	Capacitor do filtro de entrada para a lâmpada de 400W	F
C_{ign}	Capacitor de ignição	F

C_{iss}	Capacitância de entrada do MOSFET do inversor	F
$Diam_{min}$	Diâmetro máximo do fio de cobre	m
f	Frequência de oscilação da tensão da rede elétrica	Hz
$F.P.$	Fator de potência	
f_{op}	Frequência de ressonância do filtro série-ressonante antes da ignição da lâmpada	Hz
f_{or}	Frequência de ressonância do filtro série-ressonante após a partida da lâmpada	Hz
f_{ress}	Frequência de ressonância	Hz
f_s	Frequência de comutação do inversor	Hz
g	Comprimento do entreferro	m
$G_{filtro}(s)$	Função de transferência do filtro PB	
$G_{ind}(s)$	Função de transferência do filtro indutivo	
$G_{LLC}(s)$	Função de transferência do filtro LLC	
$G_{PB}(s)$	Função de transferência do filtro PB	
H_1	Campo magnético criado pela corrente que atravessa a bobina 1	Oe
H_2	Campo magnético criado pela corrente que atravessa a bobina 2	Oe
i_1	Corrente que percorre a bobina 1	A
I_{1ef}	Corrente eficaz da fundamental	A
I_2	Corrente que percorre a bobina 2	A
I_{2ef}	Corrente eficaz da segunda harmônica	A
I_{3ef}	Corrente eficaz da terceira harmônica	A
I_b	Corrente de base do transistor bipolar	A
I_C	Corrente de coletor do transistor bipolar	A
I_{CC}	Corrente contínua	A
I_{Dmed}	Corrente média nos diodos do retificador de entrada	A
I_{ef}	Corrente eficaz drenada da rede elétrica	A
I_{in}	Corrente eficaz de entrada do filtro PB	A
I_{LC}	Corrente eficaz circulante no filtro	A
I_{Lfeff}	Corrente eficaz no indutor do filtro de entrada	A
I_{Lfpico}	Corrente de pico no indutor do filtro da entrada	A
I_{pico}	Corrente de pico	A
J_{max}	Densidade de corrente máxima	A/m^2
k_e	Fator de enrolamento	

K_s	Fator de empacotamento das chapas de ferro-silício	
k_w	Fator de perda de área de janela devido ao carretel	
L_1	Indutância própria do enrolamento 1	H
L_2	Indutância própria do enrolamento 2	H
L_{bal}	Indutor 'ballast' do filtro ressonante da carga	H
lcu	Comprimento médio de cada espira	m
L_{disc}	Enrolamento primário do transformador de pulsos de ignição	H
L_f	Indutor do filtro PB	H
L_{f400W}	Indutor do filtro de entrada para a lâmpada de 400W	H
L_{lim}	Indutor do filtro LR da carga	H
lm	Comprimento do caminho magnético	m
L_{ress}	Indutor do filtro série-ressonante da carga	H
L_T	Indutância total do indutor magneticamente acoplado	H
m	Índice utilizado para limitar a corrente de partida	
M_1	Indutância mútua do enrolamento 1	H
M_2	Indutância mútua do enrolamento 2	H
N	Número de espiras do indutor convencional	
n	Índice de distorção da corrente ressonante	
n_1	Número de espiras da bobina 1	
n_2	Número de espiras da bobina 2	
N_{acopl}	Número de espiras do indutor magneticamente acoplado	
N_p	Número de espiras do primário do transformador de pulsos	
N_{s1}	Número de espiras do secundário 1 do transformador de pulsos	
N_{s2}	Número de espiras do secundário 2 do transformador de pulsos	
P	Potência média	W
P_{cu}	Perdas no cobre	W
P_{eso}	Peso do ferro-silício do núcleo	kg
P_{lamp}	Potência média na lâmpada	W
P_{nucleo}	Perdas no núcleo	W
$P_{totalisL_f}$	Perdas totais no indutor do filtro de entrada	W
R_{cu}	Resistência do enrolamento	Ω
R_{disc}	Resistor de limitação da corrente de carga do circuito de ignição	Ω

R_{eq}	Resistência equivalente da carga	Ω
R_g	Relutância do entreferro	H/m
R_g	Resistores de gate	Ω
R_{lamp}	Resistência equivalente da lâmpada	Ω
R_n	Relutância do ferro	H/m
R_{nucleo}	Resistência térmica do núcleo	$^{\circ}C/W$
S	Potência reativa	VA
S_{fio}	Área da secção transversal do fio de cobre	m^2
S_g	Área do entreferro	m^2
S_n	Área da Secção reta da perna central do núcleo	m^2
t	Tempo	s
T	Período da tensão da rede	s
TDH	Taxa de Distorção Harmônica	
t_f	Tempo de descida da corrente no MOSFET do inversor	s
T_{ign}	Indutância de secundário do transformador de ignição	H
t_r	Tempo de subida da corrente no MOSFET do inversor	s
V_{Ief}	Tensão eficaz da fundamental	V
V_{ab}	Tensão eficaz nos terminais do inversor	V
V_{BE}	Tensão na junção base-emissor	V
$V_{Dreversa}$	Tensão reversa máxima nos diodos do retificador de entrada	V
V_e	Volume do núcleo	m^3
V_{ef}	Tensão eficaz da rede elétrica	V
V_{in}	Tensão eficaz de entrada do filtro PB	V
V_L	Tensão no enrolamento primário do transformador de pulsos	V
V_{lamp}	Tensão eficaz na lâmpada	V
$V_{out}(s)$	Tensão eficaz de saída do filtro PB	V

1 INTRODUÇÃO GERAL

1.1 INTRODUÇÃO

A iluminação artificial vem acompanhando a humanidade desde seu próprio início. Ao homem primata, a iluminação realizada por tochas, era fundamental para sua sobrevivência e à conquista de novos horizontes. A iluminação artificial, produzida a partir de eletricidade, só deixou de ser um mero sonho para se tornar realidade após 1870, quando Thomas Edison inventou a primeira lâmpada a filamento. O termo descarga originou-se dos primeiros experimentos de condução de corrente elétrica em gases através do uso de descargas de capacitores. Em uma noite de 1676 em Paris, Pacard descobriu acidentalmente a descarga em vapor de mercúrio saturado, quando este carregava um barômetro cheio de mercúrio. A descarga em vapor de sódio, porém, somente se tornou possível após 1920 quando foi descoberto um material resistente ao ataque do sódio. Com o invento do tubo de descarga, fabricado a partir da alumina sinterizada (Al_2O_3) após 1960, se fez possível a fabricação das lâmpadas de vapor de sódio como se conhece atualmente. Na Fig. 1.1 é apresentado um comparativo entre as diferentes fontes de luz artificial, envolvendo sua vida útil e rendimento.

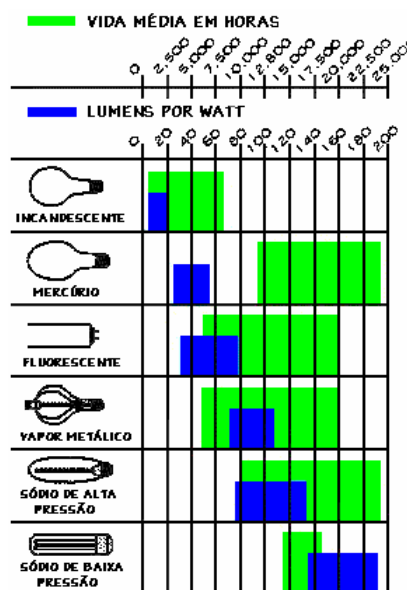


Fig. 1.1 - Comparativo de rendimentos e vida útil de fontes de luz artificial.

2 CONCEITOS DE ÓPTICA E ILUMINAÇÃO

As radiações eletromagnéticas compreendem uma larga faixa de frequências. O espectro visível, entretanto, compreende uma estreita faixa deste espectro, variando de $380nm$ (violeta) a $780nm$ (vermelho). Na Fig. 2.1 está representado todo o espectro visível, bem como as faixas que compreendem cada cor do espectro.

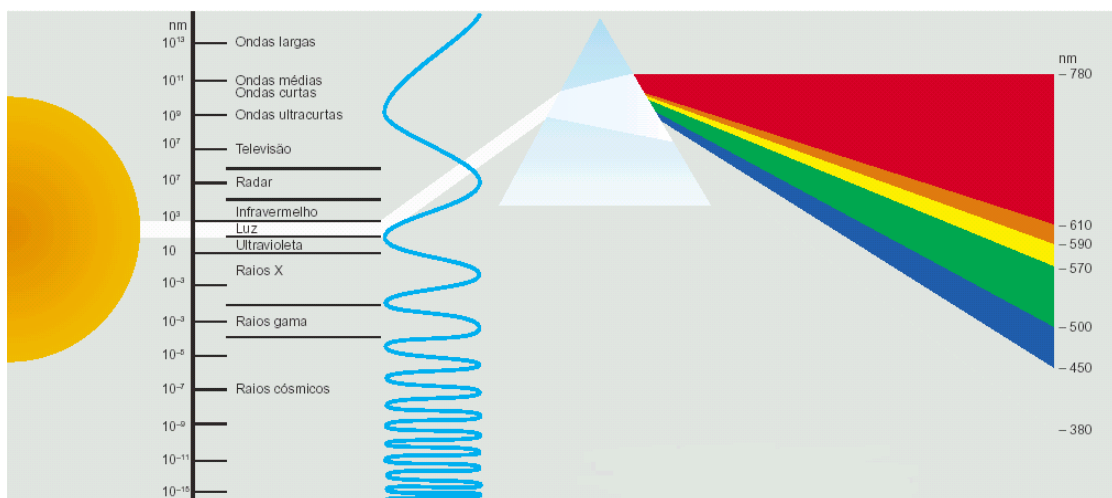


Fig. 2.1 – Espectro eletromagnético [7].

A seguir são definidos alguns conceitos importantes de luminotécnica que auxiliarão na compreensão de algumas características da lâmpada [6] e [7].

Fluxo luminoso: Representa a radiação total emitida por uma fonte dentro de um espectro especificado (neste caso entre $380nm$ e $780nm$), medida em lumens (lm). A unidade lúmen é definida como sendo a irradiação de $1/683W$ no comprimento de onda de $550nm$ no ar.

Eficiência luminosa: Quantidade de fluxo luminoso produzido por uma fonte para cada Watt consumido, medida em lumens por Watt (lm/W). Esta medida expressa a eficiência da lâmpada.

Temperatura de cor: Fornece uma medida da tonalidade de cor de luz produzida por uma fonte e é medida em graus Kelvin (K). Maiores temperaturas de cor correspondem a luzes mais brancas, enquanto menores temperaturas correspondem a luzes mais amarelas. Luzes “quentes” (amarelas e com menor temperatura de cor) são mais indicadas a ambientes que inspiram aconchego, como quartos e salas de estar, enquanto luzes “frias” (brancas) são mais indicadas a ambientes que exigem maior

estímulo como cozinhas e escritórios. É importante ressaltar que a temperatura de cor não está relacionada com a sensação térmica, que possui uma correspondência inversa de sensação com amplitude (maiores temperaturas = luzes frias, menores temperaturas = luzes quentes).

Índice de reprodução de cores: É a capacidade que tem a luz emitida por uma fonte de reproduzir as cores, em relação à luz solar (IRC=100). Esta medida independe da temperatura da cor da fonte.

Gráfico de CIE (Comissão Internacional de Iluminação): 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.

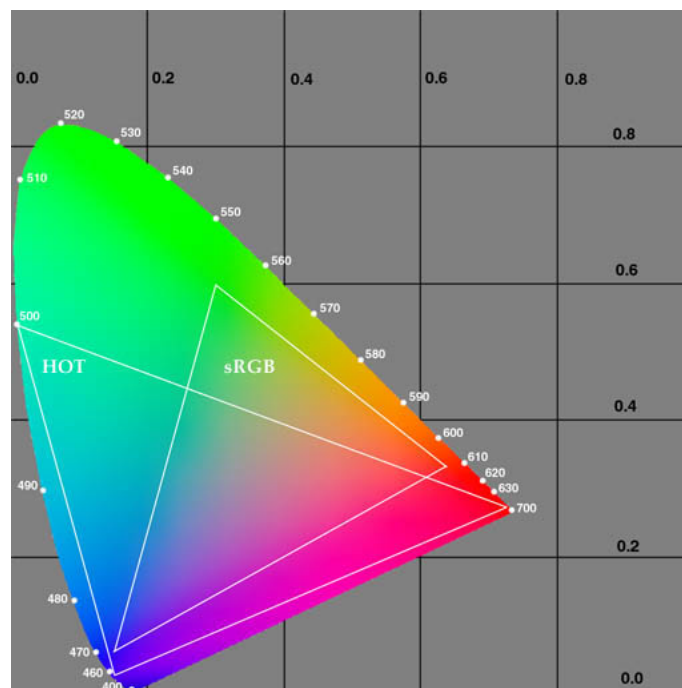


Fig. 2.2 - Diagrama CIE

A cromaticidade de uma lâmpada específica é representada pela posição (x, y) no gráfico de CIE.

2.1 A LÂMPADA DE VAPOR DE SÓDIO

As lâmpadas de vapor de sódio são conhecidas como lâmpadas de descarga, nas quais a luz é produzida a partir da liberação de fótons dos “saltos” energéticos de elétrons de uma camada de valência do átomo de sódio, previamente carregado por um campo elétrico, produzido pelos eletrodos da lâmpada. As lâmpadas de vapor de sódio representam uma fonte de luz com baixo índice de reprodutibilidade de cores ($IRC=30$) e uma baixa temperatura de cor, sendo por isso utilizadas principalmente na iluminação de exteriores, como praças, estacionamentos, rodovias e estátuas. Apesar de apresentar tais características limitantes, este tipo de lâmpada possui uma grande vida útil (24.000 h aprox.) e uma grande eficiência energética ($120lm/W$) diminuindo custos de manutenção e reduzindo os gastos com iluminação pública.

A lâmpada é constituída de dois bulbos. O bulbo interno, onde é formado o arco voltaico e produzida a luz, é fabricado com alumina sinterizada, resistente ao ataque do vapor de sódio. Este bulbo, chamado de tubo de descarga, contém uma pequena quantidade de amálgama de sódio, que é parcialmente vaporizado até a lâmpada atingir sua temperatura de operação, e xenônio que aumenta a vida útil da lâmpada e eleva sua eficiência energética. O bulbo externo, no qual é gerado semivácuo, serve como proteção contra agentes oxidantes dos eletrodos e proteção térmica ao bulbo interno, evitando assim variações bruscas da temperatura do plasma.

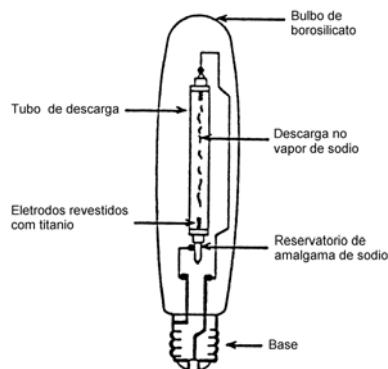


Fig. 2.3 - A lâmpada de vapor de sódio de alta pressão.

A vida útil deste tipo de lâmpada é determinada pelo aumento da tensão de arco. Tal aumento é causado principalmente pela perda do vapor de sódio.

Abaixo se pode visualizar a curva de redução do fluxo luminoso emitido pela lâmpada ao longo de sua vida, para um reator sem controle da potência absorvida pela lâmpada.

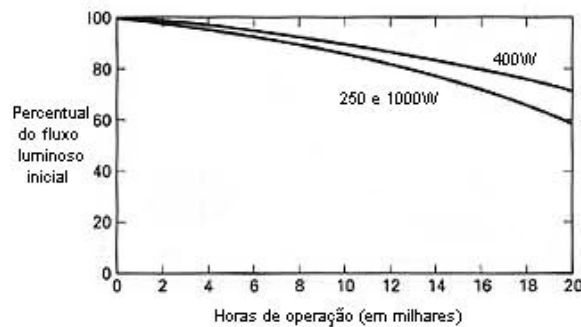


Fig. 2.4 - Curva de fluxo luminoso emitido pela lâmpada ao longo de sua vida útil.

Como se pode perceber pela Fig. 2.4 há uma grande variação no fluxo luminoso emitido pela lâmpada ao longo de sua vida útil, resultando numa perda de iluminação muito grande (chegando a 60% do total no fim da vida útil).

A característica de redução de fluxo luminoso está associada ao aumento da tensão do arco voltaico, estimado em 1,2V para cada 1.000 horas de utilização [16]. Este aumento é provocado pela diminuição da pressão dos gases que compõe a mistura dentro do tubo de descarga, devido a gradual impregnação de sódio nas paredes do tubo.

2.1.1 O PARALELOGRAMO DE POTÊNCIA

O paralelogramo de potência é um diagrama que traz informações relevantes sobre as características de operação das lâmpadas de vapor de sódio. A Fig. 2.5 demonstra o paralelogramo de potência para a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão tubular de bulbo claro de 250W. É importante salientar que geometrias diferentes de bulbos (tubular ou ovóide), bem como diferentes potências resultam em paralelogramos também diferentes.

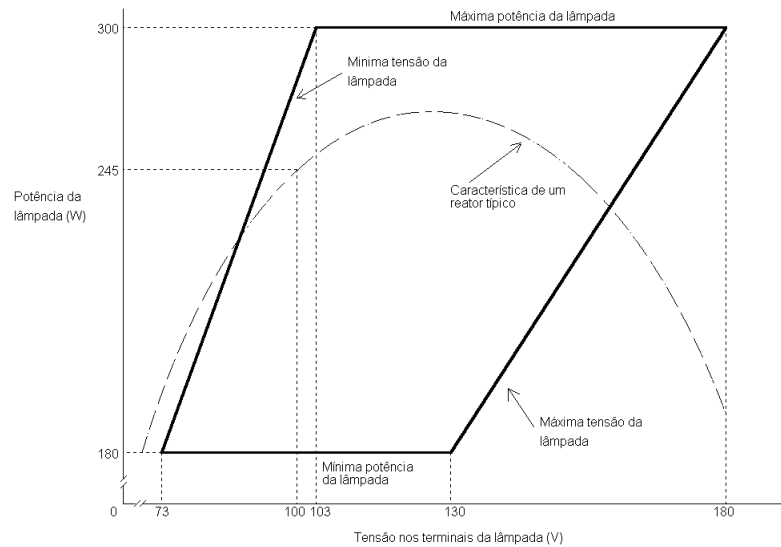


Fig. 2.5 - Paralelogramo de potência da lâmpada de 250W.

A linha superior e inferior que delimitam o paralelogramo representam, respectivamente, a máxima e a mínima potência de operação da lâmpada. A linha limítrofe à esquerda do paralelogramo representa a mínima tensão aplicada na lâmpada para cada potência, e a linha à direita representa a máxima tensão que aplicada à lâmpada a mantém acesa no final de sua vida útil. A curva inserida no paralelogramo representa a característica de potência x tensão de um reator eletromagnético típico. O ponto de cruzamento desta curva com a linha de máxima tensão da lâmpada representa, desta forma, a condição de fim de vida útil da lâmpada.

2.1.2 CATAFORESE

O fenômeno de cataforese ocorre na lâmpada de descarga quando a corrente que flui pelos eletrodos da lâmpada possui uma componente média. Esta componente média da corrente causa um sobre-aquecimento no eletrodo de onde esta componente parte. Este aquecimento desigual causa um maior desprendimento de material do eletrodo, deformações no arco, modificações na luz emitida e enegrecimento do tubo de descarga ao redor do eletrodo, reduzindo enormemente a vida útil da lâmpada.

2.1.3 O FENÔMENO DA RESSONÂNCIA ACÚSTICA

Um dos inconvenientes que envolvem a operação de lâmpadas de vapor de sódio em alta frequência é a ressonância acústica. A ressonância acústica manifesta-se distorcendo o formato do arco da lâmpada quando esta opera com uma frequência de oscilação da potência entregue à lâmpada próxima ou coincidente das frequências de ressonância particulares da mesma. Estas distorções podem se tornar tão intensas que podem causar a extinção do arco ou até mesmo a destruição da lâmpada. Os parâmetros que influenciam as frequências de ressonância são as dimensões do tubo de descarga e dos eletrodos, a pressão dos gases envolvidos e a velocidade do som. Convém ressaltar que a ressonância acústica não ocorre somente em uma frequência distinta, mas em inúmeras faixas de frequências, sendo desta forma difícil a operação destas lâmpadas em altas frequências sem uma prévia investigação destas faixas.

Vários métodos são citados na literatura para suprimir o fenômeno de ressonância acústica [3]:

- **Operação em frequências livres de ressonância** – Este método compreende três tipos de técnicas:
 - ☑ **Operação em corrente contínua** – A operação em corrente contínua impede a presença de ressonância, porém introduz o fenômeno da cataforese;
 - ☑ **Operação em frequências acima da máxima frequência de ressonância** – Esta técnica possui dificuldades na obtenção de conversores com baixas perdas em altas frequências e na determinação da frequência máxima de ressonância;
 - ☑ **Operação em faixas de frequências livres de ressonâncias** – Para a aplicação desta técnica é necessário conhecer as faixas livres de ressonância. Como as frequências de ressonância variam com as características próprias de cada tipo de lâmpada e com seu envelhecimento, esta técnica não deve ser utilizada com frequências fixas.
- **Injeção de potência com o espectro de um ruído branco** – Este método utiliza a injeção da potência para a lâmpada com um espectro teoricamente infinito de frequências;
- **Emprego de um sistema de controle em tempo real** – Utilização de um microcontrolador para realizar a detecção da variação da impedância da lâmpada na ocorrência de ressonância e variar a frequência da potência fornecida à lâmpada.

2.1.4 COMPORTAMENTO ELÉTRICO DA LÂMPADA

A lâmpada de vapor de sódio de alta pressão, bem como todas as lâmpadas de descarga, não possui um comportamento linear para toda faixa de frequência e para toda faixa de aquecimento em que opera. Em altas frequências, a lâmpada se comporta aproximadamente como uma resistência pura, ao passo que em baixas frequências, ela se comporta de maneira não linear. A Fig. 2.6 e a Fig. 2.7 ilustram o que foi mencionado anteriormente.

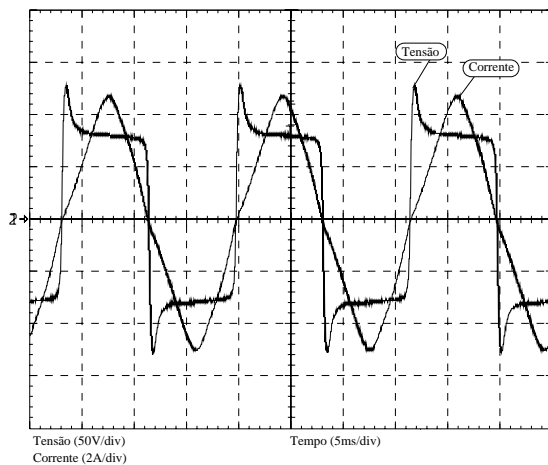


Fig. 2.6 – Operação da lâmpada em baixa frequência (60Hz).

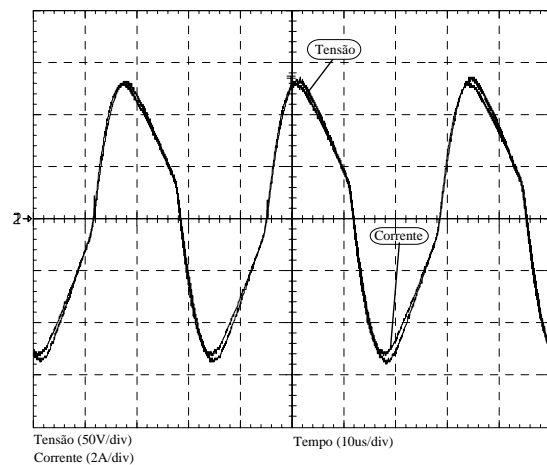


Fig. 2.7 – Operação da lâmpada em alta frequência (40kHz).

Quando se opera a lâmpada em baixa frequência, observa-se a existência de picos de tensão na lâmpada, devido à tensão de alimentação estar abaixo da tensão de manutenção de arco. Neste ponto, há um resfriamento do plasma e o arco se extingue, elevando a tensão em seus terminais até o ponto de seu re-acendimento (pico de tensão). A re-ignição da lâmpada se dá, neste caso, com uma tensão mais baixa que a usual por causa do aquecimento dos gases que compõe a mistura do tubo de descarga e dos eletrodos.

Quando se opera a lâmpada em altas frequências, (acima de $10kHz$), os picos de re-ignição (sobretensão) desaparecem, pois a constante térmica do plasma, que forma do arco voltaico, é maior que o período em que a tensão sobre os terminais da lâmpada é menor que a tensão mínima de manutenção do arco voltaico, impedindo que o plasma se esfrie.

A lâmpada apresenta ainda, durante o período de aquecimento, um comportamento tensão-corrente negativo, enquanto em regime ela se comporta

aproximadamente como uma resistência. Isto significa que durante a fase de aquecimento dos gases que compõe a mistura do tubo de descarga, a resistência equivalente da lâmpada varia grandemente de valores típicos mínimos de 3Ω a valores máximos de 106Ω , em regime permanente no final de sua vida útil.

2.1.5 MODELOS ELÉTRICOS DA LÂMPADA

Antes de realizado todo o projeto se faz necessário um conhecimento prévio da carga a ser alimentada. De forma similar, modelos para a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão são necessários para que seja possível projetar de maneira precisa um circuito que opere este tipo de carga. Como apresentado no item anterior, quando a lâmpada opera em alta freqüência, apresenta comportamento linear, aproximado por uma resistência pura. Grande parte dos modelos para a lâmpada, encontrados atualmente, retratam seu funcionamento em alta freqüência (acima de $10kHz$), abstendo-se de seu comportamento tensão-corrente não linear em baixas freqüências, sendo que nenhum modelo presta-se a representar o comportamento da lâmpada no seu regime transitório.

2.1.5.1 MODELO DE FERRERO [1]

O modelo proposto por Ferrero [1] baseia-se nos modelos para lâmpadas fluorescentes, adaptados para lâmpadas de vapor de sódio. Para modelar a lâmpada são necessários somente valores experimentais de tensão e corrente na lâmpada para uma faixa de potência. Dos valores obtidos, traça-se uma reta $V_{RMS} \times I_{RMS}$ e dela obtém-se valores de sua inclinação (R_s) e de sua intersecção no eixo das ordenadas (V_s). Na Fig. 2.8 está demonstrado o modelo para uma lâmpada de sódio de $150W$.

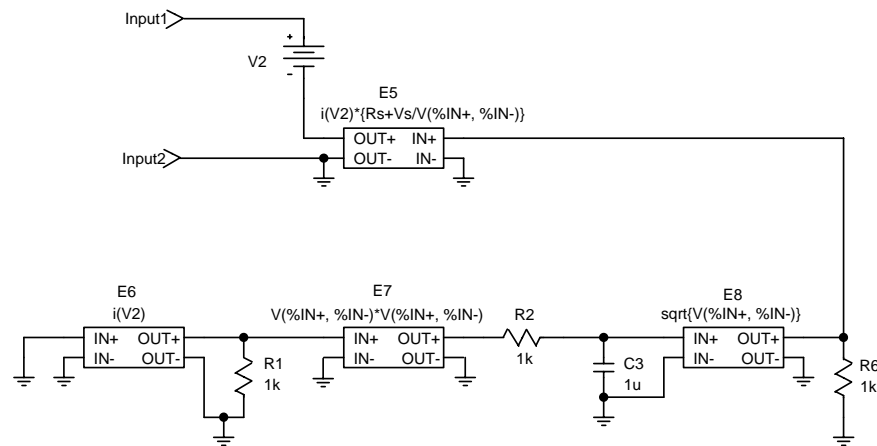


Fig. 2.8 - Modelo proposto por Ferrero [1].

Na obtenção do modelo utilizou-se uma frequência de $100kHz$. Apesar de representar de maneira relativamente precisa e simples a lâmpada nestas condições, o modelo não se presta a representar a lâmpada se utilizada com uma baixa frequência de operação (retificada em $120Hz$). Portanto, este modelo não é válido para representar a lâmpada operando em baixa frequência, modulada em alta frequência ($100kHz$).

2.1.5.2 MODELO DE SHVARTSAS [2]

No modelo proposto por Shvartsas [2] a lâmpada é modelada pelas características físico-químicas do plasma formador do arco voltaico entre os eletrodos, por parâmetros da lâmpada e constantes universais. Na Fig. 2.9 é apresentado o modelo proposto para a lâmpada.

2.2 IGNITORES

Como toda lâmpada de descarga, a lâmpada de vapor de sódio necessita de um circuito de ignição para criar o arco voltaico entre seus eletrodos. Circuitos que provêm as condições necessárias para a criação de um arco voltaico são conhecidos como ignitores.

O processo de partida da lâmpada consiste basicamente em duas etapas: a ignição e a estabilização.

Na ignição, um pulso de alta tensão é necessário para romper o dielétrico entre os eletrodos e formar o arco voltaico. O gás de ignição é composto basicamente de xenônio. O gás xenônio, combinado com uma pequena quantidade de mercúrio, têm como finalidade aumentar a eficiência luminosa da lâmpada, pois como apresentam uma condutividade térmica maior que o sódio, estes gases reduzem as perdas térmicas por condução e reduzem flutuações de temperatura. Por também modificar a condutividade elétrica da descarga, este é usado para ajustar a tensão de arco da lâmpada [16].

Na etapa de estabilização do arco, o aquecimento do arco voltaico, formado pelo gás de xenônio ionizado vaporiza o amálgama de sódio e mercúrio e a lâmpada adquire sua tonalidade branco-amarelada.

Além de fornecer um pulso mínimo de tensão, com uma duração adequada, para criar este arco voltaico, o circuito ignitor não deve interferir no resto do circuito depois de mantido o arco. As tensões mínima e máxima de ignição da lâmpada definidas pela ABNT são de 2.500V e 4.000V .

Na literatura podem-se encontrar 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 em um circuito onde um pulso de tensão é aplicado em um transformador ou autotransformador que possua uma relação de transformação de modo a garantir a ignição da lâmpada.

Na Fig. 2.10 são apresentados alguns exemplos de circuitos utilizados como ignitores [3].

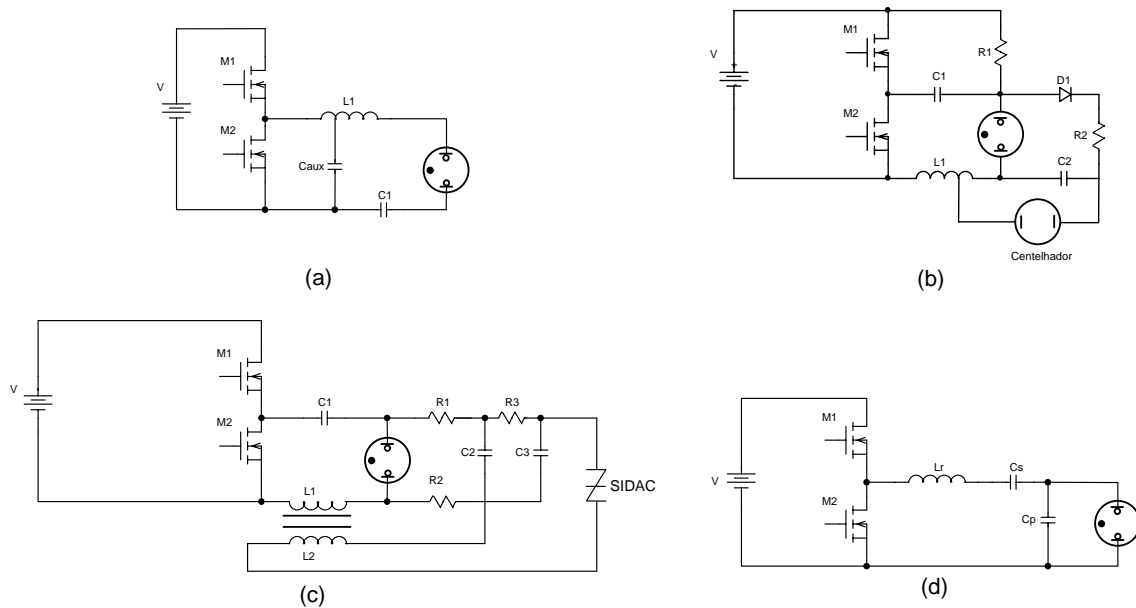


Fig. 2.10 – Exemplos de ignitores: Com capacitor auxiliar (a), com centelhador (b), com SIDAC (c) e (d) com capacitor ressonante.

2.3 ANÁLISE DE REATORES EXISTENTES

Atualmente, existem no mercado inúmeros modelos de reatores eletromagnéticos e eletrônicos para lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão.

Os reatores eletromagnéticos, que por um lado são simples, baratos e confiáveis, possuem algumas desvantagens como grande peso e volume, além de uma ausência de regulação de potência e efeito *'flicker'*. Os reatores eletrônicos, por outro lado, têm como desvantagens o maior custo e o problema de lidar com um fenômeno conhecido como ressonância acústica que ocorre a partir de determinadas frequências, o qual pode resultar na destruição da lâmpada. Apesar das desvantagens relacionadas acima, os reatores eletrônicos representam uma excelente solução para este tipo de lâmpada uma vez que, por operarem a lâmpada em alta frequência, aumentam sua vida útil e o fator de potência, além de serem de baixo peso e volume, possibilitar um controle da potência transferida para a lâmpada e permitir a variação da intensidade luminosa.

Muitas estruturas foram geradas procurando atender a diferentes quesitos como aumento da vida útil da lâmpada, aumento da temperatura de cor, aumento do rendimento ou controle da potência para todos os estágios de vida da lâmpada. Grande parte dos reatores eletrônicos atualmente disponíveis no mercado baseia-se na estrutura em meia ponte ressonante. Em [4], Blankers propõe a utilização do inversor em ponte

completa, conectado a um barramento CC para efetuar a alimentação da lâmpada, como mostrado na Fig. 2.11.

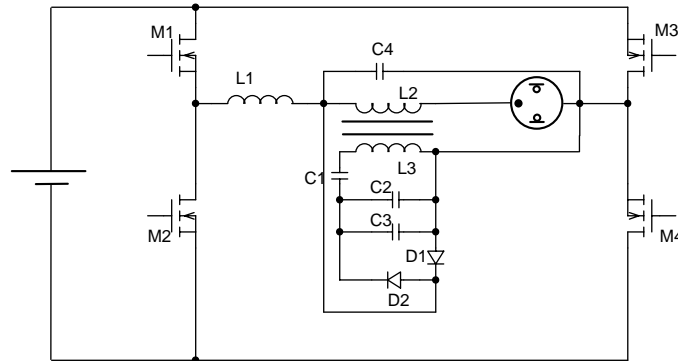


Fig. 2.11 - Circuito proposto por Blankers[4].

Este tipo de estrutura representa uma solução simples para alimentação de lâmpadas de descarga. O grande problema desta abordagem é a ausência de um estágio PFC, o que causa uma elevada geração de harmônicas na rede, além de não haver nenhum controle da potência transferida para a lâmpada.

Ferrero [5], discute a utilização de um conversor AC-AC, baseado no conversor em ponte completa ressonante, com estágio de correção de fator de potência baseada no conversor Boost (PFC-Boost) agregado ao conversor em ponte completa.

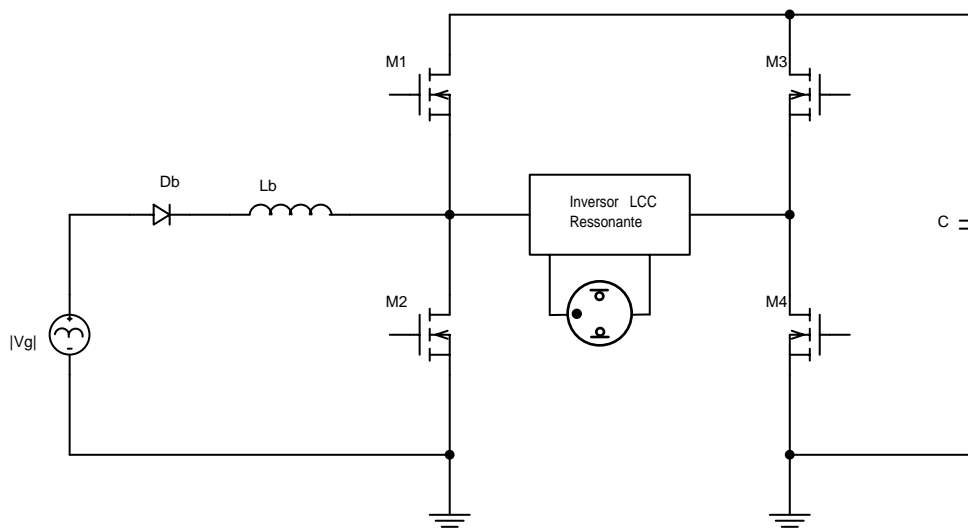


Fig. 2.12 – Ballast proposto por Ferrero.

Como se verifica na Fig. 2.12, o estágio PFC-Boost é incorporado na estrutura do inversor em ponte completa ressonante, minimizando-se deste modo custos de

implementação (há a redução da utilização de um interruptor na estrutura). Em contrapartida, esta estrutura requer um dimensionamento específico do interruptor M2, de modo a realizar convenientemente a função PFC. Ou seja, o interruptor M2 deverá conduzir ao mesmo tempo a corrente do inversor e do conversor Boost enquanto que o diodo parasita de M1 terá que ser dimensionado para suportar a corrente de transferência de energia do Boost, além da corrente nominal do inversor. Como consequência, as correntes dos interruptores não são simétricas, dificultando o uso de circuitos simples de comando como o auto-oscilante.

Por outro lado, para que a corrente da lâmpada possa ser senoidal, a razão cíclica de funcionamento do Boost deve ser igual a 0,5, ou seja, os interruptores do inversor devem ter o mesmo intervalo de condução e de bloqueio. Logo, com esta razão cíclica, a tensão resultante sobre o capacitor C deverá ser no mínimo o dobro do valor de pico da fonte alternada de alimentação, o que torna impraticável o uso do circuito em tensões de alimentação de 220V.

Além disto, na etapa de partida da lâmpada e na sua ausência ou falha de funcionamento, a tensão de saída do Boost tende a aumentar e seu controle teria que ser efetuado com uma variação da frequência de funcionamento do interruptor, exigindo um controle em malha fechada.

2.4 ESTRUTURA PROPOSTA

Na estrutura proposta, o grande diferencial é a ausência do estágio boost para a correção do fator de potência, o que diminui o custo associado ao reator e aumenta sua confiabilidade. Por utilizar um microcontrolador para o controle da estrutura, é esperado que o reator possua um grande apelo comercial. Uma característica que espera-se ser verificada é a ausência do fenômeno da ressonância acústica, uma vez que, como o inversor é alimentado com uma tensão retificada da rede, a presença desta envoltória em baixa frequência da potência na lâmpada elimina este efeito. Por utilizar apenas um pequeno capacitor de polipropileno no barramento CC, ao invés de um grande capacitor eletrolítico de filtragem, há uma significativa redução no peso, no volume e no custo do reator, além de um aumento da sua vida útil. Outra característica associada ao emprego de um capacitor de pequeno valor no barramento CC é um alto fator de potência na entrada do conversor, o que dispensa a utilização de uma estrutura de correção ativa de fator de potência. Na Fig. 2.13 é apresentado o diagrama de blocos básico da estrutura do reator.

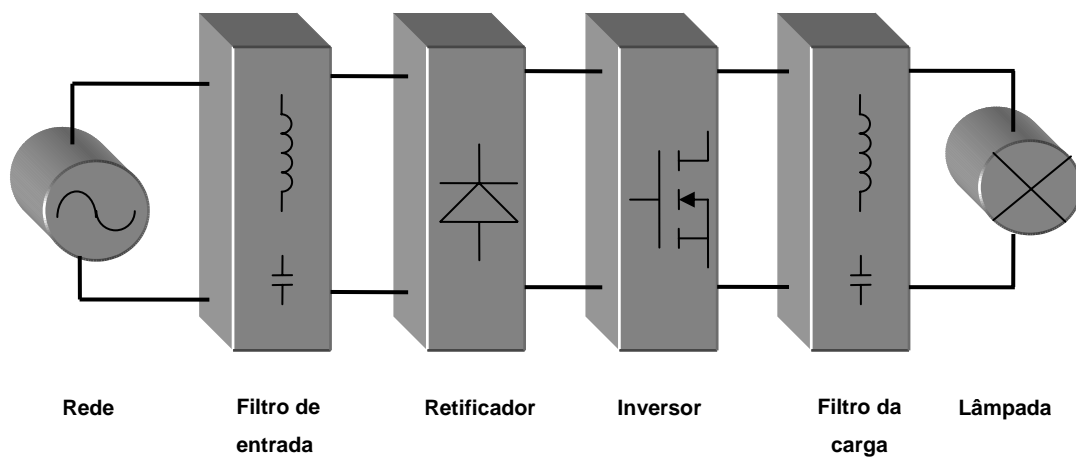


Fig. 2.13 – Estrutura do reator implementado.

1. **Filtro de Entrada:** Este filtro tem como objetivo atenuar as componentes de alta frequência da corrente de entrada, devido à comutação em alta frequência do inversor. É composto de um filtro passivo do tipo LC.
2. **Retificador:** O bloco retificador em ponte completa tem como finalidade prover uma tensão CC (com a ondulação da rede em 120Hz) para servir de alimentação ao inversor.
3. **Inversor:** O Inversor em ponte completa fornece uma tensão alternada em alta frequência à carga, composta do filtro e da lâmpada. A topologia em ponte completa foi utilizada de forma que se possibilite a utilização desta estrutura para conjuntos filtro-carga não-ressonantes, com modulação 0,5, e assim impedindo que correntes médias circulem na lâmpada.
4. **Filtro de carga:** A função primordial do filtro conectado à carga é o de controlar o nível de corrente fornecida à lâmpada e melhorar a característica da lâmpada na passagem por zero da tensão da rede.

2.5 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram abordados os conceitos referentes à iluminação, de forma a melhor situar o estudo de topologias de reatores para lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão e melhorar o embasamento para uma comparação dos resultados obtidos. Em seguida, foram analisados os aspectos construtivos da lâmpada em questão e seus aspectos elétricos, englobando todos os fenômenos de ressonância acústica, perda de fluxo luminoso emitido pela lâmpada em função da sua vida e cataforese. Posteriormente, foram analisados os modelos para a lâmpada de vapor de sódio, de modo a auxiliar o projeto do reator e melhor compreender o comportamento da lâmpada. Dando prosseguimento, realizou-se um estudo das topologias existentes de reatores na literatura e de métodos de ignição da lâmpada.

A estrutura do reator, alvo deste estudo, foi então apresentada e seus blocos funcionais foram relacionados e explicados.

Devido à utilização de um capacitor de pequeno valor do link CC e por operar com uma razão cíclica constante, esta estrutura apresenta naturalmente um elevado fator de potência, que possibilita reduzir o custo do conversor, além das vantagens do uso de um reator eletrônico, como permitir um controle do fluxo luminoso emitido pela lâmpada.

3 ESTÁGIO DE ENTRADA COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA

3.1 INTRODUÇÃO

Quando se trabalha com um dispositivo que venha a ser conectado na rede elétrica, uma das principais preocupações do projetista é o de atender a normas referentes ao fator de potência do dispositivo em questão. Normas atuais exigem que o fator de potência na rede de alimentação de um consumidor seja maior ou igual a 0,92.

Neste capítulo são apresentados os aspectos referentes ao emprego de filtragem passiva, para minimização da distorção harmônica e conseqüente elevação do fator de potência da estrutura.

3.2 FATOR DE POTÊNCIA [15]

O fator de potência de uma estrutura é conhecido por definição como sendo a razão entre a potência ativa e a potência aparente circulante na mesma. Deste modo:

$$F.P. = \frac{P}{S} \quad (3.1)$$

Uma carga é dita linear quando é formada apenas por elementos passivos. O fator de potência para uma carga linear pode ser então compreendido como sendo:

$$F.P. = \frac{V_{ef} \cdot I_{ef} \cdot \cos(\theta)}{V_{ef} \cdot I_{ef}} \quad (3.2)$$

Onde o ângulo ϕ é o ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente de entrada do circuito, assim:

$$\phi = \phi_v - \phi_i$$

Quando se trabalha com uma carga dita não-linear, como no caso do circuito proposto neste trabalho, a corrente fornecida pela fonte de alimentação possui um formato periódico não senoidal. Esta corrente pode ser decomposta em uma soma de componentes senoidais com frequências múltiplas inteiras da frequência fundamental

desta corrente. A tensão de alimentação é considerada sem distorção, assim é desconsiderado seu efeito no cálculo do fator de potência. Desta forma, a corrente fornecida pela fonte é representada pela equação (3.3).

$$i(t) = I_{CC} + \sqrt{2}I_{1ef} \cos(1 \cdot 2\pi ft + \theta_{i1}) + \sqrt{2}I_{2ef} \cos(2 \cdot 2\pi ft + \theta_{i2}) + \sqrt{2}I_{3ef} \cos(3 \cdot 2\pi ft + \theta_{i3}) + \dots \quad (3.3)$$

Aplicando-se a definição de valor médio e eficaz na equação (3.1) obtém-se:

$$F.P. = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t) dt}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt}} \quad (3.4)$$

Desta forma, substituindo-se a equação (3.3) na equação (3.4), obtém-se:

$$F.P. = \frac{V_{1ef} I_{1ef} \cos(\theta_{v1} - \theta_{i1})}{V_{1ef} \cdot \sqrt{I_{1ef}^2 + I_{2ef}^2 + I_{3ef}^2 + \dots}} = \frac{I_{1ef} \cos(\theta_{v1} - \theta_{i1})}{\sqrt{I_{1ef}^2 + I_{2ef}^2 + I_{3ef}^2 + \dots}} \quad (3.5)$$

Como, por definição:

$$TDH = \sqrt{\frac{I_{2ef}^2}{I_{1ef}^2} + \frac{I_{3ef}^2}{I_{1ef}^2} + \dots + \frac{I_{nef}^2}{I_{1ef}^2}} \quad (3.6)$$

A equação (3.5) pode ser reduzida a:

$$F.P. = \frac{\cos(\phi)}{\sqrt{1 + TDH^2}} \quad (3.7)$$

A equação (3.7) representa o fator de potência generalizado para qualquer tipo de carga.

Em alguns reatores atuais é utilizado um conversor elevador para realizar a função de correção de fator de potência, cuja estrutura pode ser visualizada na Fig. 3.1.

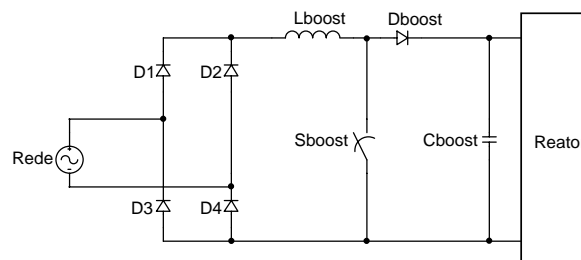


Fig. 3.1 – Estágio ativo de correção do fator de potência.

A estrutura utilizando o conversor boost possui o inconveniente de apresentar um grande número de componentes, reduzindo a confiabilidade e encarecendo grandemente o produto final.

Uma solução para este problema é a utilização de apenas um pequeno capacitor de barramento após o retificador de onda completa e a utilização de um filtro de entrada para atenuar as componentes de elevada ordem, produzidas pelo circuito inversor do reator. Na Fig. 3.2 pode-se visualizar o circuito empregado.

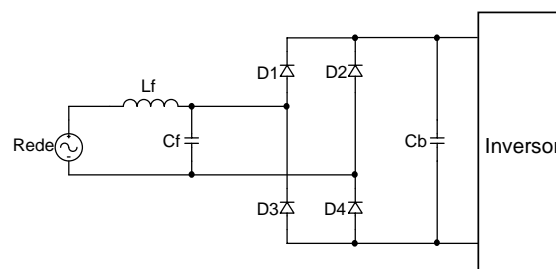


Fig. 3.2 – Circuito de filtragem das componentes harmônicas.

O capacitor conectado ao barramento é utilizado para fornecer uma pequena energia ao inversor durante a passagem por zero da tensão da rede e servir de passagem para correntes reversas do inversor, sendo desta forma de pequeno valor e não afetando de maneira importante o fator de potência da estrutura.

Este circuito possui as seguintes vantagens:

- Robustez;
- Elevado rendimento;
- Reduzido número de componentes.

3.3 NORMAS DE NÍVEIS DE HARMÔNICAS

Atualmente não há nenhuma norma brasileira que regule as emissões de harmônicas para reatores para lâmpadas de vapor de sódio. As normas que serão adotadas neste trabalho são extrações da norma europeia IEC-6100-3-2. Essa norma estabelece níveis máximos de cada componente harmônica produzidas por equipamentos com correntes de entrada de até 16A por fase, e classifica em três classes distintas:

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

Deste modo, o presente trabalho se enquadra nos equipamentos classificados como “Classe C”. Os níveis das harmônicas para este tipo de equipamento são apresentados na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Percentuais máximos das harmônicas permitidos.

Ordem da harmônica	Corrente máxima da harmônica, representada como um percentual da corrente fundamental.
n	%
2	2
3	$30 \cdot \lambda^*$
5	10
7	7
9	5
$11 \leq n \leq 39$ (somente ímpares)	3

* λ é o fator de potência do circuito

É importante salientar que estas normas são extrações de normas européias, que ainda não são utilizadas para todos os produtos comercializados no país. Seus valores foram retirados apenas como referência para adequação ao mercado internacional.

3.4 CIRCUITO PROPOSTO

De acordo com o que foi apresentado anteriormente, foi utilizado apenas um filtro na entrada do reator para atenuar as harmônicas de ordem elevada.

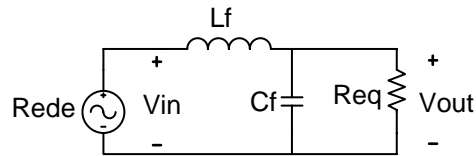


Fig. 3.3 – Filtro de entrada.

O filtro apresentado na Fig. 3.3 forma um filtro passa-baixas. O ganho relativo entre a tensão de entrada e a tensão de saída de filtros do tipo passa-baixas é apresentado na equação (3.8).

$$G_{PB}(s) = \frac{V_{in}(s)}{V_{out}} = \frac{\omega_o^2}{s^2 + s \cdot (2 \cdot \zeta \cdot \omega_o) + \omega_o^2} \quad (3.8)$$

Do filtro apresentado na Fig. 3.3, obtém-se sua equação de ganho entre a entrada e a saída.

$$G_{filtro}(s) = \frac{V_{in}(s)}{V_{out}} = \frac{1}{s^2 + s \cdot \frac{1}{R_{eq} \cdot C_f} + \frac{1}{L_f \cdot C_f}} \quad (3.9)$$

Igualando-se as equações (3.8) e (3.9), obtém-se:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_f}} \quad (3.10)$$

$$\zeta = \sqrt{\frac{L_f}{4 \cdot R_{eq}^2 \cdot C_f}} \quad (3.11)$$

Das equações (3.10) e (3.11) obtém-se as equações (3.12) e (3.13) que definem os valores de indutância e capacitância do filtro em função dos parâmetros ζ e ω_o .

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot \zeta \cdot \omega_o \cdot R_{eq}} \quad (3.12)$$

$$L_f = \frac{1}{C_f \cdot \omega_o^2} \quad (3.13)$$

O fator ζ é chamado de fator de amortecimento do filtro e define o seu amortecimento do filtro na frequência de corte do mesmo. Na Fig. 3.4 é apresentado o

gráfico normalizado em $\frac{j \cdot \omega}{\omega_o}$ que exprime a variação do ganho do filtro para variações do fator de amortecimento.

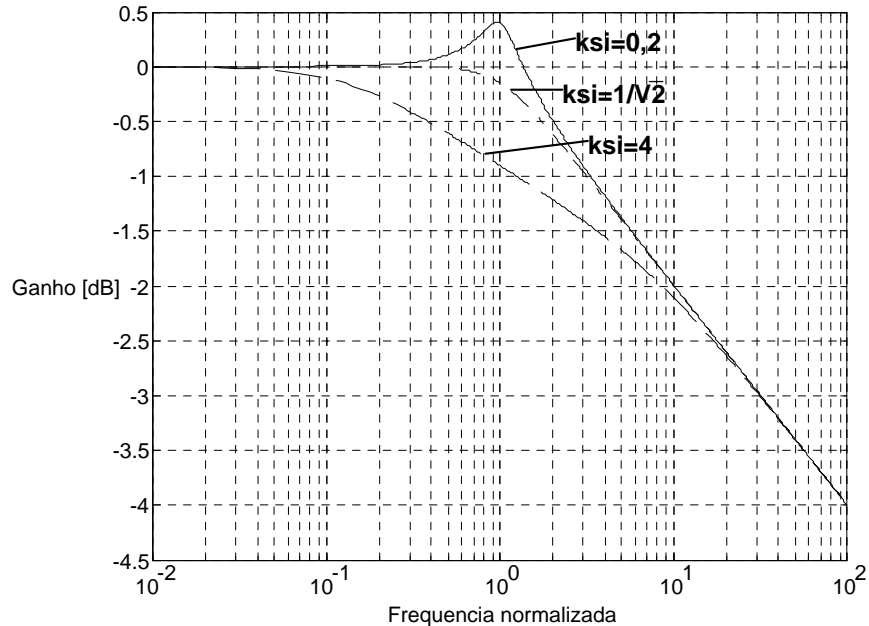


Fig. 3.4 - Comportamento do ganho do filtro para variações do fator de amortecimento.

É recomendado utilizar valores de $\zeta > \frac{1}{\sqrt{2}}$ para este parâmetro, pois isto representa a condição de amortecimento crítico do filtro, evitando desta forma oscilações de alta frequência na saída do filtro.

Outro parâmetro importante para definir os elementos que compõem o filtro é o deslocamento criado entre a tensão e a corrente de entrada, de maneira a minimizar o fator de deslocamento ($\cos(\theta)$).

A equação (3.14) representa a razão entre a corrente de entrada e a tensão de entrada.

$$\frac{I_{in}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1}{s \cdot L_f} \cdot \left(1 - \frac{\omega_o^2}{s^2 + s \cdot (2 \cdot \zeta \cdot \omega_o) + \omega_o^2} \right) \tag{3.14}$$

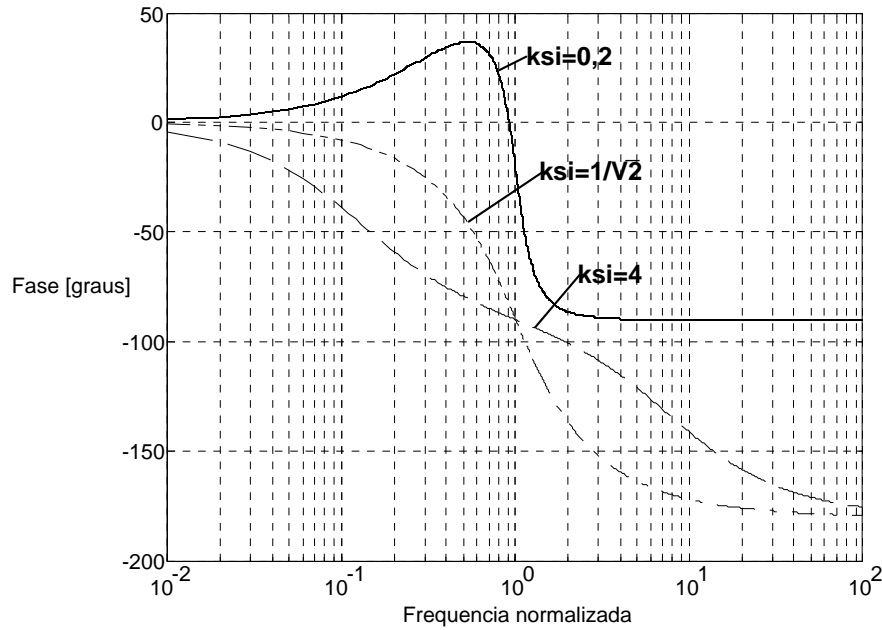


Fig. 3.5 - Desvio de fase entre a corrente de entrada e a tensão de entrada introduzido pelo filtro de entrada.

Pela Fig. 3.5 pode-se notar que para valores pequenos de ζ , a fase entre a corrente e a tensão de entrada na frequência de corte é elevada. De modo a reduzir esta fase, utilizam-se valores de $\zeta > \frac{1}{\sqrt{2}}$ e a frequência de corte do filtro pelo menos 50 vezes a frequência da rede.

A resistência equivalente do circuito representa o conjunto retificador, inversor e carga e é modelada pela equação (3.15).

$$R_{eq} = \frac{V_{in}^2}{\frac{P_{lamp}}{\eta}} \quad (3.15)$$

3.5 PROJETO DO FILTRO DE ENTRADA [14]

Como foi apresentado no ítem anterior, o projeto do filtro de entrada envolve algumas considerações importantes para que esta estrutura opere de maneira eficaz.

A frequência angular de ressonância do filtro ω_o deve ser tal que $\frac{(2 \cdot \pi \cdot f_s)}{5} \geq \omega_o \geq 50 \cdot (2 \cdot \pi \cdot f)$, para garantir uma boa atenuação das componentes

harmônicas de ordem superior e apresentar um pequeno desvio de fase entre a corrente e a tensão de entrada.

O fator de amortecimento do filtro deve ser maior que 0,707 para evitar ressonância em freqüências próximas da freqüência de corte do filtro.

Garantidas essas considerações, é feito o projeto do filtro para a lâmpada de vapor de sódio de 250W, com tensão de entrada de 220V e freqüência de 60Hz. A freqüência de comutação a ser utilizada é de 40kHz, escolhida por se tratar de uma freqüência livre de ressonância acústica, e o rendimento estimado da estrutura é igual a 0,9.

Assumindo:

$$\zeta = 0,95$$

$$\omega_o = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_s}{10} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 40kHz}{10} = 25,132krad / s$$

O resistor equivalente da estrutura é calculado pela equação (3.15):

$$R_{eq} = \frac{(220V)^2}{\frac{250W}{0,9}} = 174,24\Omega$$

Pela equação (3.12) obtém-se:

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot 0,95 \cdot 25,132krad / s \cdot 174,24\Omega} = 120,187nF$$

Adotando-se o valor comercial mais próximo, obtém-se:

$$C_f = 120nF$$

O indutor do filtro é calculado pela equação (3.13).

$$L_f = \frac{1}{120nF \cdot (25132rad / s)^2} = 13,193mH$$

O comportamento do ganho do filtro e do desvio de fase entre a corrente de entrada e a tensão de entrada pela freqüência podem ser visualizados na Fig. 3.6 e Fig. 3.7, respectivamente.

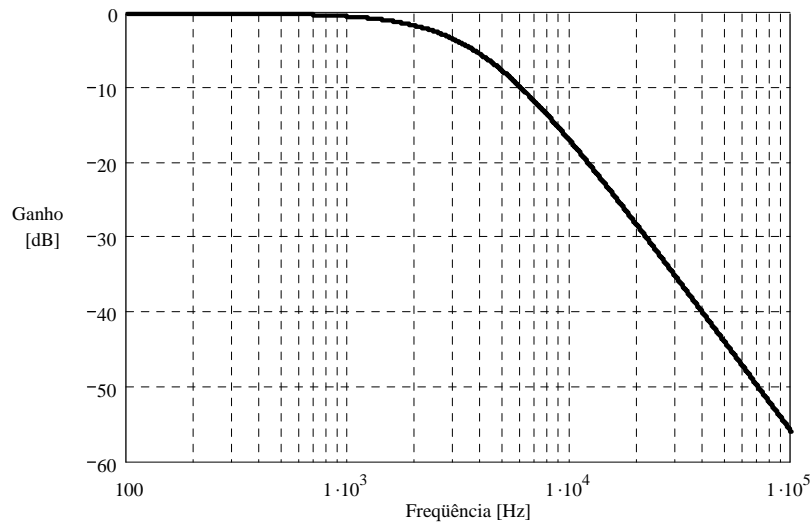


Fig. 3.6 – Função de ganho do filtro para variações da frequência.

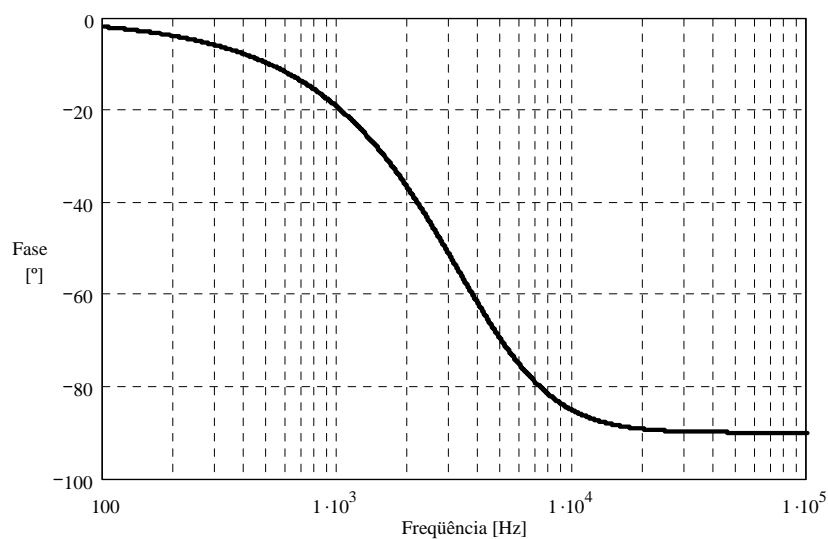


Fig. 3.7 – Desvio de fase entre a corrente de entrada e a tensão de entrada.

3.5.1 ANÁLISE DO INDUTOR ACOPLADO MAGNETICAMENTE

No projeto do indutor do filtro de entrada estudou-se a viabilidade da construção utilizando enrolamentos acoplados magneticamente. Desta forma, foi estudada a construção utilizando-se este tipo especial de configuração, comparando-se com a montagem convencional. O modelo do indutor magneticamente acoplado é apresentado na Fig. 3.8.

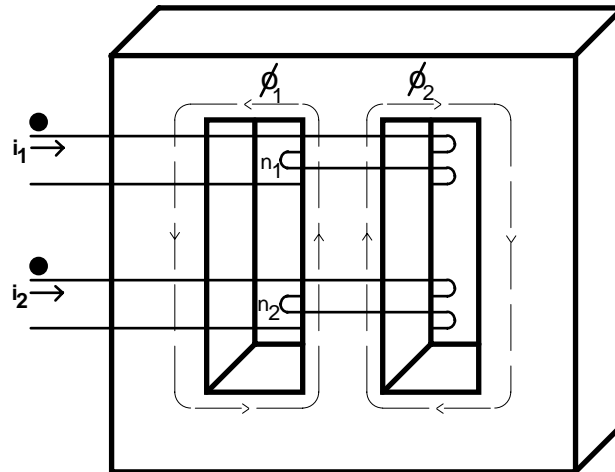


Fig. 3.8 – Representação do indutor magneticamente acoplado.

Do circuito da Fig. 3.8 pode-se tirar algumas conclusões importantes:

1. O fluxo produzido pelo enrolamento 1 e 2 são respectivamente ϕ_1 e ϕ_2 .
2. Os fluxos totais que atravessam cada enrolamento são:

$$\phi_{1t} = \phi_1 + \phi_{2m} \quad (3.16)$$

$$\phi_{2t} = \phi_2 + \phi_{1m} \quad (3.17)$$

Onde os fluxos ϕ_{1m} e ϕ_{2m} são os fluxos produzidos pelos enrolamentos 1 e 2, que percorrem os enrolamentos 2 e 1, respectivamente.

Definem-se então as indutâncias do sistema em função dos fluxos e dos números de espiras:

Indutância própria do enrolamento 1:

$$L_1 = n_1 \cdot \frac{\phi_1}{i_1} \quad (3.18)$$

Indutância própria do enrolamento 2:

$$L_2 = n_2 \cdot \frac{\phi_2}{i_2} \quad (3.19)$$

Indutância mútua do sistema 1:

$$M_1 = n_1 \cdot \frac{\phi_{m2}}{i_2} \quad (3.20)$$

Indutância mútua do sistema 2:

$$M_2 = n_2 \cdot \frac{\phi_{m1}}{i_1} \quad (3.21)$$

As indutâncias mútuas são iguais, uma vez que o circuito magnético apresenta uma relutância \mathfrak{R} à passagem do fluxo ϕ_m . Aplicando-se o teorema de Ampère ao campo H_1 , criado pela corrente i_1 e considerando que a corrente i_2 é nula:

$$n_1 \cdot i_1 = H_1 \cdot l_m = \mathfrak{R} \cdot \phi_{m1} \quad (3.22)$$

Da mesma forma, com H_2 produzido pela corrente i_2 e considerando $i_1 = 0$:

$$n_2 \cdot i_2 = H_2 \cdot l_m = \mathfrak{R} \cdot \phi_{m2} \quad (3.23)$$

A partir das equações (3.20) e (3.21) chega-se a:

$$M_1 = n_1 \cdot \frac{\phi_{m2}}{i_2} = \frac{n_1 \cdot n_2}{\mathfrak{R}} \quad (3.24)$$

e,

$$M_2 = n_2 \cdot \frac{\phi_{m1}}{i_1} = \frac{n_2 \cdot n_1}{\mathfrak{R}} \quad (3.25)$$

Deste modo, $M_1 = M_2 = M$.

Considerando-se o coeficiente de acoplamento “k” igual a 1, ou seja, um circuito magnético perfeitamente acoplado, tem-se que:

$$M = \pm \sqrt{L_1 \cdot L_2} \quad (3.26)$$

Desta forma, a indutância total do circuito magnético pode ser representada como:

$$L_T = L_1 + L_2 + M_1 + M_2 \quad (3.27)$$

Se forem utilizados dois enrolamentos iguais, ou seja, $L_1 = L_2 = L$, a equação (3.26) se reduz a $M = L$. Finalmente obtém-se:

$$L_T = 4 \cdot L \quad (3.28)$$

Da equação (3.28) observa-se, então que para o indutor magneticamente acoplado, a indutância de cada enrolamento representa $\frac{1}{4}$ da indutância total.

Apesar dos esforços de minimizar o volume do núcleo ou do número de espiras total, necessários para a confecção do indutor de filtragem da entrada, a metodologia de acoplamento magnético não se presta a resolver esta necessidade, uma vez que não

altera o volume total de material magnético ou o número de espiras totais. Os pontos negativos da utilização de um elemento acoplado magneticamente, como filtro de entrada, é o uso de uma camada de isolamento adicional e de aumentar os custos de confecção. Por outro lado, este tipo de estrutura pode ser utilizada como filtro de ruídos de modo diferencial.

3.5.2 PROJETO FÍSICO DO INDUTOR DO FILTRO DE ENTRADA

Como no indutor de filtragem de entrada apenas percorre uma corrente em baixa frequência, é utilizado um núcleo ferro-silício, que apesar de seu maior peso, possui um valor de indução muito maior que o núcleo de ferrite, possibilitando assim, a utilização de núcleos menores.

As equações relevantes a este dimensionamento, bem como todas as considerações são apresentadas como segue.

Na Fig. 3.9 é apresentado o padrão de medidas dos núcleo de ferro-silício.

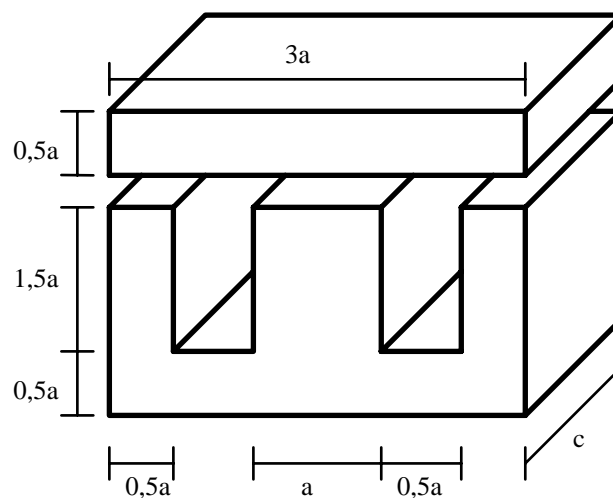


Fig. 3.9 – Padrão do núcleo de ferro-silício.

A área do entreferro é definida como:

$$S_g = 2 \cdot a \cdot c \cdot K_s \quad (3.29)$$

A relutância do entreferro pode ser então calculada:

$$R_g = 2 \cdot g \cdot \frac{1}{\mu_o \cdot S_g} \quad (3.30)$$

A área da secção reta da perna central é:

$$S_n = a \cdot c \cdot K_s \quad (3.31)$$

O comprimento do caminho magnético é:

$$l_m = 5,6 \cdot a \quad (3.32)$$

Assim a relutância do ferro pode ser calculada:

$$R_n = \frac{l_m}{\mu_f \cdot S_n} \quad (3.33)$$

O número de espiras que compõem o núcleo é então calculado pela equação (3.34):

$$N = \sqrt{(R_g + R_n) \cdot L_f} \quad (3.34)$$

A densidade de fluxo de pico é calculada pela equação (3.35).

$$B_p = \frac{I_{pico} \cdot L_f}{N \cdot S_n} \quad (3.35)$$

A área do fio de cobre utilizado para construir os enrolamentos é calculada:

$$S_{fio} = \frac{I_{ef}}{J_{max}} \quad (3.36)$$

Portanto, através da análise das equações (3.34) e (3.35) para um mesmo núcleo (uma vez que o fluxo é o mesmo, tanto para o indutor convencional, quanto para o acoplado) obtém-se:

$$N_{acopl} = \sqrt{(R_g + R_n) \cdot \frac{L_{f_{enrol}}}{4}} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{(R_g + R_n) \cdot L_{f_{enrol}}} \quad (3.37)$$

Desta forma, pode-se notar que como seriam utilizados dois enrolamentos, o número total de espiras do núcleo acoplado magneticamente é igual ao número de espiras do indutor convencional, para um mesmo núcleo. Assim, a única vantagem deste tipo de configuração é o fato de que o indutor acoplado atuar como um filtro de modo diferencial, mas sua desvantagem é a de utilizar isolamento entre os enrolamentos, ocupando mais espaço na janela do núcleo.

Como a utilização do indutor acoplado magneticamente não traz nenhuma vantagem em relação à metodologia convencional, foi utilizado um indutor simples, ou seja, não-acoplado.

As equações que definem as correntes eficazes e de pico no indutor são dadas pelas equações (3.38) e (3.39).

$$I_{L_{fe}} = \frac{P_{lamp}}{\eta \cdot V_{ef}} \quad (3.38)$$

$$I_{L_{fpico}} = I_{L_{fe}} \cdot \sqrt{2} \quad (3.39)$$

Assim:

$$I_{L_{fe}} = \frac{250W}{0,9 \cdot 220V} = 1,263A$$

$$I_{L_{fpico}} = 1,263A \cdot \sqrt{2} = 1,786A$$

Adotando-se:

$$K_s = 0,95 \quad \mu_o = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m} \quad \mu_f = 7,692 \cdot 10^{-3} \frac{H}{m}$$

$$J_{max} = 450 \frac{A}{cm^2}$$

O menor núcleo de ferro-silício disponível no INEP é o 1,6×1,6, que possui as seguintes características:

$$a = 1,6cm \quad c = 1,6cm$$

Considerando-se:

$$g = 0,2mm$$

Utilizando-se as equações (3.29) a (3.36):

$$S_g = 2 \cdot 1,6cm \cdot 1,6cm \cdot 0,95 = 4,864cm^2$$

$$R_g = 2 \cdot 0,2mm \cdot \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m} \cdot 4,864cm^2} = 6,544 \times 10^5 H^{-1}$$

$$S_n = 1,6cm \cdot 1,6cm \cdot 0,95 = 2,432cm^2$$

$$l_m = 5,6 \cdot 1,6cm = 8,96cm$$

$$Rn = \frac{8,96cm}{7,962 \times 10^{-3} \frac{H}{m} \cdot 6,544 \times 10^5 H^{-1}} = 4,79 \times 10^4 H^{-1}$$

$$N = \sqrt{(6,544 \times 10^5 H^{-1} + 4,79 \times 10^4 H^{-1}) \cdot 13,193H} = 97esp$$

$$Bp = \frac{1,786A \cdot 13,193mH}{97esp \cdot 2,432cm^2} = 1,007T$$

$$S_{fio} = \frac{1,786A}{450 \frac{A}{cm^2}} = 0,0325cm^2$$

Os resultados obtidos acima levam a um fio condutor do tipo 22AWG. Como o fluxo máximo, obtido acima, é menor que o fluxo máximo adotado inicialmente, a consideração do entreferro é válida. O próximo passo é o de determinar as perdas associadas ao indutor calculado.

O peso do núcleo pode ser calculado utilizando-se a equação (3.40).

$$Peso = 0,0422 \frac{kg}{cm^2} \cdot a^2 \quad (3.40)$$

As perdas por quilo de ferro, para o núcleo utilizado são dadas por:

$$Pc = 1,6 \frac{W}{kg}$$

As perdas no núcleo são finalmente calculadas através da equação (3.41).

$$Pnucleo = Pc \cdot Peso \quad (3.41)$$

Para o cálculo das perdas no cobre é necessário calcular inicialmente o comprimento médio de cada espira dado pela equação (3.42):

$$l_{cu} = 2 \cdot (a + c) + 0,5 \cdot a \cdot \pi \quad (3.42)$$

A resistência do enrolamento é dada pela equação (3.43).

$$Rcu = \rho_{cu} \cdot N \cdot l_{cu} \quad (3.43)$$

As perdas no cobre são dadas pela equação (3.44).

$$Pcu = Rcu \cdot I_{L_{fef}}^2 \quad (3.44)$$

Uma vez estabelecidas as equações que definem as perdas no indutor, podem-se obter os valores destas perdas para o indutor em questão.

$$Peso = 0,0422 \frac{kg}{cm^2} \cdot (1,6cm)^2 = 0,108kg$$

$$P_{nucleo} = 1,6 \frac{W}{kg} \cdot 0,108kg = 0,173W$$

$$lm = 2 \cdot (1,6cm + 1,6cm) + 0,5 \cdot 1,6cm \cdot \pi = 8,913cm$$

A resistividade do fio 22AWG é:

$$\rho_{cu} = 7,08 \times 10^{-4} \frac{\Omega}{cm}$$

Assim:

$$R_{cu} = 7,08 \times 10^{-4} \frac{\Omega}{cm} \cdot 97esp \cdot 8,913cm = 0,607\Omega$$

$$P_{cu} = 0,607\Omega \cdot (1,786A)^2 = 0,969W$$

As perdas totais no indutor são, desta forma:

$$P_{totaisLf} = 1,142W$$

Na tabela são apresentados todos os resultados relevantes ao dimensionamento do indutor de filtragem calculado.

Tabela 3.2 – Parâmetros do indutor de filtragem de entrada.

Indutor de filtragem da entrada (Lf)	
Indutância	13,193mH
Núcleo (a x c)	1,6cm x 1,6cm
Número de espiras	97esp
Fio	1 x 22AWG
Perdas no núcleo	0,173W
Perdas no cobre	0,969W
Perdas totais	1,142W

3.6 DIMENSIONAMENTO DOS DIODOS RETIFICADORES

Para o dimensionamento dos diodos da ponte retificadora da entrada é necessário somente a corrente média que cada diodo conduz durante o período de rede e sua

tensão reversa máxima. Cada diodo da ponte retificadora conduz durante meio período da tensão da rede, desta forma a corrente média pode ser calculada:

$$I_{Dmed} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{220 \cdot \sqrt{2} \cdot \text{sen}(\omega t)}{R_{eq}} d\omega t \quad (3.45)$$

Resultando em:

$$I_{Dmed} = \frac{220 \cdot \sqrt{2} V}{\pi \cdot 174,24 \Omega} = 568,38 mA$$

A corrente que flui pelos diodos é pulsada na frequência de comutação do inversor, desta forma necessita-se de pelo menos um diodo com um tempo de recuperação reversa pequeno em cada braço. A tensão reversa máxima que os diodos estarão submetidos é o pico da tensão da rede, assim:

$$V_{Dreversa} = 311 V$$

Com os dados obtidos, escolheram-se os diodos MUR140 e 1N4004, com tensão reversa de 400V e corrente média de 1A .

3.7 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

De modo a comprovar os resultados teóricos obtidos, foi feita a simulação da estrutura utilizada, com os parâmetros listados abaixo:

Tensão da rede: $V_{rede} = 220V / 60Hz$

Indutor de filtragem: $L_f = 12mH$

Capacitor de filtragem: $C_f = 120nF$

Diodos retificadores: MUR140 e 1N4004

Capacitor de barramento: $C_b = 470nF$

Resistência de carga: $R_{eq} = 174,24\Omega$

O circuito simulado pode ser visualizado na Fig. 3.10.

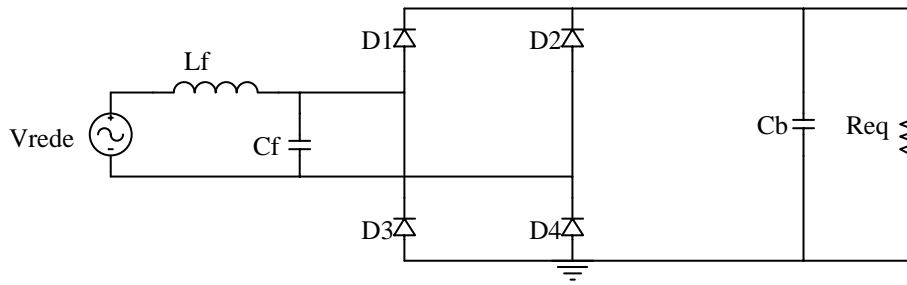


Fig. 3.10 – Circuito simulado.

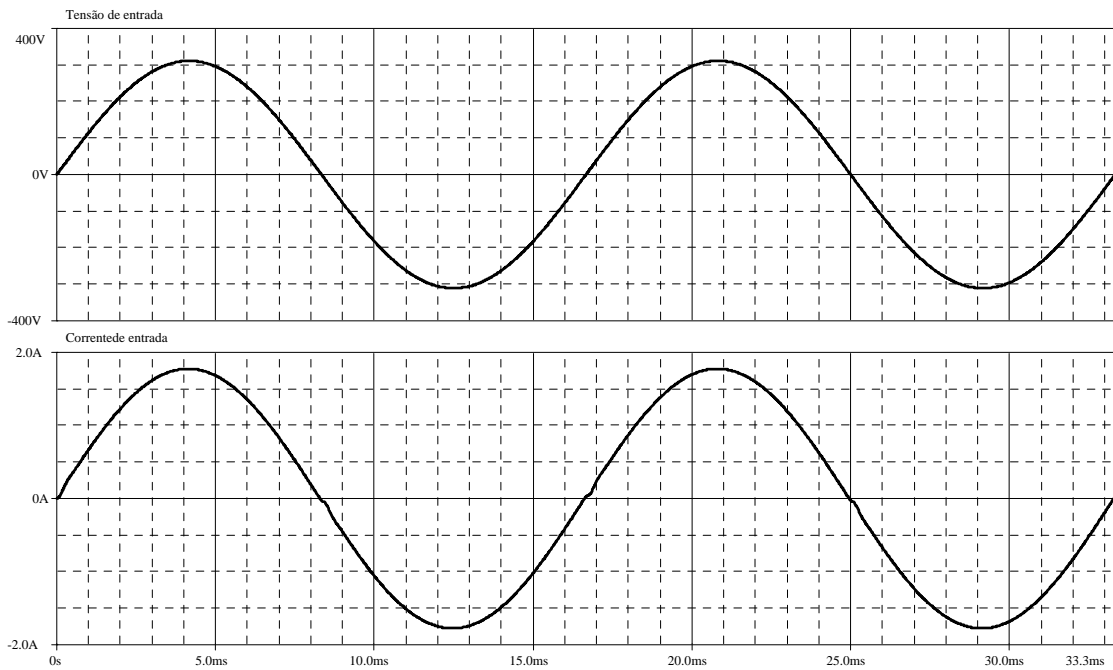


Fig. 3.11 – Tensão e corrente de entrada.

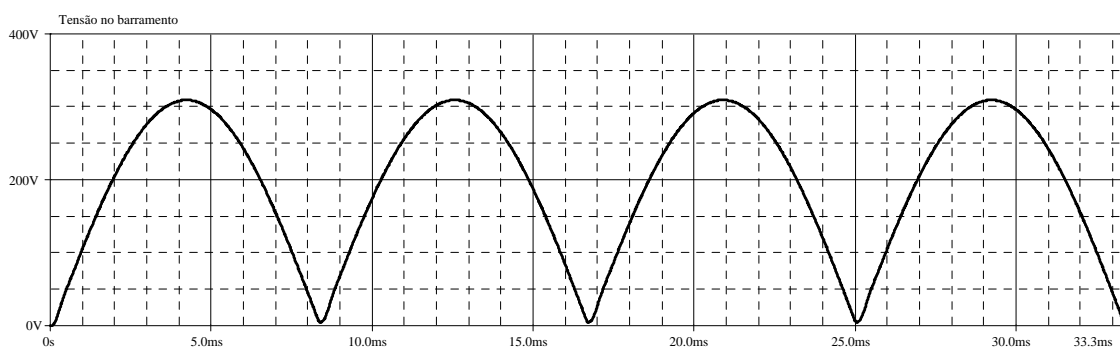


Fig. 3.12 – Tensão no barramento da tensão retificada

Como visto nas figuras acima, a corrente fornecida pela fonte de alimentação, quando utilizado um pequeno valor de capacitor no barramento, é muito similar à tensão,

resultando em uma baixa distorção harmônica da corrente de entrada. Uma desvantagem deste tipo de abordagem é a elevada ondulação de tensão, e conseqüentemente de corrente, na carga. No reator proposto, a envoltória da corrente esperada na lâmpada possui a mesma ondulação que a tensão do barramento, mostrada na Fig. 3.12. Com isto, esperam-se eliminar os problemas de ressonância acústica na lâmpada.

3.8 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi analisado o retificador com alto fator de potência, resultado da utilização de um pequeno capacitor no barramento. O emprego de um valor pequeno para este capacitor no barramento CC não interfere na dinâmica original do retificador de onda completa alimentando uma carga resistiva, mantendo a característica de alto fator de potência.

Foi usado um filtro do tipo LC na entrada do sistema de modo a atenuar as componentes harmônicas de ordem elevada (componentes de rádio-frequências) geradas pelo estágio inversor, estudado a seguir. A metodologia utilizada garante uma resposta do filtro dentro dos limites desejados, sem interferir no fator de potência do sistema.

Como desvantagem desta abordagem pode-se citar o grande peso e volume do indutor do filtro, porém com esta construção se obtém um reator final com menores peso e volume, se comparado com os reatores eletrônicos. Em contrapartida, esta abordagem oferece um método mais robusto e barato que a utilização de um sistema com correção de fator de potência utilizando um conversor boost.

4 O INVERSOR

4.1 INTRODUÇÃO

Como visto anteriormente, uma lâmpada de vapor de sódio de alta pressão deve ser alimentada com uma tensão alternada, evitando assim o problema da cataforese. Desta forma, a topologia empregada para alimentar a lâmpada é a do inversor de tensão.

Um inversor de tensão aplicado para este reator deve possuir as seguintes características:

- Apresentar um pequeno peso e volume;
- Ser de baixo custo;
- Estabilizar a descarga na lâmpada;
- Impor uma corrente sem nível médio na lâmpada, evitando assim a cataforese;
- Operar com alto fator de potência;
- Possuir alto rendimento;
- Operar em alta frequência;
- Detectar a presença da lâmpada no circuito para evitar a destruição do mesmo;
- Proporcionar um controle do fluxo luminoso emitido pela lâmpada através da variação da frequência de comutação.

4.2 TOPOLOGIA PROPOSTA

Dadas as características citadas anteriormente, a topologia adotada neste trabalho foi o inversor em ponte completa. Apesar de representar um custo maior e maior complexidade, se comparado com a estrutura em meia ponte, a estrutura em ponte completa oferece algumas vantagens como uma tensão máxima na carga igual à tensão de entrada. Em todas as topologias de filtros de carga implementadas, a razão cíclica foi mantida constante e igual a 0,5, evitando desta forma o fenômeno de cataforese. O parâmetro utilizado para realizar o ajuste de potência na lâmpada foi a variação da frequência de comutação.

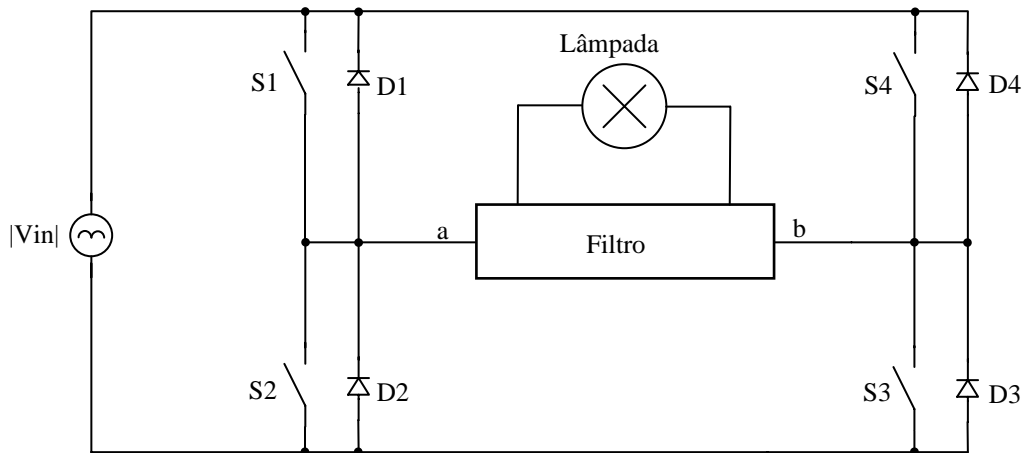


Fig. 4.1 – Circuito de potência do inversor de tensão.

Do circuito apresentado na Fig. 4.1 pode-se nomear cada componente:

S1, S2, S3 e S4 – Transistores de potência.

D1, D2, D3 e D4 – Diodos intrínsecos dos transistores de potência.

|Vin| - Tensão retificada do barramento.

Filtro – Estrutura de filtragem para limitar a corrente na lâmpada.

O filtro utilizado na estrutura é composto de elementos passivos, arranjados de maneira a melhorar o comportamento da corrente na lâmpada durante a passagem por zero da tensão da rede, limitar a corrente na lâmpada e reduzir o efeito oscilatório no filtro de entrada.

4.3 CIRCUITO DE COMANDO [9]

Como na entrada do circuito de comando há um sinal de amplitude máxima de 5V (proveniente do microcontrolador) é necessário adaptar este nível para tensões adequadas de comando para minimizar perdas de comutação e isolamento. Topologias de circuito envolvendo ‘*bootstraps*’ e transformadores de pulsos foram estudadas e implementadas, sendo que esta última apresentou melhores resultados e foi a escolhida para este trabalho.

Além de oferecer isolamento galvânico entre o circuito de comando e o circuito de potência, outro diferencial importante quando se utiliza transformador de pulso são os custos associados a esta estrutura. Na Fig. 4.2 é apresentado o circuito de comando utilizado para este projeto.

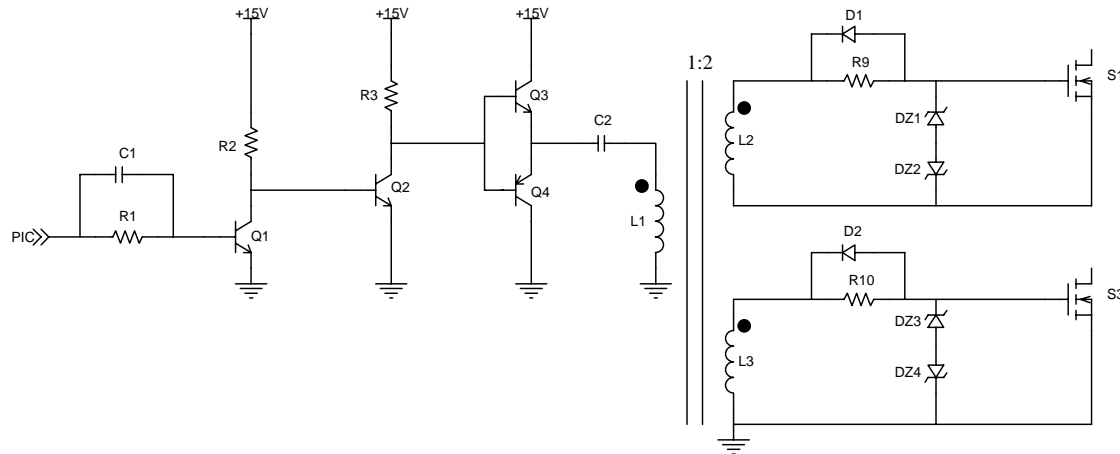


Fig. 4.2 – Circuito de comando utilizado.

4.3.1 TRANSISTORES DO CIRCUITO DE COMANDO

Para efetuar a escolha do transistor Q3, arbitra-se uma corrente de pico de 1,5A fluindo no enrolamento primário do transformador de pulsos, resultando no componente BC527. Estipulando-se um ganho forçado de 15 para todos os transistores utilizados, obtém-se uma corrente de base dada pela equação (4.1).

$$I_b = \frac{I_c}{\beta_f} \quad (4.1)$$

Aplicando-se a equação acima, resulta em:

$$I_{bQ3} = \frac{1,5A}{15} = 100mA$$

Deste modo, o resistor R3 pode ser facilmente calculado:

$$R3 = \frac{15V}{100mA} = 150\Omega$$

Pela equação (4.1) obtém-se a corrente de base do transistor Q2.

$$I_{bQ2} = \frac{100mA}{15} = 6,667mA$$

O resistor R2 é então calculado:

$$R2 = \frac{15V}{6,667mA} = 2,25k\Omega$$

O valor utilizado para este resistor é de $2,2k\Omega$.

Para calcular a corrente de base do transistor Q1, utiliza-se novamente a equação (4.1), resultando em:

$$I_{bQ1} = \frac{6,667mA}{15} = 444,4\mu A$$

O resistor R1 pode ser calculado, como mostrado abaixo:

$$R1 = \frac{V_{PIC} - V_{BEQ1}}{I_{BQ1}} = \frac{5V - 0,7V}{444,4\mu A} = 9,675k\Omega$$

Utiliza-se um resistor de $8,2k\Omega$ para o valor do resistor R1.

Todos os transistores do tipo NPN utilizados foram os BC527, enquanto os transistores PNP foram utilizados os BC537.

O capacitor C1 foi inserido em paralelo com o resistor R1 de modo a diminuir o tempo de entrada em condução e de bloqueio do transistor Q1. O valor utilizado para o capacitor C1 foi de $1nF$.

O capacitor C2 foi utilizado para grampear o valor médio do sinal de tensão do primário do transformador de pulso, evitando sua saturação, que através da relação de transformação induz um sinal simétrico em seu secundário de $+15V$ e $-15V$.

Seu valor pode ser calculado pela equação (4.2)[9].

$$C2 \geq \frac{1}{Lm} \cdot \left(\frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_s} \right)^2 \quad (4.2)$$

Após construído o transformador de pulsos, sua indutância magnetizante do primário, Lm , foi medida como sendo $7,3mH$. Como usar-se-á este circuito de comando para variações da frequência de comutação de $30kHz$ a $50kHz$, aproximadamente, deve-se dimensionar os elementos para o pior caso, ou seja, para a menor frequência de comutação.

Aplicando-se o valor da indutância magnetizante na equação (4.2), obtém-se um valor de capacitor de:

$$C2 \geq \frac{1}{7,3mH} \cdot \left(\frac{10}{2 \cdot \pi \cdot 30kHz} \right)^2 = 385,5nF$$

O valor adotado foi o de $470nF$.

Os diodos DZ1 a DZ4 são utilizados para limitar os valores positivo e negativo de tensão de gate em $+20V$ e $-20V$, sendo utilizados diodos zener de $20V$ e potência de $1W$.

Os diodos D1 e D2 são utilizados para diminuir o tempo do processo de bloqueio dos interruptores, sendo que foram empregados diodos do tipo 1N4148.

4.3.2 RESISTORES DE GATE

Os resistores de gate podem ser calculados pela equação (4.3) [8].

$$R_g = \frac{t_r}{2,2 \cdot C_{iss}} \quad (4.3)$$

Do catálogo do MOSFET IRF740 [20] pg 252, obtém-se:

$$t_r = 27ns$$

$$t_f = 24ns$$

$$C_{iss} = 1,4nF$$

Para um tempo de subida de aproximadamente $30ns$, da equação (4.3) obtém-se:

$$R_g = \frac{30ns}{2,2 \cdot 1,4nF} = 9,74\Omega$$

Os valores adotados para os resistores de gate foram de 10Ω .

4.3.3 DIMENSIONAMENTO DO TRANSFORMADOR DE PULSOS [8]

Para o cálculo do dimensionamento físico e equacionamento dos parâmetros relevantes do transformador de pulsos são utilizadas as equações de Faraday e Ampère.

$$\phi = L \cdot I = \Delta B \cdot A_e \cdot N \quad (4.4)$$

$$N \cdot I = J \cdot A_p = J \cdot A_w \cdot k_w \quad (4.5)$$

Isolando-se o número de espiras N da equação (4.4), substituindo-se na equação (4.5) e considerando todos os valores para o fluxo máximo que percorre a secção transversal da perna central do núcleo, obtém-se:

$$A_e A_w = \frac{L \cdot I_{ef} \cdot I_{pico}}{k_e \cdot k_w \cdot \Delta B \cdot J_{max}} \quad (4.6)$$

Mas:

$$V_L = L \cdot \frac{\Delta I_L}{\Delta t} \quad (4.7)$$

Desta forma, a equação (4.6) pode ser reescrita, resultando na equação

$$A_e A_w = \frac{V_L \cdot I_{ef} \cdot D_{max}}{k_e \cdot k_w \cdot \Delta B \cdot J_{max} \cdot f_s} \quad (4.8)$$

O número de espiras do indutor é calculado utilizando-se as equações (4.4) e (4.7), assim:

$$N = \frac{V_L \cdot D_{max}}{\Delta B \cdot A_e \cdot f_s} \quad (4.9)$$

A bitola do fio necessário para os enrolamentos pode ser calculada pela equação (3.36).

A frequência de comutação utilizada para o cálculo do transformador de pulsos foi a mínima frequência utilizada na comutação dos interruptores do inversor, resultando no núcleo máximo do transformador.

Deste modo, fazendo as considerações abaixo:

$$I_{Lpico} = 1,5A$$

$$B_{max} = 0,3T$$

$$V_L = 15V$$

$$k_e \cdot k_w = 0,55$$

$$D_{max} = 0,5$$

$$\Delta B = 0,3T$$

$$f_s = 30kHz$$

calcula-se o núcleo a ser utilizado através da equação (4.8):

$$A_e A_w = \left(\frac{15V \cdot 0,5 \cdot 1,5A}{0,55 \cdot 0,3T \cdot 450A/cm^2 \cdot 30kHz} \right) = 0,051cm^4$$

A partir do valor obtido acima escolheu-se o núcleo toroidal NT15 do fabricante Thornton que possui as seguintes características:

Tabela 4.1 – Características do núcleo Thornton NT15.

Núcleo toroidal Thornton NT15	
Material	IP12R
Secção transversal	$A_e = 0,37\text{cm}^2$
Área da janela	$A_w = 0,15\text{cm}^2$
Área da perna central x Área da janela	$A_e A_w = 0,055\text{cm}^4$

A escolha do núcleo do tipo toroidal é justificada pela reduzida indutância de dispersão apresentada neste tipo de núcleo.

O número de espiras do primário do transformador pode ser encontrado utilizando-se a equação (4.9). Desta forma, obtém-se:

$$N_p = \frac{1,5A \cdot 0,5}{0,3T \cdot 0,37\text{cm}^2 \cdot 30\text{kHz}} = 12 \text{ espiras}$$

Nos secundários são necessárias tensões que são o dobro da tensão de entrada, assim, pela relação de transformação, obtém-se o número de espiras dos secundários.

$$N_{s1} = N_{s2} = 2 \cdot N_p = 24 \text{ espiras}$$

Desta forma, para o cálculo do indutor de filtragem:

$$S_{fio} = \frac{1,5A}{450A/\text{cm}^2} = 0,0033\text{cm}^2$$

Por se tratar de uma corrente de pico (e com largura estreita), o valor obtido acima serve apenas de indicador da área de cobre se a corrente eficaz fosse igual à corrente de pico. Assim o fio adotado é possui uma bitola menor que a calculada. Adotou-se o fio 26AWG para os enrolamentos do transformador de pulsos.

Tabela 4.2 – Características dos transformadores de pulsos.

Transformador de pulsos	
Tipo de núcleo	NT15
Número de espiras do primário	24 espiras
Número de espiras do secundário	48 espiras
Fio	1x 26AWG

4.3.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O resultados apresentados na 44Fig. 4.3, Fig. 4.4 e Fig. 4.5 foram obtidos para uma frequência de comutação de $54kHz$, no protótipo implementado.

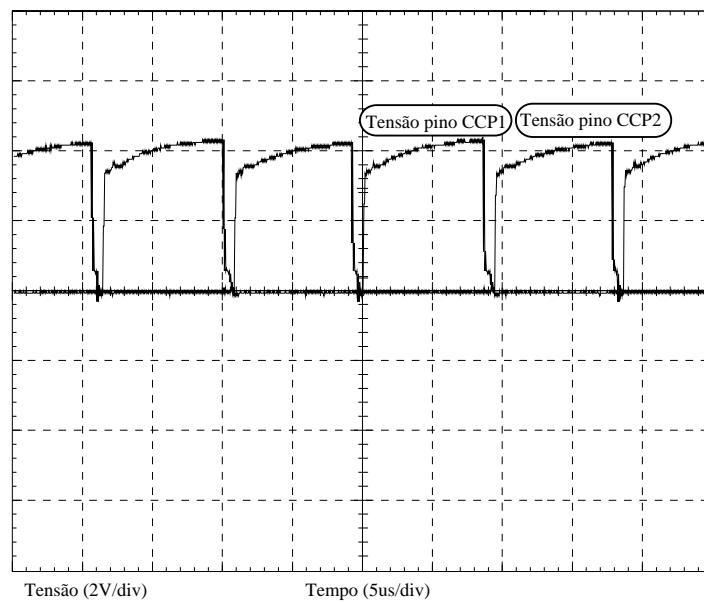


Fig. 4.3 – Tensões de comando da saída do microcontrolador.

Na Fig. 4.3 são apresentadas as tensões de saída dos pinos CCP1 (pino 13) e CCP2 (pino 12) do microcontrolador, utilizados para gerar os sinais de comando dos interruptores do inversor de tensão. Os sinais de comando possuem um tempo morto fixo de $600ns$, para evitar problemas de curto-circuito de braço na estrutura. A forma utilizada para gerar os sinais de comando, bem como as funções de modulação serão apresentadas posteriormente em cada estrutura implementada.

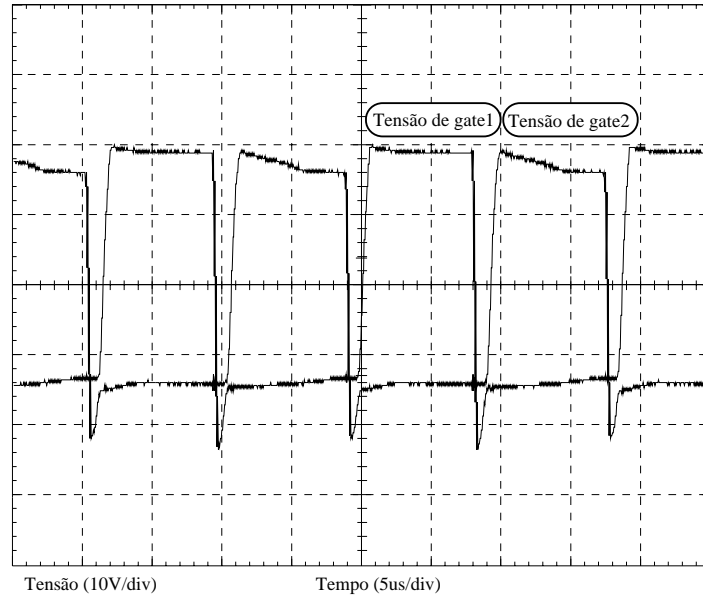


Fig. 4.4 – Tensões de comando dos interruptores do inversor.

As tensões de gate dos interruptores do inversor de tensão são mostradas na Fig. 4.4. Novamente, pode-se observar a presença do tempo morto, importante na estrutura em ponte completa para evitar o curto de braço. A estrutura do circuito de comando implementada permite o bloqueio dos interruptores com tensão negativa, proporcionando maior confiabilidade ao protótipo, de modo a reduzir problemas de disparos espúrios no inversor, aliado ao baixo custo de produção deste circuito. Outra característica importante é o pequeno tempo de entrada em condução dos interruptores, reduzindo as perdas por comutação dos interruptores.

Uma restrição deste circuito está no emprego de estruturas que utilizem uma grande variação da razão cíclica. Como a tensão negativa de bloqueio dos interruptores é criada pelo capacitor de desacoplamento da componente média do primário do transformador de pulsos, uma grande excursão da razão cíclica causa uma grande queda na tensão de comando do interruptor, gerando perdas excessivas.

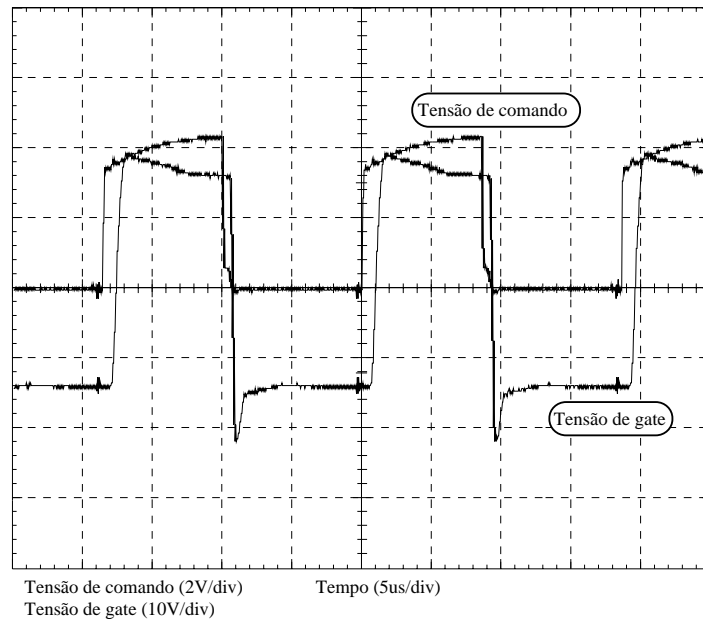


Fig. 4.5 – Tensão de comando do microcontrolador e tensão de gate do interruptor.

Na Fig. 4.5 estão mostradas as tensões de comando e de gate de um grupo de interruptores do inversor. Há uma pequena defasagem entre os sinais, causada pelo atraso de entrada em condução dos transistores bipolares utilizados no circuito.

4.4 FILTRO DA CARGA

O projeto do filtro da carga neste trabalho é sem dúvida um ponto extremamente relevante. As características que o filtro deve apresentar são citadas abaixo:

- Estabilizar a corrente e a tensão na lâmpada.
- Controlar a corrente na lâmpada durante a passagem por zero da tensão da rede.
- Fornecer o pulso de ignição para a partida da lâmpada.
- Permitir uma comutação suave aos interruptores do inversor, reduzindo as perdas por comutação.
- Minimizar perdas em seus elementos, elevando assim o rendimento da estrutura.

Com base no que foi apresentado, algumas topologias de filtro foram utilizadas para atender aos requisitos mencionados acima.

4.4.1 FILTRO INDUTIVO

O filtro utilizando um indutor em série com a lâmpada é a estrutura normalmente utilizada em reatores eletromagnéticos e eletrônicos para limitar a corrente na lâmpada. A estrutura utilizada pode ser visualizada na Fig. 4.6.

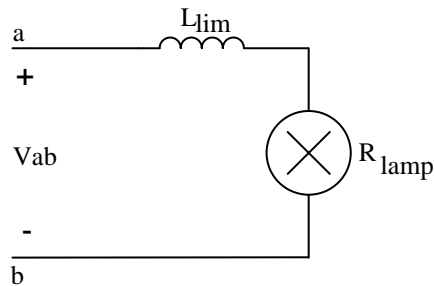


Fig. 4.6 – Filtro indutivo de corrente.

A função de transferência do filtro indutivo que relaciona a tensão de entrada com a tensão na lâmpada é apresentada na equação (4.10).

$$G_{ind}(s) = \frac{V_{lamp}(s)}{V_{ab}(s)} = \frac{R_{lamp}}{s \cdot L_{lim} + R_{lamp}} \quad (4.10)$$

4.4.1.1.1 METODOLOGIA DE PROJETO

No reator implementado para a estrutura com o filtro indutivo, o valor do indutor do filtro pode ser obtido utilizando a equação (4.10).

Dados gerais:

$$V_{lamp} = 100V$$

$$V_{ab} = 220V$$

$$P_{lamp} = 250W$$

$$R_{lamp} = 40\Omega$$

$$f_o = 40kHz$$

Desta forma, obtém-se:

$$L_{lim} = 320mH$$

O comportamento da estrutura frente às variações da frequência de comutação e variação da vida útil da lâmpada (representada em uma variação da resistência equivalente da lâmpada) são apresentados na Fig. 4.7 e Fig. 4.8.

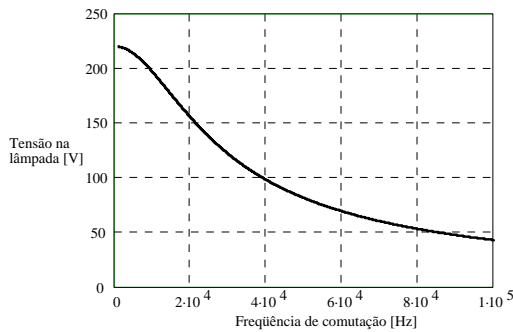


Fig. 4.7 – Variação da tensão na lâmpada em função da variação da frequência de comutação ($R_{lâmp} = 40\Omega$).

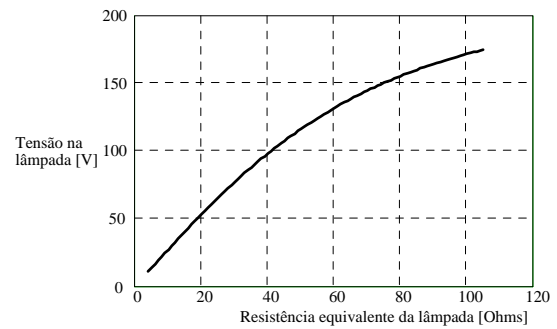


Fig. 4.8 – Variação da tensão na lâmpada em função da variação da vida útil da lâmpada ($f_s = 40kHz$).

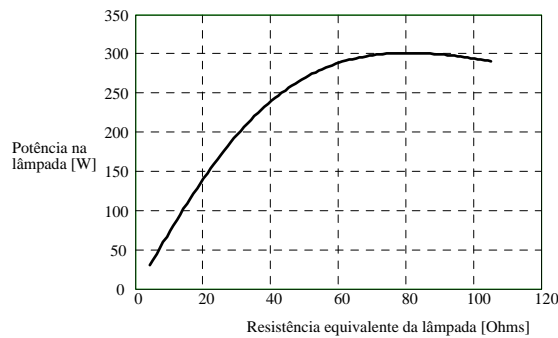


Fig. 4.9 – Potência na lâmpada para uma variação de sua vida útil ($f_s = 40kHz$).

As Fig. 4.7, Fig. 4.8 e Fig. 4.9 foram obtidas, respectivamente da equação (4.10) e de manipulações desta equação com as equações de Ohm, que relacionam tensão e potência.

Nota-se que, como não há variações bruscas na tensão da lâmpada, um controle da potência nesta estrutura, para variação do fluxo luminoso emitido pela lâmpada, é simples de ser efetuado.

Uma desvantagem desta estrutura, na forma que foi apresentada é a grande variação da potência na lâmpada ao longo de sua vida útil, sendo necessária uma forma de controle para evitar sua redução.

4.4.1.1.2 DIMENSIONAMENTO FÍSICO DO INDUTOR LLIM

O cálculo físico do indutor L_{lim} é feito utilizando a equação (4.6). Assim utilizando-se:

$$B_{max} = 0,12T \qquad J_{max} = 400A/cm^2 \qquad I_{ef} = 3A$$

$$I_{pico} = I_{ef} \cdot \sqrt{2} = 4,24A$$

Obtém-se:

$$AeAw_{bal} = 1,71cm^4$$

Resultando em um núcleo do tipo EE42/15, com as características apresentadas na Tabela 4.3.

Tabela 4.3 – Características do núcleo Thornton EE42/15.

Núcleo Thornton tipo EE42/15	
Material	IP12R
Área da perna central	$Ae = 1,81cm^2$
Área da janela	$Aw = 1,57cm^2$
Caminho magnético	$lm = 9,7cm$
Comprimento médio de uma espira	$l_{cu} = 8,7cm$
Volume do núcleo	$Ve = 17,1cm^3$
Área da perna central x Área da janela	$AeAw = 2,84cm^4$

Alterando-se a equação (4.9) obtém-se:

$$N = \frac{L_{lim} \cdot I_{pico}}{B_{max} \cdot Ae} \qquad (4.11)$$

Assim, o número de espiras do indutor L_{bal} pode ser calculado:

$$N = 63 \text{ espiras}$$

Pela equação (3.36) calcula-se a área da secção de cobre necessária para o indutor.

$$S_{fiobal} = 7,5 \times 10^{-3} cm^2$$

A equação que fornece o diâmetro mínimo do fio de cobre para uma dada frequência de comutação é dada na equação (4.12)[8].

$$Diam_{\min} = \frac{15}{\sqrt{f_{s \max}}} \quad (4.12)$$

Calcula-se então o diâmetro mínimo do fio a ser utilizado no enrolamento do indutor, utilizando-se a maior frequência de comutação, utilizada no reator.

$$Diam_{\min} = \frac{15cm}{\sqrt{50000}} = 0,067cm$$

Como a frequência de comutação é elevada, utilizou-se o fio tipo *Litz*, formado por 40 vias de fio 37AWG entrelaçado. Desta forma, obteve-se um chicote formado por 2 fios tipo *Litz*.

As perdas no indutor são deduzidas pelas equações (4.13) e (4.14).

$$P_{nucleo} = \Delta B^{2,4} (K_H \cdot f_s + K_E \cdot f_s^2) \cdot Ve \quad (4.13)$$

$$P_{cobre} = \frac{\rho_{cobre}}{S} \cdot N \cdot I_t \cdot I_{ef}^2 \quad (4.14)$$

Assim, as perdas no indutor resultam em:

$$P_{nucleobal} = 1,247W$$

$$P_{cobrebal} = 1,508W$$

Representando uma perda total de:

$$P_{totalbal} = 2,755W$$

Como há a necessidade de se efetuar a ignição da lâmpada, um circuito de ignição deve ser incorporado na estrutura para realizar esta função. A solução mais simples neste caso é incorporar um enrolamento adicional, L_{disc} , ao indutor L_{lim} . A malha do pulso de alta tensão de ignição é formada pelos diodos parasitas dos interruptores MOSFET e pelo capacitor do barramento. A malha de ignição é formada por um resistor e um capacitor, carregado com a tensão do barramento CC, por um tiristor e o enrolamento primário do transformador de pulsos. O circuito de ignição utilizado pode ser visto na Fig. 4.10

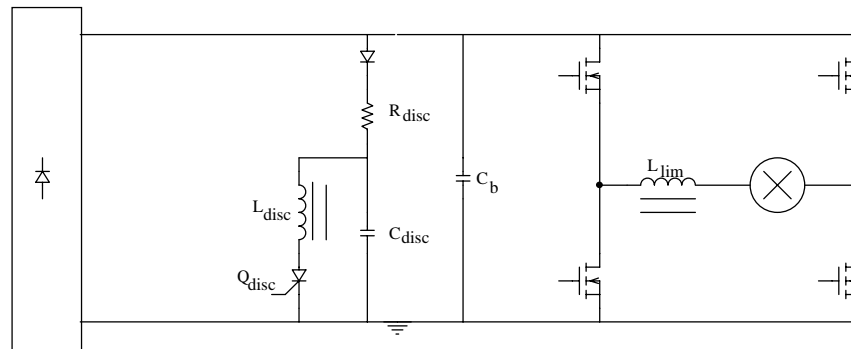


Fig. 4.10 – Circuito de ignição utilizado na estrutura de filtro indutivo.

O enrolamento do circuito ignitor, acoplado ao indutor L_{lim} foi feito com 4 espiras de fio 26AWG.

4.4.1.2 ROTINAS COMPUTACIONAIS

Tendo-se em mente que a resistência equivalente, denominada R_{lamp} , é obtida através dos valores em regime para a lâmpada, através do paralelogramo de potência [11], mas que na verdade esta “resistência” varia dinamicamente e de forma não-linear em baixas frequências, pode-se separar o comportamento da lâmpada em etapas distintas a de partida e operação.

4.4.1.2.1 PARTIDA

Sabe-se que a lâmpada possui um comportamento não linear durante sua partida, denominado aquecimento ou ‘warm-up’ que é causado pelo aquecimento dos gases que compõem o tubo de descarga.

Devido a este comportamento observa-se que nos instantes iniciais de operação a lâmpada apresenta uma resistência equivalente muito baixa. Vê-se através da Fig. 4.8, que para uma frequência fixa (no caso 40kHz), o valor da tensão em seus terminais alcançaria cerca de 20V, abaixo do valor mínimo de tensão necessário para a manutenção do arco, que para uma lâmpada de vapor de sódio de alta pressão de 250W é de cerca de 70V.

Outro ponto a ser observado é o instante de aplicação do pulso de ignição que, segundo a norma NBR/IEC 662 [11], deve estar contido na faixa que compreende 90%

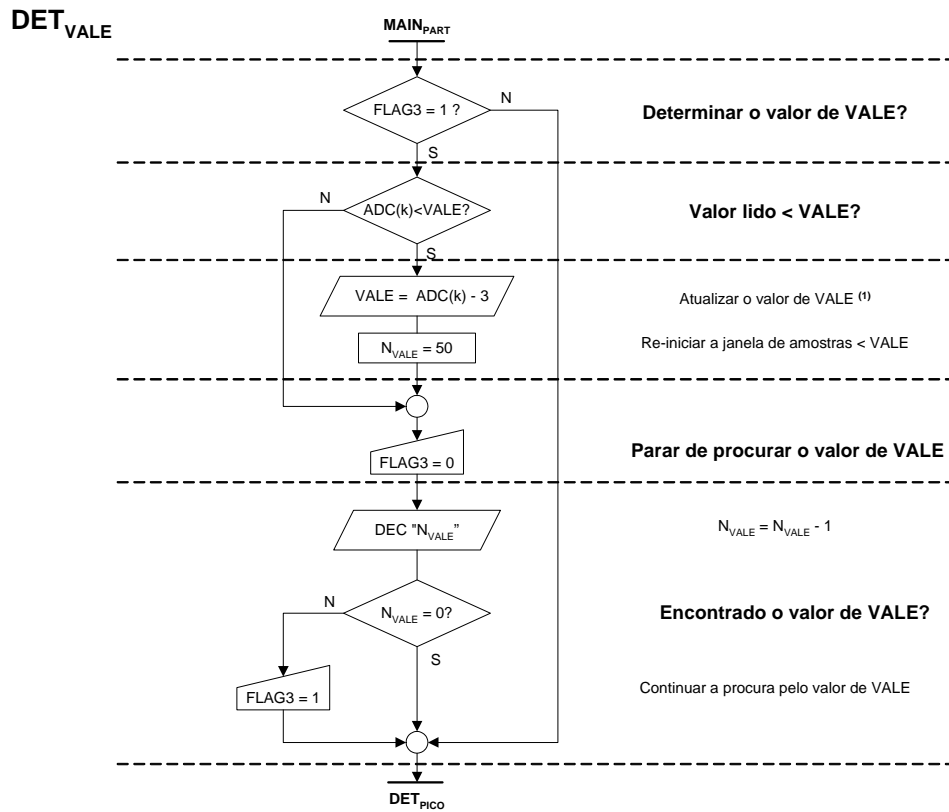
do valor de pico da senóide de entrada. Embora a norma se aplique a reatores eletromagnéticos, esta será utilizada, uma vez que há a ondulação de baixa frequência.

Nos itens que seguem, são apresentadas as rotinas e suas descrições, confeccionadas para contornar algumas dessas características e permitir a operação da lâmpada da etapa de partida ao regime permanente.

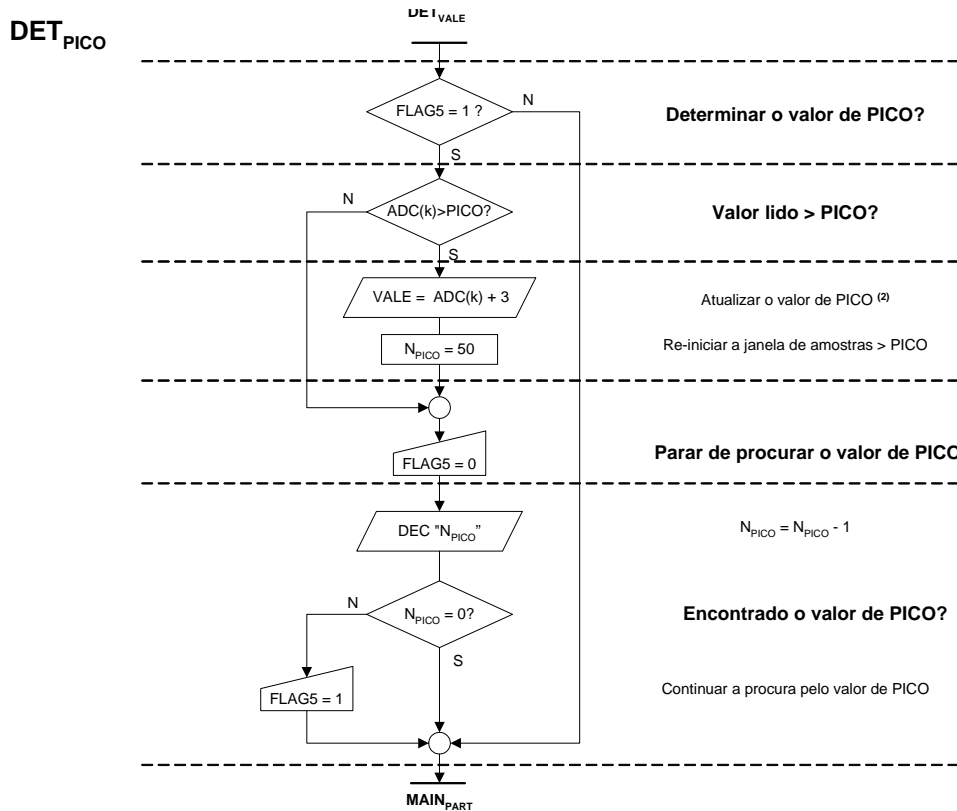
4.4.1.2.1.1 ENERGIZAÇÃO E DETERMINAÇÃO DOS VALORES MÍNIMO E MÁXIMO DE V_{CC}

Para solucionar o problema da baixa tensão nos terminais da lâmpada, no caso da ignição eficiente, iniciou-se a comutação dos interruptores com uma frequência inferior à nominal ($40kHz$). Seu valor, devido às muitas não-idealidades da lâmpada, é de difícil determinação teórica, daí é oriundo o fato desta ter sido determinada através de experimentação. Deste processo, obteve-se o valor de $32kHz$, que se mostrou eficiente mesmo para lâmpadas de elevado tempo de uso.

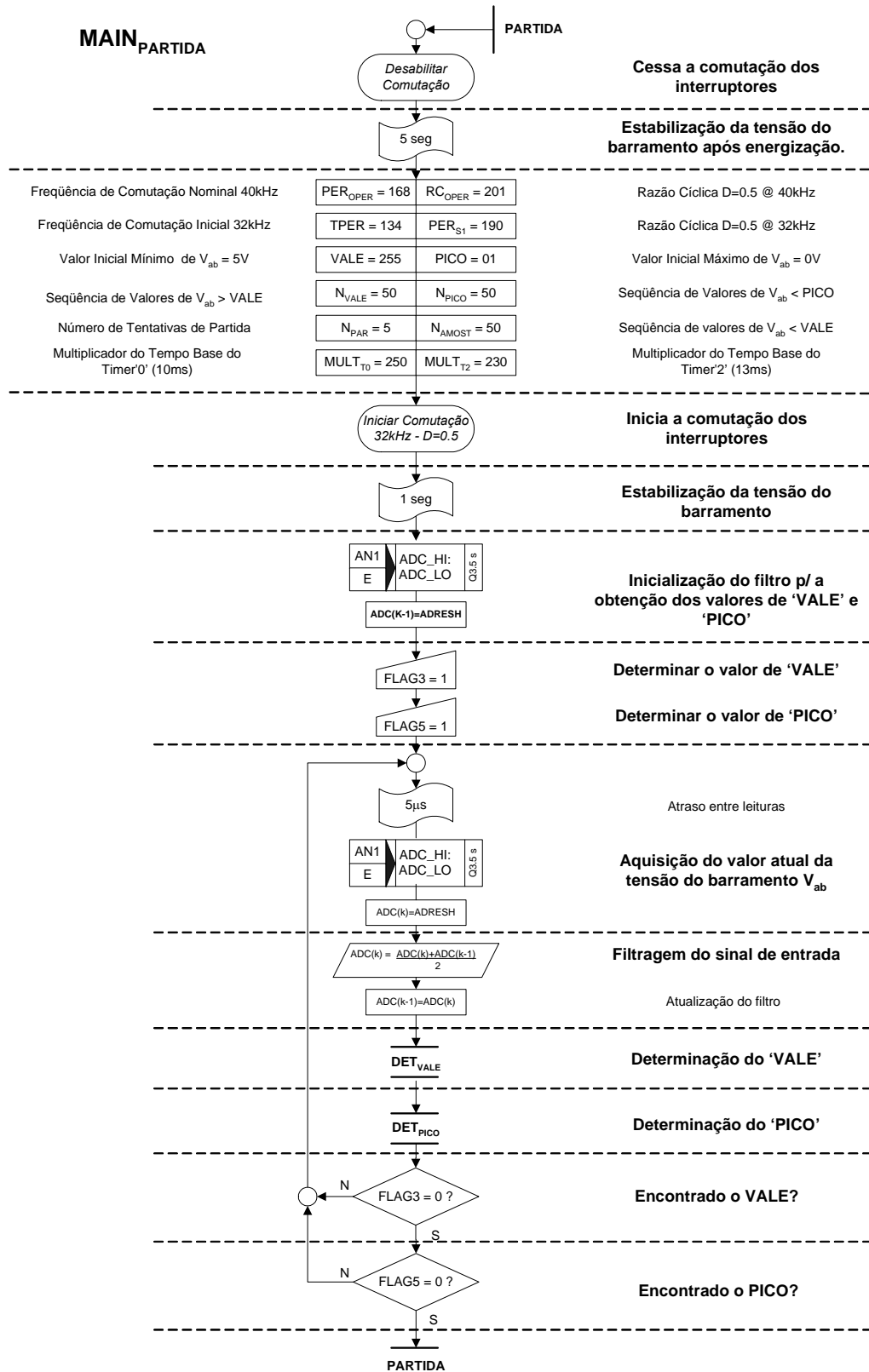
Monitorando a tensão do barramento CC (V_{CC}) através do conversor A/D do microcontrolador, pode-se determinar com relativa simplicidade seus valores mínimo (**VALE**) e máximo (**PICO**). Isto é, através da comparação da leitura atual do conversor A/D com a leitura anterior. Aonde sempre que as restrições forem atendidas (Fluxograma 4.1 e Fluxograma 4.2), tanto o contador do número de amostras (**N_{VALE}** e/ou **N_{PICO}**) quanto o registrador do valor da amostra (**VALE** e/ou **PICO**) serão atualizados. Isto ocorrerá até que os contadores de amostras cheguem a zero.



Fluxograma 4.1 – Determinação do valor mínimo da tensão V_{CC} “VALE”.



Fluxograma 4.2 – Determinação do valor máximo da tensão V_{CC} (PICO).



Fluxograma 4.3 – Rotina da etapa inicial de partida da lâmpada.

Cabe lembrar que até esta etapa não há uma carga na ponte retificadora para que o capacitor do barramento C_b possa se descarregar para que, como consequência, haja uma ondulação considerável na tensão V_{CC} . No entanto, existe o divisor resistivo responsável pelo ajuste do nível de tensão aplicado à entrada do conversor A/D, que devido ao pequeno valor de C_b promove a sua efetiva descarga e daí causando uma ondulação considerável na tensão V_{CC} .

No Fluxograma 4.3 tem-se ilustrada a rotina denominada **MAIN_{PARTIDA}**. Neste fluxograma está descrita a lógica do programa referente à etapa de partida, compreendendo o início da comutação com uma frequência inferior à frequência nominal e às etapas de determinação das tensões de vale e de pico da tensão V_{CC} .

4.4.1.2.1.2 IGNIÇÃO DA LÂMPADA

Monitorando a tensão de entrada do inversor, obteve-se um método simples para a determinação do instante de ignição. Como já se possui agora o valor máximo da tensão V_{CC} através de sucessivas leituras com o conversor A/D, determina-se seu instante de ocorrência. Neste instante aplica-se o sinal de ignição (saída **RB₁**) ao elemento do circuito responsável pelo pulso de alta tensão, Q_{disc} (ver Fig. 4.10).

Este procedimento é possível, pois como pode ser observado na Fig. 4.11, os picos de tensão V_{CC} coincidem com os picos da tensão de alimentação do reator, isto fica evidente ao se visualizar o circuito da Fig. 4.10, estando a lâmpada apagada.

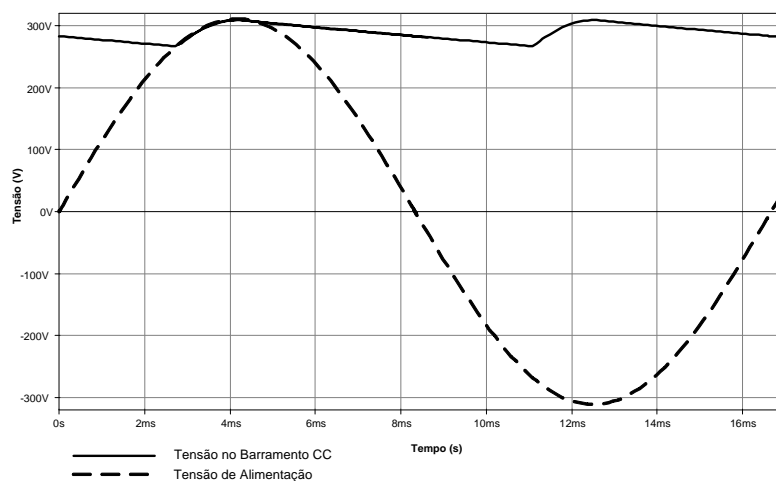
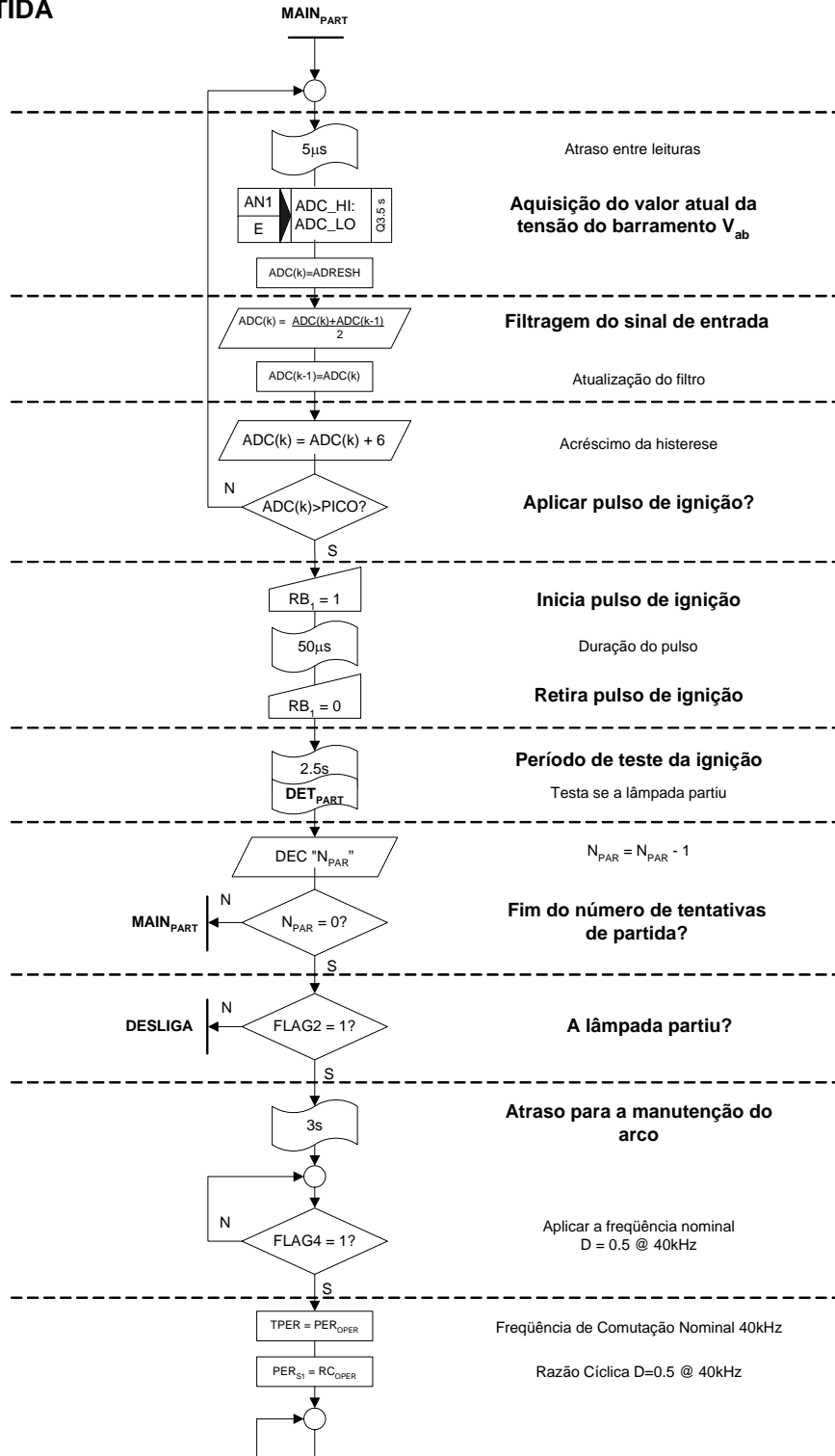


Fig. 4.11 – Tensão no barramento CC com a lâmpada apagada.

Baseado nesta característica do circuito, se construiu a rotina denominada **PARTIDA**, apresentada no Fluxograma 4.4. Tem-se a observar ainda que neste fluxograma estão contidas parcelas de outras rotinas que serão descritas adiante.

PARTIDA



Fluxograma 4.4 – Ignição e detecção da partida da lâmpada.

4.4.1.2.1.3 DETERMINAÇÃO DA PARTIDA

Nesta etapa da partida precisa-se determinar se a lâmpada entrou no processo de 'warm-up', para que se possa no instante adequado aplicar a frequência de comutação nominal do inversor.

Já se sabe que quando do acendimento da lâmpada, esta se comporta no circuito como uma resistência muito baixa (cerca de 3Ω). Devido ao pequeno valor de C_b , a ondulação da tensão V_{CC} se eleva com a ignição da lâmpada (ver Fig. 4.11), com isto seu valor mínimo diminui. Através deste comportamento é realizada uma comparação simples, dentro de uma janela de amostras, entre o valor mínimo da tensão V_{CC} , anterior à ignição e os valores adquiridos dentro desta janela após a ignição. Desta forma pode-se determinar com segurança o acendimento ou não da lâmpada.

Na figura Fig. 4.12 se tem ilustrado, através de simulação, o comportamento da tensão V_{CC} no circuito da Fig. 4.10, para as situações em que a lâmpada se encontra acesa e apagada.

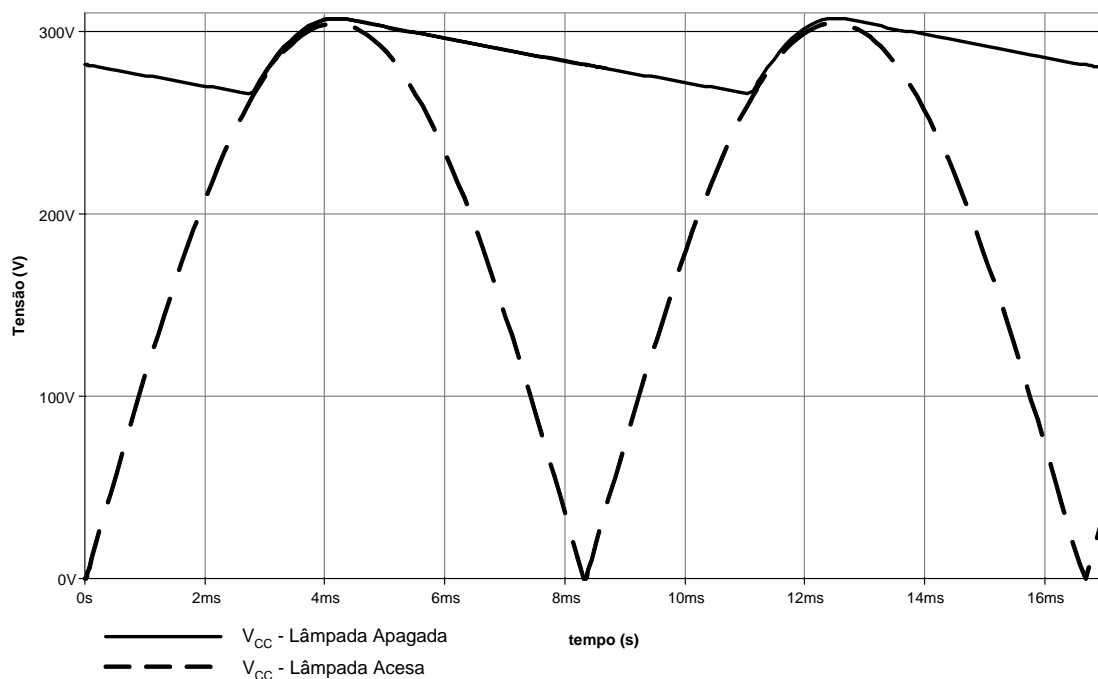
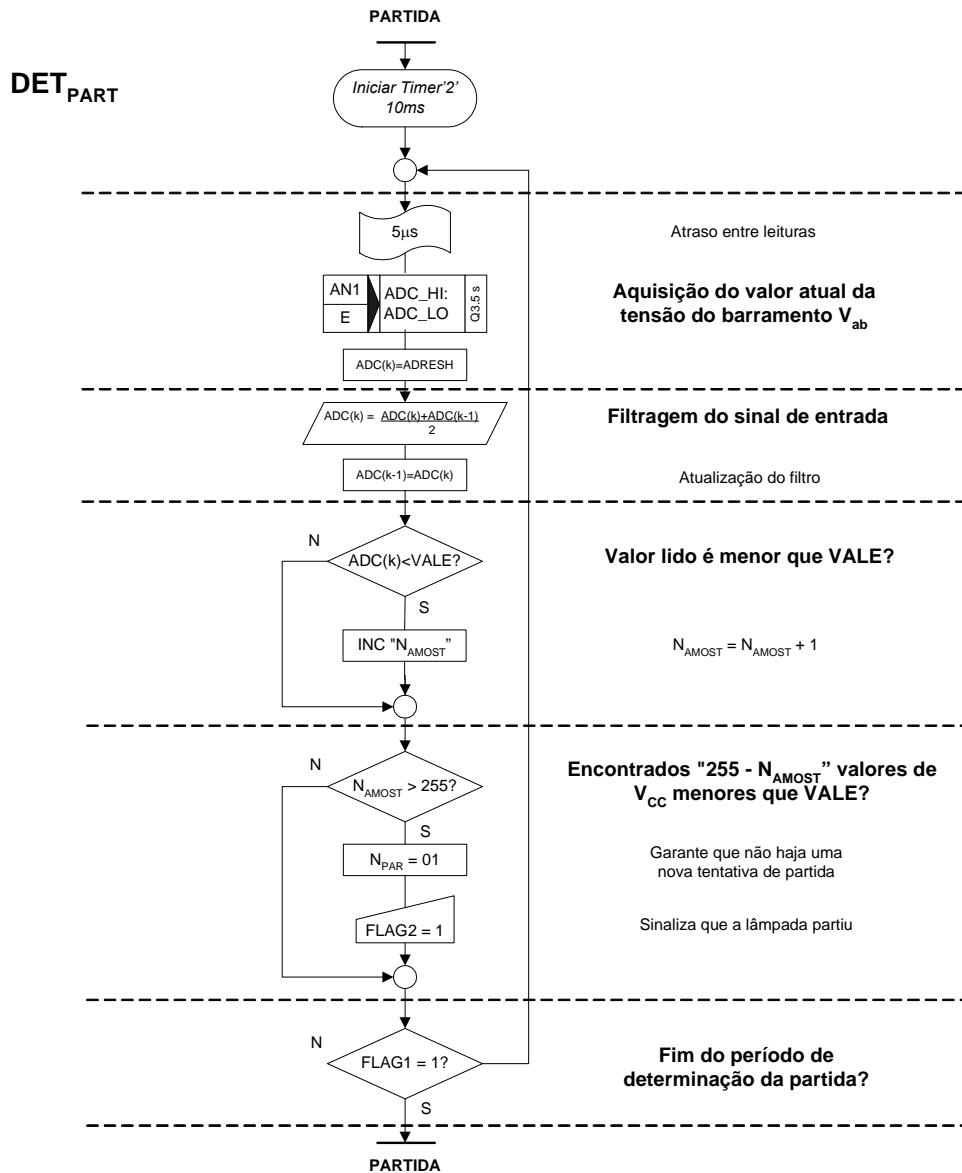


Fig. 4.12 – Efeito da ignição da lâmpada na tensão do barramento CC.

Baseando-se no exposto acima se construiu a rotina **DET_{PART}**, apresentada no Fluxograma 4.5. Apenas para relembrar **DET_{PART}** está contida em **PARTIDA**, e mais

ainda dentro de um laço de atraso de 2,5 segundos no qual são efetuadas sucessivas leituras da tensão V_{CC} , para a comparação com **VALE**, com isto a rotina **DET_{PART}** será executada somente durante este período de tempo e em todas as tentativas de ignição.



4.4.1.2.2 OPERAÇÃO

Uma vez realizada a etapa de partida, tem-se o processo de aquecimento, sendo que por razões já mencionadas, a frequência de comutação dos interruptores deve ser de $40kHz$, ao invés dos $32kHz$, inicialmente utilizados.

Esta alteração na frequência deve ser efetuada no momento adequado para que não haja a extinção do arco no tubo de descarga. As características não-lineares da lâmpada tornam a determinação teórica do momento mais adequado para efetuar essa alteração na frequência de comutação de grande dificuldade, por isto este tempo foi determinado através de experimentação, resultando em um período mínimo de cinco segundos.

Com isto, o processo de alteração da frequência de comutação fica definido, ou seja, como a determinação da ignição já toma 2,5 segundos, basta introduzir um atraso de 3,0 segundos ao final da rotina de partida e, após isto, efetuar a alteração da frequência de comutação. Tal procedimento está ilustrado no Fluxograma 4.4.

4.4.1.2.3 GERAÇÃO DOS PULSOS PWM

A modulação utilizada foi do tipo PWM linear de dois níveis. No Fluxograma 4.6 têm apresentadas as rotinas construídas para a produção dos pulsos.

Pode-se observar que são utilizadas duas fontes de interrupção neste processo, uma referente ao timer1 e outra ao módulo comparador CCP1. Isto por que, ao timer1 cabe a função de período de comutação. A entrada nesta rotina **TMR1** implica no fim de um período, e daí a inversão do estado dos interruptores, bem como no caso da entrada em **CCP1**, diferindo apenas neste caso, que a interrupção gerada pelo módulo comparador é responsável pelo período de atuação de um dos interruptores, o que implica na alteração do estado do outro interruptor já que a modulação deve ser complementar.

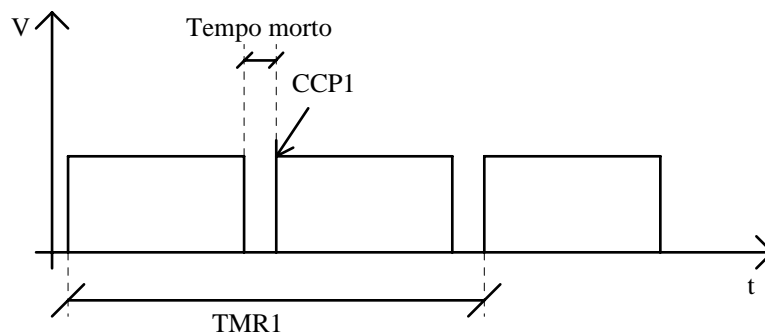
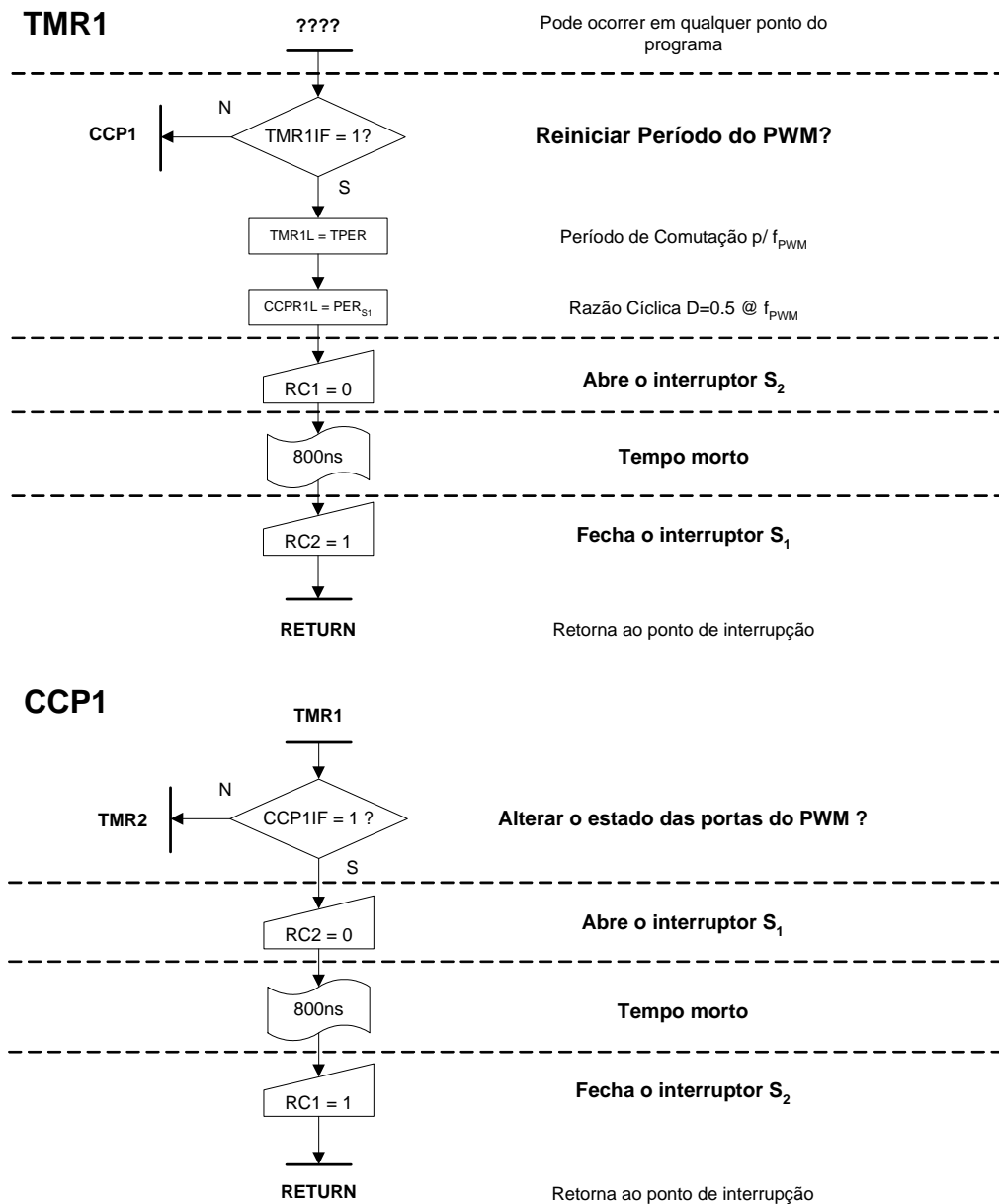


Fig. 4.13 – Representação da produção dos pulsos PWM.



Fluxograma 4.6 – Produção dos pulsos PWM.

4.4.1.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Na simulação do modelo da lâmpada, utilizou-se o modelo proposto por Shvartsas [2]. Uma vez que este modelo foi elaborado para uma lâmpada de 400W , para fins de simulação utilizou-se a mesma metodologia adotada anteriormente no projeto do filtro de entrada, obtendo os seguintes valores:

$$L_{f400W} = 8,2mH$$

$$C_{f400W} = 192nF$$

O circuito simulado pode-ser visualizado na Fig. 4.14.

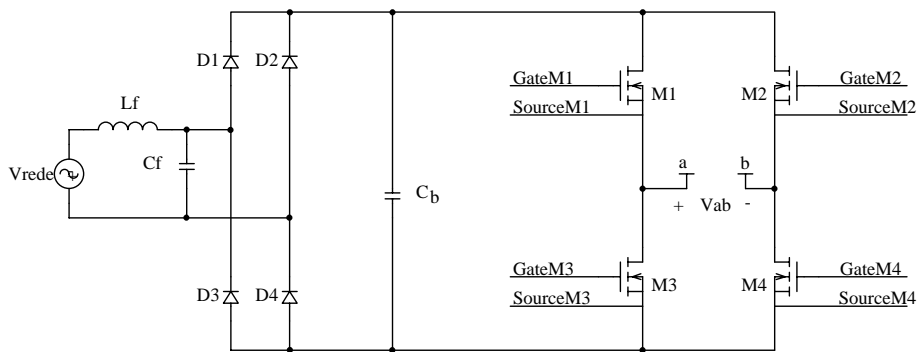


Fig. 4.14 – Circuito simulado.

Nos terminais chamados “a” e “b” está conectado o filtro da Fig. 4.6. O capacitor C_b , de modo a exercer uma pequena influência no fator de potência da entrada, foi adotado com um valor pequeno, neste caso de $1\mu F$.

Os resultados obtidos são mostrados nas figuras que seguem.

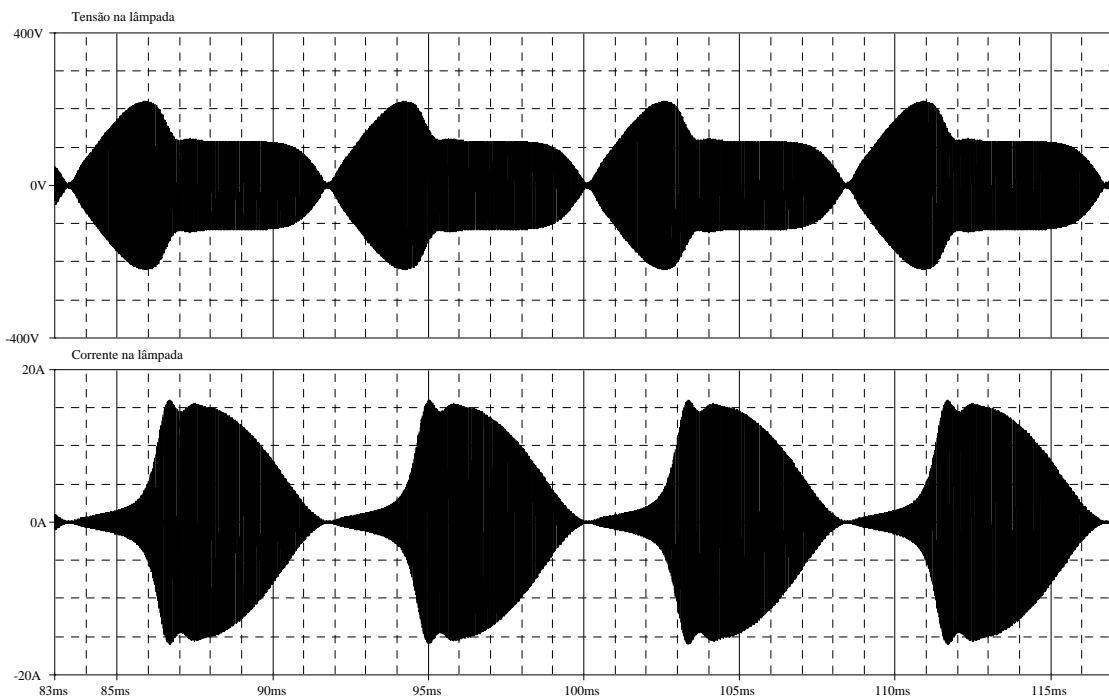


Fig. 4.15 – Tensão e corrente na lâmpada.

Na Fig. 4.15 pode-se notar que no intervalo de tempo em que a tensão na lâmpada se eleva, ocorre a extinção do arco voltaico da lâmpada (mal caracterizado no

modelo como uma corrente pequena na lâmpada). O intervalo de tempo de subida da tensão na lâmpada, neste caso, é o causador deste fenômeno, uma vez que a tensão de re-ignição da lâmpada é elevada e a tensão fornecida ao barramento CC acompanha a tensão da rede, que varia lentamente.

As conseqüências deste fenômeno são um aumento das perdas do reator, dado a uma maior amplitude das correntes de pico e a conseqüente diminuição do rendimento da estrutura.

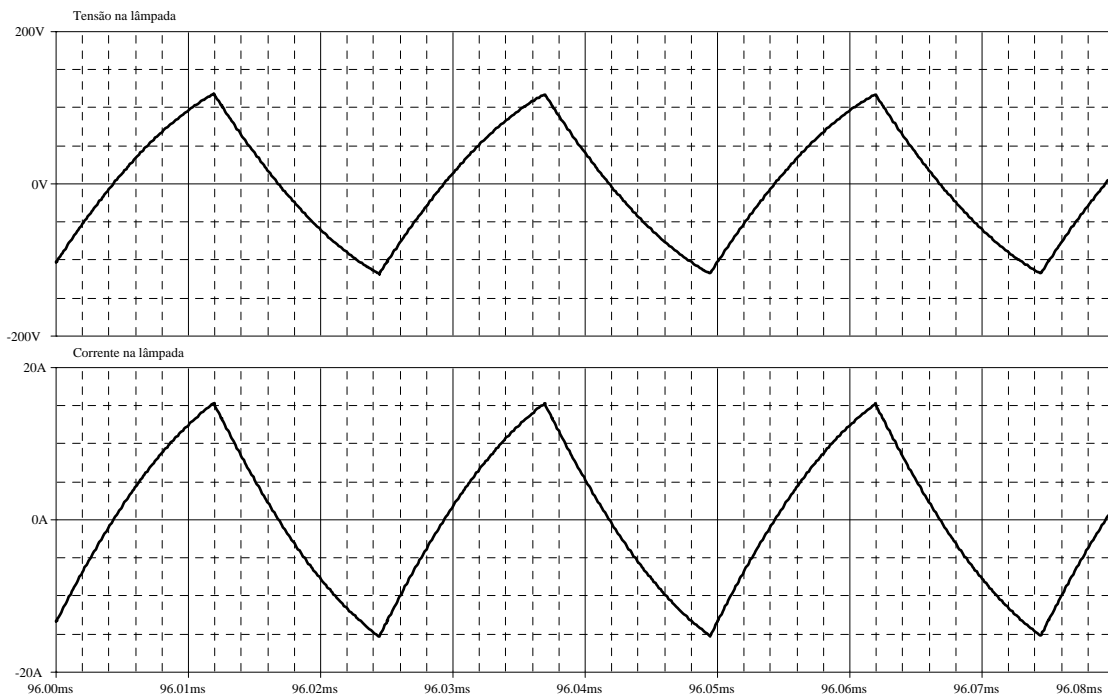


Fig. 4.16 – Detalhe da tensão e da corrente na lâmpada, para o instante de máxima corrente.

Na Fig. 4.16 são visualizados os detalhes da tensão e da corrente na lâmpada. Aqui está evidenciado o comportamento linear da lâmpada, essencialmente em alta freqüência. Na Fig. 4.15, entretanto, está também evidenciado o comportamento da lâmpada em baixa freqüência, causado pela tensão de alimentação do inversor oscilar em baixa freqüência (em $120Hz$). Ambos os comportamentos eram esperados, devido às duas condições de operação (uma tensão de alimentação em baixa freqüência, modulada em alta freqüência).

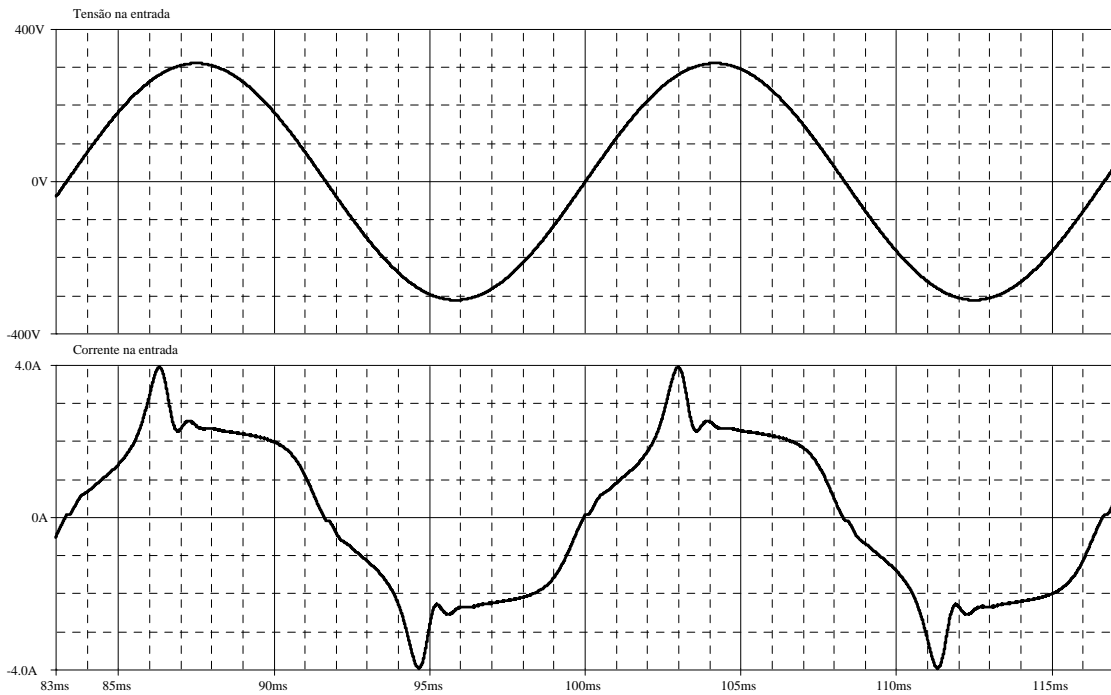


Fig. 4.17 – Tensão e corrente de entrada.

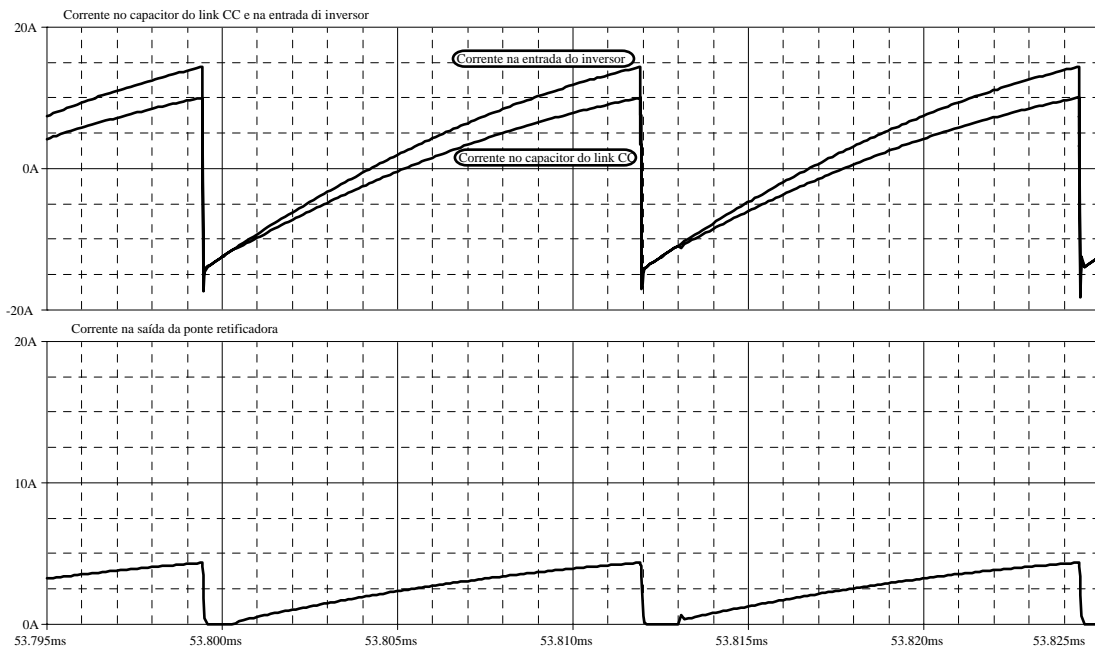


Fig. 4.18 – Corrente na entrada do link CC, corrente no capacitor do link CC e corrente na entrada da ponte inversora.

A Fig. 4.17 mostra a tensão e a corrente na entrada do reator. É possível perceber que no pico da corrente da entrada há uma ressonância, causada pelo aumento da impedância da lâmpada, caracterizado pela elevação de tensão (re-ignição) e pela queda

da corrente na lâmpada. Neste ponto a impedância equivalente do sistema sobe e o amortecimento no filtro da entrada diminui, causando a ressonância na corrente de entrada do reator. Outro fenômeno verificado é a de uma grande troca de energia entre o capacitor do link CC e a carga, alimentada pela ponte inversora. Isto pode ser verificado pela diferença das correntes de entrada do reator e a corrente na carga.

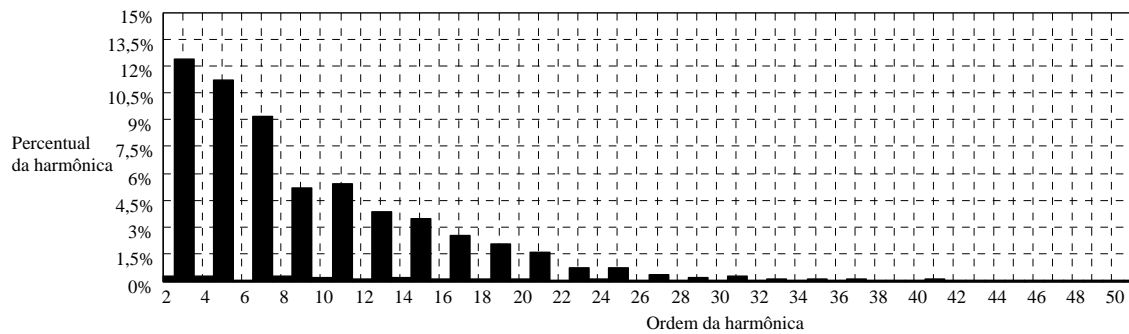


Fig. 4.19 – Decomposição harmônica da corrente de entrada.

Como demonstrado na Fig. 4.19 as harmônicas do sistema não respeitam as normas para este tipo de equipamento, relatadas na Tabela 3.1 de distorções harmônicas.

4.4.1.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Dados da estrutura:

Tabela 4.4 – Valores dos componentes utilizados no filtro.

L_{lim}	$320\mu H$
-----------	------------

A frequência de comutação foi ligeiramente modificada para ajustar a potência na lâmpada. Desta forma, a frequência de comutação utilizada foi de $36kHz$.

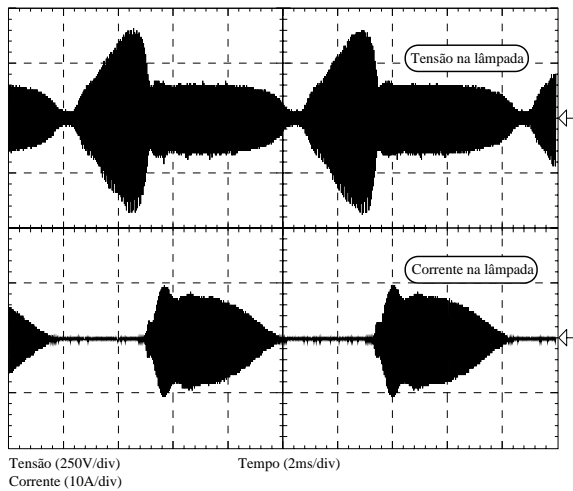


Fig. 4.20 – Tensão e corrente na lâmpada.

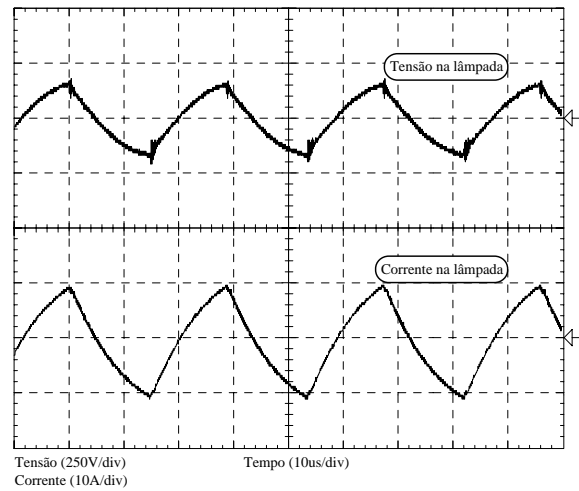


Fig. 4.21 – Detalhe da tensão e da corrente na lâmpada.

O comportamento esperado da lâmpada em baixa frequência é novamente evidenciado na Fig. 4.20. Como esperado, a tensão na lâmpada varia lentamente, acompanhando a evolução da tensão do barramento. Há uma pequena modificação no comportamento da corrente na lâmpada durante o período da re-ignição da lâmpada, revelando uma discrepância no modelo simulado, para o resultado obtido em bancada. O grande intervalo de tempo em que há a extinção da corrente na lâmpada, causado pela extinção do arco-voltaico, é devido ao comportamento das tensões e das correntes do barramento que não são suficientes para restabelecer o processo de re-ignição da lâmpada.

O comportamento da lâmpada em alta frequência demonstra perfeitamente um comportamento resistivo, uma vez que a tensão e a corrente possuem o mesmo formato, diferenciadas por um escalar (resistência equivalente da lâmpada).

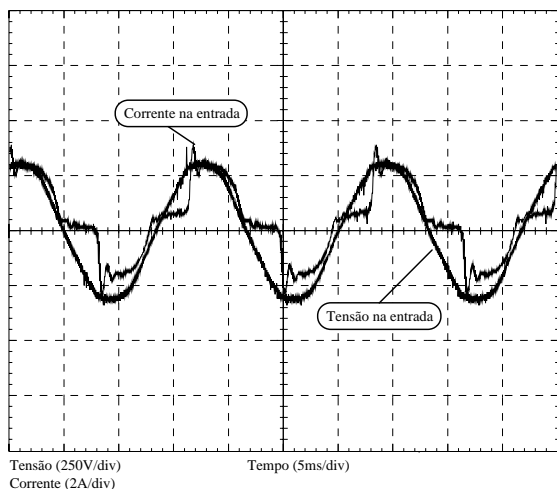


Fig. 4.22 – Tensão e corrente na entrada do reator.

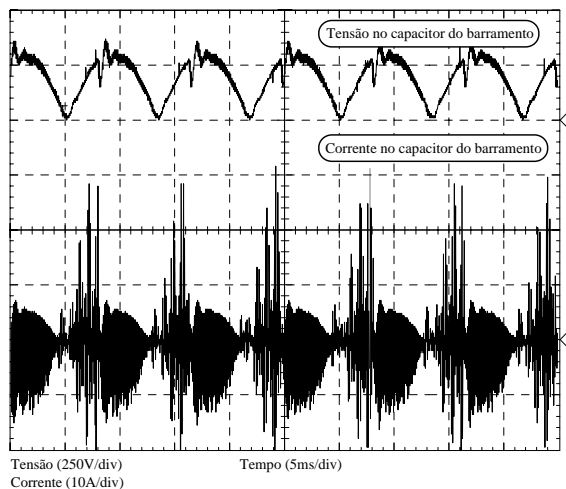


Fig. 4.23 – Tensão e corrente no capacitor do barramento.

A corrente na entrada do reator está apresentada na Fig. 4.22. Aqui se pode notar que a passagem por zero da corrente na entrada do reator representa exatamente o intervalo de tempo em que a corrente é nula na lâmpada. Há ainda um pico de corrente na entrada do reator, causado pela variação brusca da carga (redução da resistência equivalente da lâmpada).

A troca de energia entre o capacitor do barramento CC e a carga alimentada pelo inversor, evidenciada nos resultados de simulação é constatada nos resultados experimentais. Este fenômeno resulta em um super-aquecimento do capacitor, devido ao grande valor de corrente eficaz circulante neste capacitor, reduzindo a vida útil da estrutura.

Tabela 4.5 – Dados obtidos para a estrutura implementada.

	Potência Ativa [W]	Tensão [V]	Corrente [A]	F.P.
Entrada	275	223,2	1,36	0,915
Lâmpada	239	128,8	3,46	

Os resultados apresentados na Tabela 4.5 foram obtidos no analisador de potência *Yokogawa* modelo WT130. O rendimento global da estrutura foi de 87%. Este baixo rendimento é justificável pelos altos níveis de correntes circulantes no reator que causam um aumento das perdas nos semicondutores e uma elevação dos esforços nos componentes.

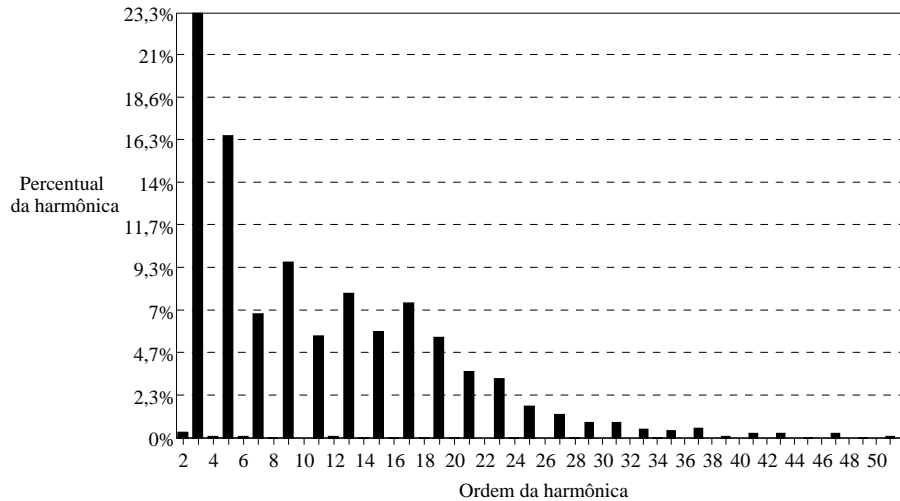


Fig. 4.24 – Espectro harmônico da estrutura utilizada.

Comparando os resultados obtidos na Fig. 4.24 com os valores apresentados na Tabela 3.1, nota-se que a estrutura apresenta harmônicas que não respeitam os valores estabelecidos por norma para as harmônicas de 5^a ordem e da 9^a a 23^a ordem.

Para melhorar este baixo fator de potência e rendimento da estrutura é necessário reduzir o tempo em que o arco voltaico permanece extinto (representado pela passagem por zero da corrente na lâmpada).

4.4.2 FILTRO RESSONANTE

A filtragem indutiva mostrou-se de simples implementação, devido ao acréscimo de apenas o indutor de filtragem a estrutura, além de permitir que este agregue também a função de transformador de ignição. No entanto, pode-se observar, nos resultados obtidos, que as características da lâmpada em baixa frequência impossibilitam sua utilização, em especial o resfriamento do plasma, que eleva sensivelmente a resistência equivalente da lâmpada, resultando na quase anulação de sua corrente e do surgimento de um pico de tensão re-ignição.

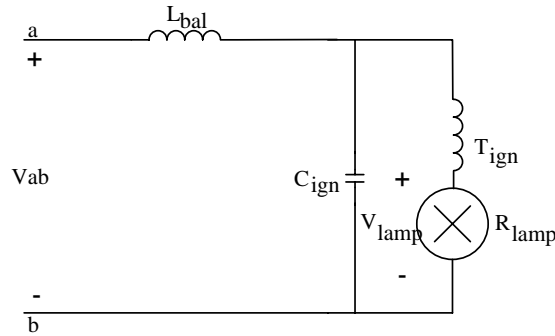


Fig. 4.25 – Circuito do filtro ressonante implementado.

Para se aumentar a transferência de energia para a lâmpada, especialmente quando a tensão V_{ab} se encontra nula, a estrutura de filtro ressonante apresentada na Fig. 4.25 foi proposta. Nesta estrutura dois novos elementos são inseridos: o transformador de ignição T_{ign} e o capacitor de filtragem C_{ign} , que além de efetuar a filtragem também tem a utilidade de servir de caminho de baixa impedância para o pulso de alta tensão do ignitor.

4.4.2.1 METODOLOGIA DE PROJETO

O filtro ressonante a ser projetado possui duas etapas de operação: com a lâmpada apagada e com a lâmpada acesa.

Quando a lâmpada se encontra apagada (antes de efetuada a sua ignição), o circuito formado no filtro é um circuito ressonante formado pelo indutor L_{bal} e o capacitor C_{ign} , como mostrado na Fig. 4.26.

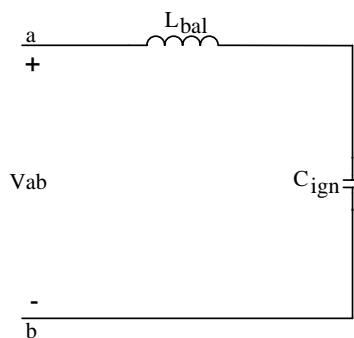


Fig. 4.26 – Filtro ressonante operando com a lâmpada apagada.

Operando desta forma é necessário fixar uma frequência de ressonância do sistema afastada da frequência de comutação, de modo a evitar a circulação de correntes excessivas que possam danificar os interruptores do inversor.

O equacionamento da corrente circulante no filtro durante a operação com a lâmpada apagada é mostrado na equação (4.15).

$$I_{LC}(s) = \frac{s \cdot C_{ign}}{s^2 \cdot L_{bal} \cdot C_{ign} + 1} \quad (4.15)$$

A corrente eficaz máxima de dreno do *IRF740* é igual a $10A$. Utilizando-se uma corrente eficaz máxima, circulante no filtro de $7A$, para a operação em $40kHz$, e uma frequência de ressonância de $30kHz$, é possível calcular o valor do capacitor C_{ign} pela equação (4.15).

Rearranjando a equação (4.15), obtém-se:

$$C_{ign} = \frac{\left(s^2 \cdot \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{ress})^2} + 1 \right) \cdot V_{ab}}{s \cdot I_{LC}} \quad (4.16)$$

Substituindo-se os valores arbitrados na equação (4.16), obtém-se finalmente:

$$C_{ign} = 98,47nF$$

Adotou-se o valor comercial mais próximo de:

$$C_{ign} = 94nF$$

Na Fig. 4.27 é apresentado o gráfico da evolução da corrente no filtro em função da frequência de comutação.

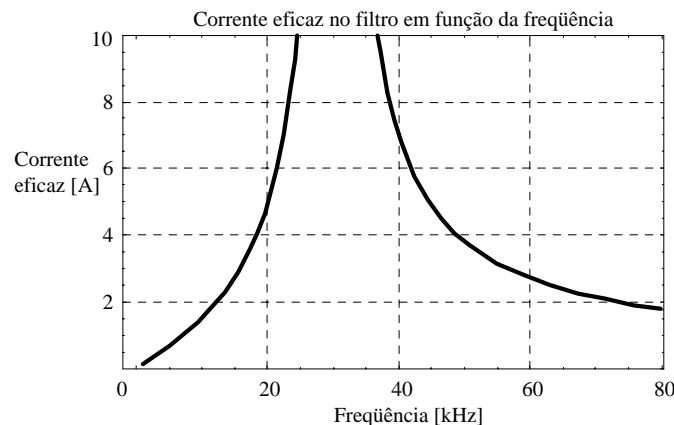


Fig. 4.27 – Corrente circulante no filtro na operação com a lâmpada apagada.

A função de transferência do filtro, que relaciona a tensão eficaz nos pontos “ab”, com a tensão eficaz na lâmpada, apresentada na Fig. 4.25, pode ser obtida:

$$G_{LLC}(s) = \frac{V_{lamp}(s)}{V_{rede}(s)} = \frac{R_{lamp}}{s^3 L_{bal} \cdot T_{ign} \cdot C_{ign} + s^2 R_{lamp} \cdot L_{bal} \cdot C_{ign} + s \cdot (L_{bal} + T_{ign}) + R_{lamp}} \quad (4.17)$$

Neste ponto necessita-se obter o valor do indutor L_{bal} , para determinar os parâmetros do filtro. Desta forma isolando-se L_{bal} na equação (4.17), obtém-se a equação (4.18):

$$L_{bal} = \frac{\left(\left(\frac{V_{lamp}}{V_{ab}} \right)^2 \cdot \omega^2 \cdot (C_{ign} \cdot R_{lamp}^2 + C_{ign} \cdot T_{ign}^2 - T_{ign}) + \frac{V_{lamp}}{V_{ab}} \cdot R_{lamp} \cdot \omega \cdot \sqrt{1 + C_{ign}^2 \cdot R_{lamp}^2 \cdot \omega^2 + C_{ign}^2 \cdot T_{ign}^2 \cdot \omega^4 - \frac{V_{lamp}}{V_{ab}} - 2 \cdot C_{ign} \cdot T_{ign} \cdot \omega^2} \right)}{\left(\frac{V_{lamp}}{V_{ab}} \right)^2 \cdot \omega^2 \cdot (1 + C_{ign}^2 \cdot R_{lamp}^2 \cdot \omega^2 + C_{ign}^2 \cdot T_{ign}^2 \cdot \omega^4 - 2 \cdot C_{ign} \cdot T_{ign} \cdot \omega^2)} \quad (4.18)$$

O transformador é o responsável pela geração do pulso de ignição para a lâmpada. Uma vez que seu enrolamento primário está conectado no circuito de partida, embutido no barramento, este está sujeito a tensões de primário máximas de 300V . As normas [11] limitam o valor do pulso de ignição em 4.500V , assim o projeto do enrolamento secundário será baseado num pulso com amplitude máxima de 4.500V . Para produzir este pulso é necessária uma relação de transformação do transformador T_{ign} igual a 15. Análises preliminares apontam para um número mínimo de 3 espiras para o enrolamento primário como sendo um número razoável. Assim, será necessário um número de espiras do secundário de 45 espiras. Após executada a confecção do transformador, obteve-se um valor de indutância de secundário mínima de 100μH .

Com o valor da indutância do enrolamento secundário do transformador de ignição pode-se então efetuar o cálculo do indutor L_{bal} da estrutura do filtro.

Uma vez que foi necessário modificar o valor da frequência de comutação na estrutura anterior para obter uma potência nominal na lâmpada, recalculou-se o valor da resistência equivalente da lâmpada para obter-se resultados mais precisos, assim a resistência equivalente da lâmpada, utilizada para os projetos seguintes foi:

$$R_{lamp} = 37\Omega$$

Então, substituindo-se os valores das variáveis, relacionadas abaixo, na equação (4.18):

$$V_{lamp} = 100V$$

$$V_{rede} = V_{ab} = 220V$$

$$C_{ign} = 94nF$$

$$T_{ign} = 100\mu H \qquad \omega = 2 \cdot \pi \cdot 40kHz$$

Obtém-se o valor do indutor L_{bal} , para o filtro:

$$L_{bal} = 391\mu H$$

A função de transferência que relaciona a tensão na lâmpada com a tensão no ponto "ab", pode ser obtida através da equação (4.17) e, é demonstrada na Fig. 4.28.

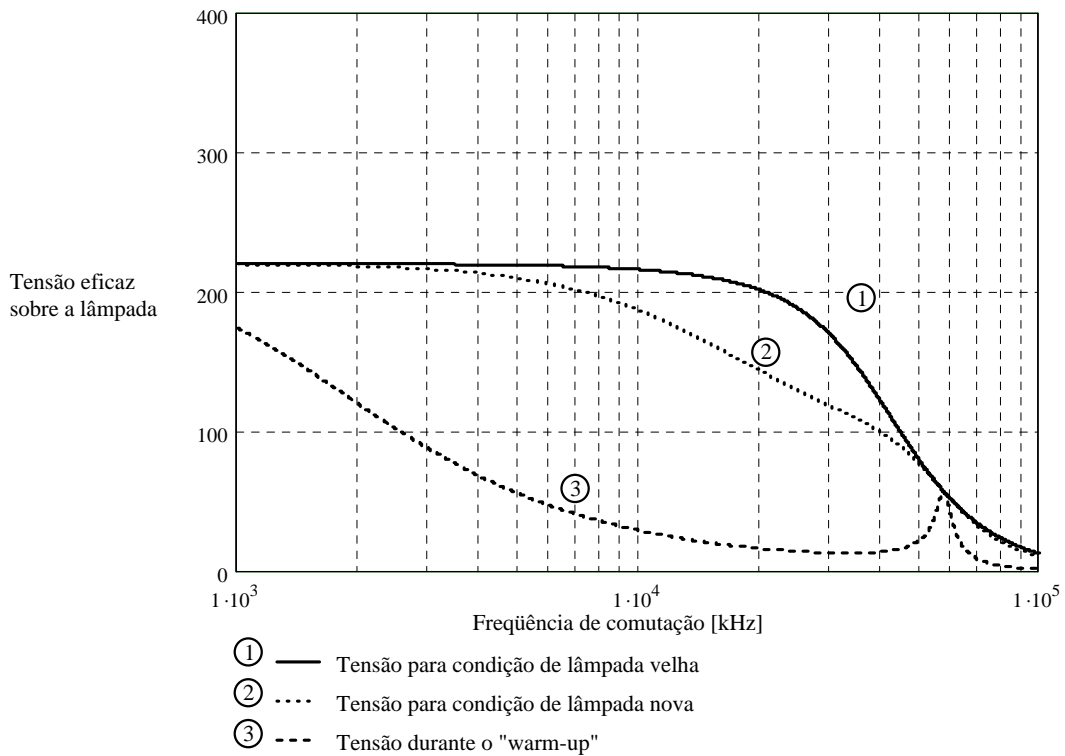


Fig. 4.28 – Comportamento da tensão na lâmpada em função da frequência de comutação.

A variação da potência na lâmpada em função da frequência de comutação e de sua vida útil (representada por sua resistência equivalente) pode ser obtida através da manipulação da equação (4.17), resultando na equação (4.19).

$$P_{lamp} = \frac{|V_{lamp}(s)|^2}{R_{lamp}} = \frac{R_{lamp}}{\left| s^3 L_{bal} \cdot T_{ign} \cdot C_{ign} + s^2 R_{lamp} \cdot L_{bal} \cdot C_{ign} + s \cdot (L_{bal} + T_{ign}) + R_{lamp} \right|^2} \quad (4.19)$$

Assim, a potência na lâmpada é apresentada na Fig. 4.29.

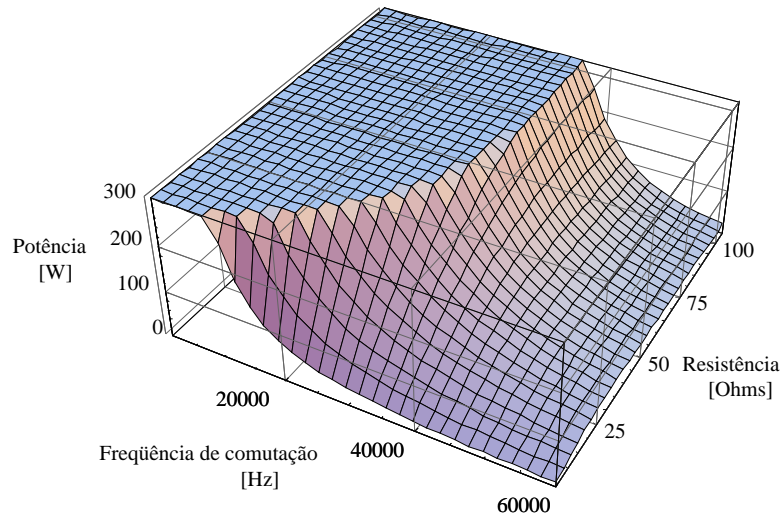


Fig. 4.29 – Gráfico da variação da potência na lâmpada em função da frequência de comutação e da sua resistência equivalente.

Utilizando a mesma equação (4.19), pode-se traçar o gráfico da potência na lâmpada em função da sua vida útil (resistência equivalente).

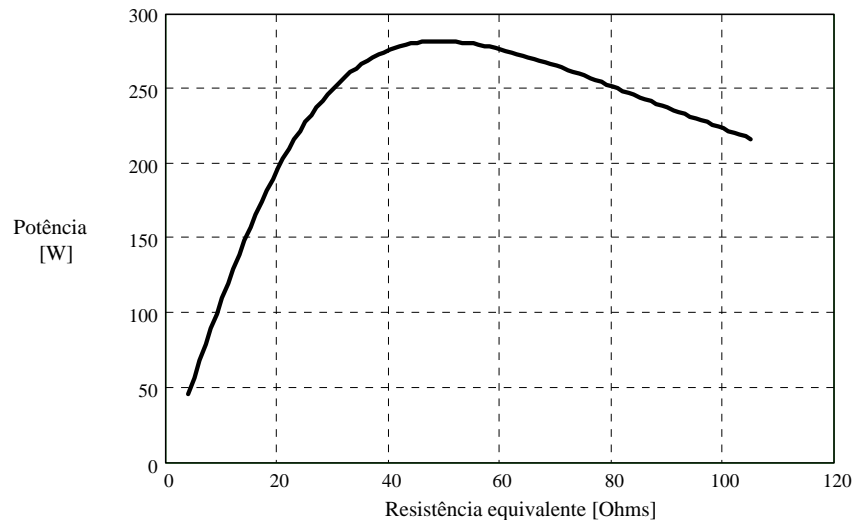


Fig. 4.30 – Gráfico da potência na lâmpada para variação da vida útil da lâmpada.

Como é mostrado na Fig. 4.30, há uma variação quase linear da potência na lâmpada ao longo de sua vida útil. Utilizando uma variação da frequência média de modulação é possível variar a potência transferida à lâmpada, sendo assim, pode ser compensada esta natural redução de potência.

4.4.2.1.1 DIMENSIONAMENTO FÍSICO DO INDUTOR L_{bal}

O cálculo físico do indutor L_{bal} é feito utilizando a equação (4.6). Assim utilizando-se:

$$B_{\max} = 0,12T$$

Através de simulações, utilizando-se uma carga resistiva para emular o comportamento da lâmpada, obteve-se as seguintes correntes no indutor L_{bal}

$$I_{ef_L_{bal}} = 3A \quad I_{pk_L_{bal}} = \sqrt{2} \cdot I_{ef_L_{bal}} = \sqrt{2} \cdot 3A = 4,24A$$

Finalmente obtém-se:

$$AeAw_{bal} = 2,1cm^4$$

Resultando em um núcleo do tipo EE42/15, com as características apresentadas na Tabela 4.3.

Alterando-se a equação (4.9) obtém-se:

$$N = \frac{L_{bal} \cdot I_{pico}}{B_{\max} \cdot Ae} \quad (4.20)$$

Assim, o número de espiras do indutor L_{bal} pode ser calculado:

$$N = 77 \text{ espiras}$$

Pela equação (3.36) calcula-se a área da secção de cobre necessária para o indutor.

$$S_{fiobal} = 7,5 \times 10^{-3} cm^2$$

Através da equação (4.12) calcula-se o diâmetro mínimo do fio a ser utilizado na confecção do enrolamento do indutor, assim:

$$Diam_{\min} = 0,067cm$$

Como a frequência de comutação é elevada, utilizou-se o fio tipo *Litz*, formado por 40 vias de fio 37AWG entrelaçado. Desta forma, obteve-se um chicote formado por 2 fios tipo *Litz*.

As perdas no indutor são deduzidas pelas equações (4.13) e (4.14), assim:

$$P_{nucleobal} = 1,247W$$

$$P_{cobreal} = 1,7W$$

Representando uma perda total de:

$$P_{totalbal} = 2,946W$$

4.4.2.2 MODULAÇÃO UTILIZADA

Nesta estrutura optou-se por utilizar uma modulação sobre a frequência de comutação, uma vez que o circuito de comando não possibilita grandes variações da razão cíclica dos sinais de comando dos interruptores do inversor em ponte completa.

Várias funções de modulação de frequência foram experimentadas para variar a potência entregue à lâmpada. Uma característica evidenciada no emprego de variações bruscas da frequência de comutação é que a lâmpada “rejeita” grandes oscilações da potência fornecida a ela, causando uma ressonância na corrente e gerando assim efeitos indesejados como efeito estroboscópico e cintilamento. Foi adotada então, uma variação suave da frequência de comutação para minimizar este efeito e reduzir o tempo em que a lâmpada permanece com a corrente nula em seus terminais.

Na Fig. 4.31 é apresentada a função de modulação de frequência utilizada no protótipo implementado.

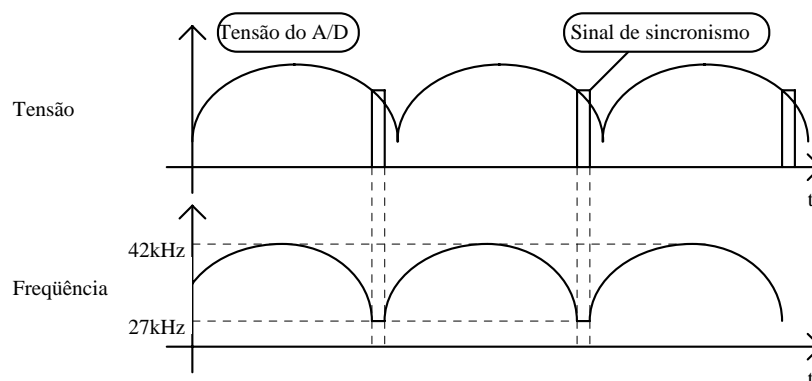


Fig. 4.31 – Variação da frequência de comutação dos interruptores do inversor de tensão e sincronismo.

4.4.2.3 ROTINAS COMPUTACIONAIS

Analisadas as características do filtro ressonante, podem-se agora apresentar as rotinas computacionais desenvolvidas para o reator. Pelo demonstrado, fica evidente que

este apresenta duas situações de operação distintas, que são com a lâmpada acesa e com a lâmpada apagada. Logo, as rotinas também estão ordenadas para abranger estas duas situações, respectivamente as etapas de partida e operação.

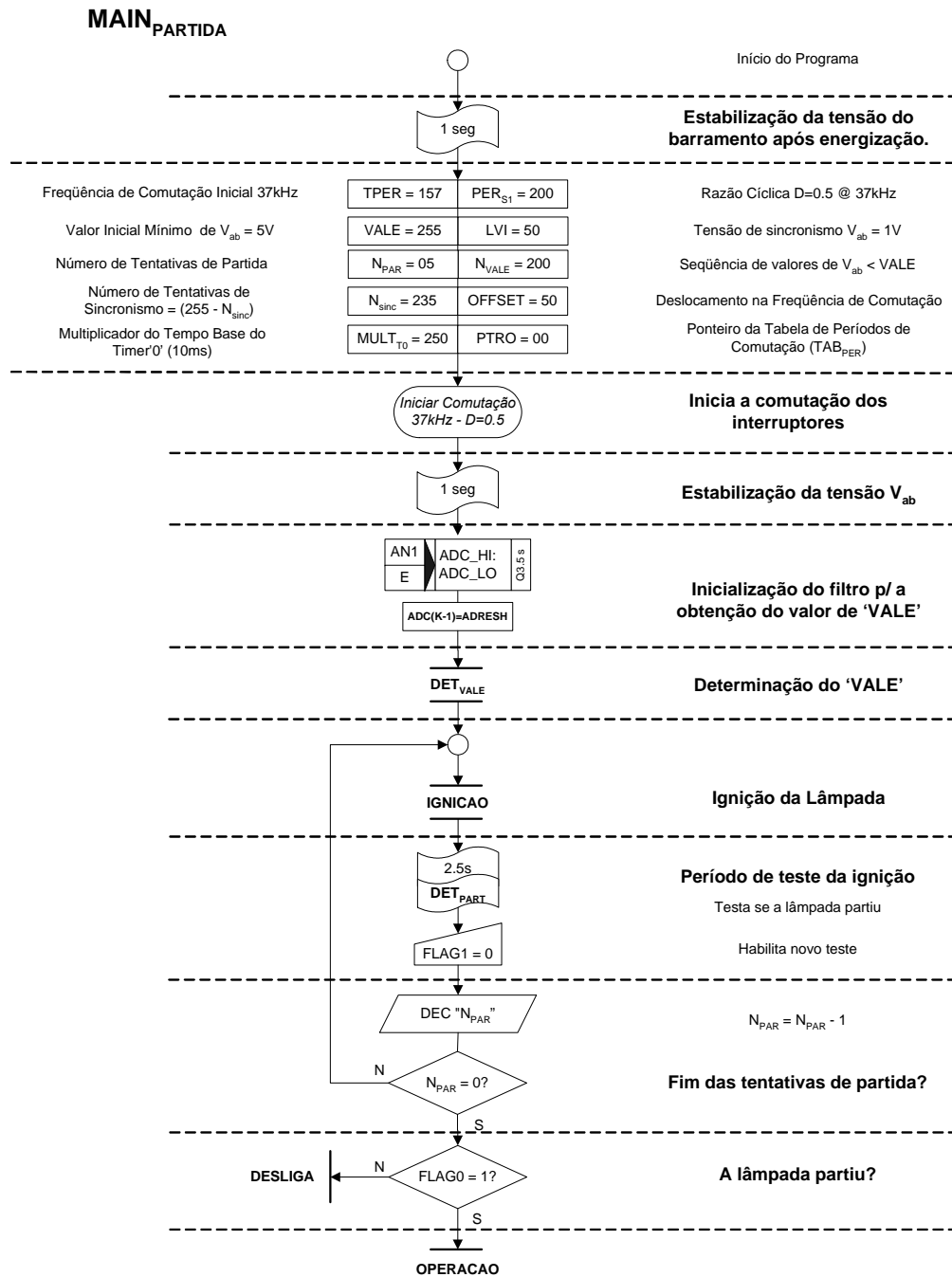
4.4.2.3.1 PARTIDA

Pelo que já foi analisado, nesta condição é a frequência de comutação dos interruptores do inversor de tensão a variável de maior relevância no circuito. Para o cálculo do indutor de filtragem L_{bal} , assumiu-se que esta seria de $40kHz$, no entanto, experimentalmente o que se observou foi um valor de tensão nos terminais da lâmpada, após o pulso de ignição, insuficiente para a manutenção do arco no tubo de descarga.

Variações paramétricas dos elementos do circuito, como valores de capacitâncias e indutâncias, além de fatores de difícil determinação na modelagem, como a resistência equivalente da lâmpada na partida, explicam a necessidade da adequação da frequência de comutação para $37kHz$. Apesar de ser alterada em bancada, esta frequência obedece a análise feita do circuito, pois como se pode observar na Fig. 4.27 houve um deslocamento no sentido da frequência de ressonância.

O programa desenvolvido para a etapa de partida da lâmpada está descrito no Fluxograma 4.7.

Pode-se observar que no Fluxograma 4.7 também estão contidas sub-rotinas como **IGNICAO** e **DET_{VALE}** que serão descritas mais adiante. Em linhas gerais, a seqüência de operações efetuadas por esta rotina é a seguinte: partida da ponte inversora em $37kHz$, determinação do valor mínimo da tensão do barramento CC (V_{CC}), aplicação do pulso de ignição e determinação da partida ou não da lâmpada.

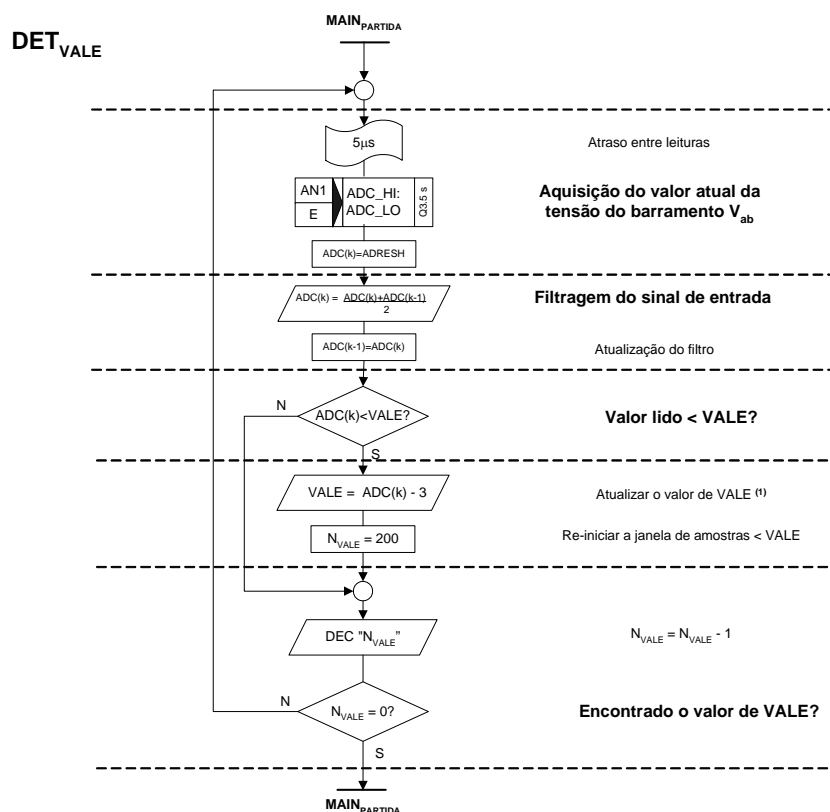


Fluxograma 4.7 – Rotina da etapa inicial de partida da lâmpada.

4.4.2.3.1.1 DETECÇÃO DO VALOR MÍNIMO DA TENSÃO V_{CC}

Assim como na filtragem indutiva, é necessário que se determine o valor mínimo da tensão V_{CC} para sua posterior utilização; isto foi feito monitorando-se seu valor através do conversor A/D do microcontrolador (porta **RA1**). Com isto pode-se determinar, com relativa simplicidade, seu valor mínimo (**VALE**). Isto é, através da comparação da leitura

atual do conversor A/D com a leitura anterior. Onde sempre que as restrições forem atendidas (Fluxograma 4.8), tanto o contador do número de amostras, N_{VALE} , quanto o registrador do valor da amostra, $VALE$, serão atualizados até que o contador de amostras chegue a zero.



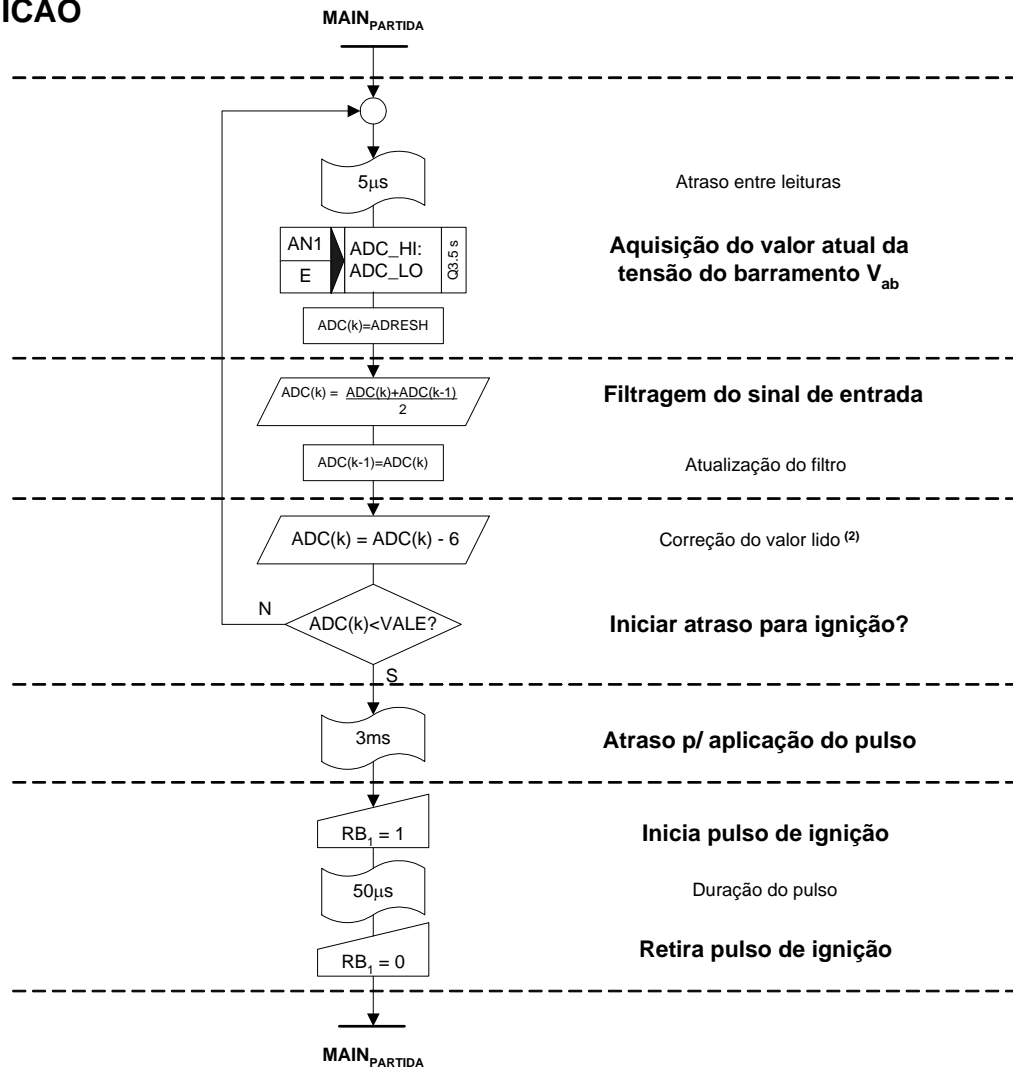
Fluxograma 4.8 – Determinação do valor mínimo de V_{CC} .¹

4.4.2.3.1.2 IGNIÇÃO

Segundo a normatização utilizada, como base para o estudo apresentado em [1], o pulso de ignição deve estar contido na faixa que compreende noventa por cento (90%) do valor de pico da tensão da fonte de alimentação. Sendo assim, o processo utilizado para a aplicação do pulso de ignição foi o seguinte: com o conversor A/D do microcontrolador (porta **RA1**) efetuam-se sucessivas leituras da tensão V_{CC} .

¹ É inserida uma histerese negativa de ~60mV ao valor assumido como mínimo.

IGNICAO



Fluxograma 4.9 – Aplicação do pulso de ignição.²

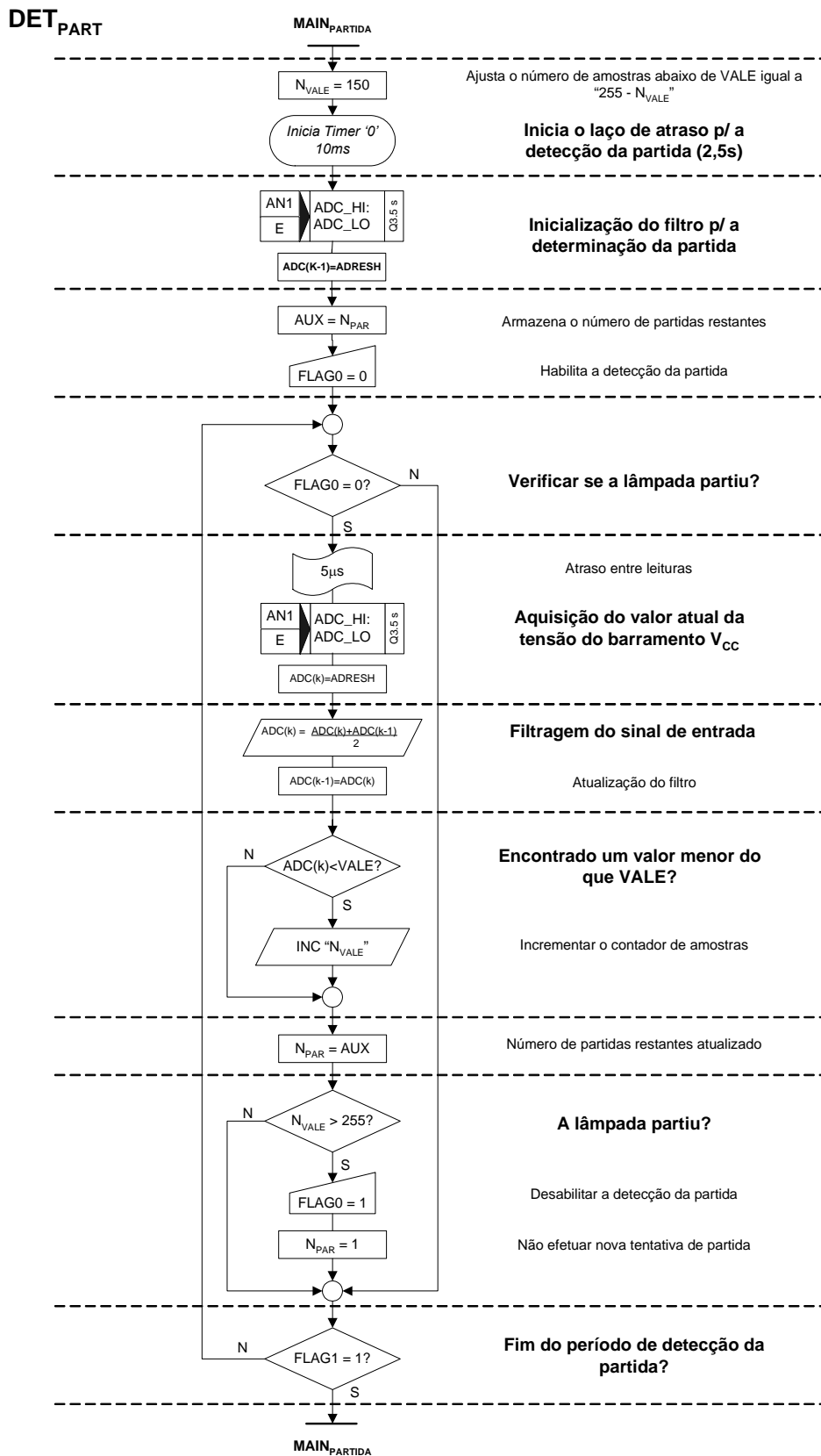
Como já se conhece seu valor mínimo (**VALE**) determina-se apenas seu instante de ocorrência, sabendo-se que a frequência de entrada é fixa e de $60Hz$. Introduce-se um atraso de $3ms$, já que 90% do valor de pico de uma senóide de $60Hz$ compreende a faixa de $3ms$ a $5,4ms$, e então aplica-se o sinal de ignição no circuito de ignição. Tal procedimento está apresentado no Fluxograma 4.9.

² Antes da comparação, o valor lido deve ser corrigido e acrescido de um nível de segurança, em função do valor de VALE, que já apresenta um nível de histerese de $\sim 60mV$.

4.4.2.3.1.3 DETERMINAÇÃO DA PARTIDA

Após a aplicação do pulso de ignição, é necessário que se verifique o acendimento ou não da lâmpada. Para tal, utilizou-se como parâmetro de decisão o valor mínimo da tensão V_{CC} . Este procedimento envolve o seguinte fenômeno: com o acendimento da lâmpada, é inserida no circuito do filtro ressonante uma resistência equivalente R_{lamp} , com isto há o consumo de potência ativa da entrada e a maior descarga de C_{ign} e a conseqüente diminuição do valor mínimo da tensão V_{CC} .

A rotina que detecta o acendimento ou não da lâmpada está descrita no Fluxograma 4.10, sua seqüência de operações pode ser descrita como segue: efetua-se a leitura do valor da tensão V_{CC} , compara-se o valor lido com o valor mínimo desta tensão, determinado previamente para a lâmpada apagada (**VALE**), se este for inferior, o contador desta ocorrência (**N_{VALE}**) é incrementado, de tal forma que se forem encontrados $[255 - \mathbf{N}_{VALE}]$ valores que respeitem esta condição dentro do intervalo de $2,5s$ será considerada a lâmpada acesa, caso contrário apagada.



Fluxograma 4.10 – Detecção da partida da lâmpada.

4.4.2.3.2 OPERAÇÃO

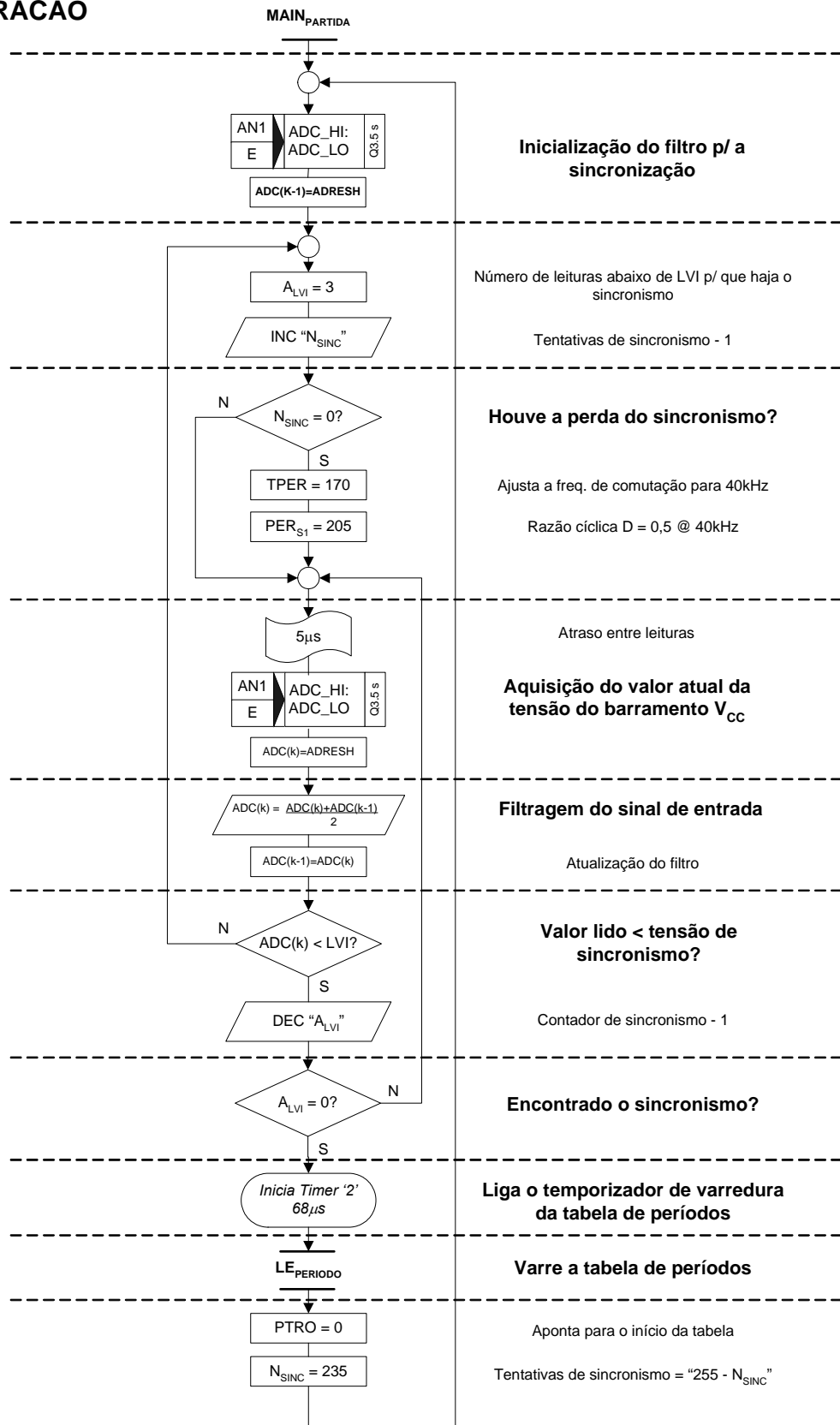
Superada a etapa de partida da lâmpada, a correção de efeitos como a prolongada permanência em zero da corrente da lâmpada e os elevados picos de re-ignição observados na filtragem indutiva, são as metas a serem consideradas.

Visando corrigir estas características, foi proposto o perfil de variação da frequência de comutação (Fig. 4.31) do inversor em ponte completa, o qual se baseia na resposta em frequência do filtro, estando a lâmpada acesa, e no comportamento dinâmico de sua resistência.

Na Fig. 4.28 vê-se que para uma frequência fixa, se houver a elevação no valor da resistência representada pela lâmpada, há uma diminuição da tensão em seus terminais. Sabe-se que devido à envoltória em baixa frequência (Fig. 4.11) da tensão V_{CC} há um resfriamento do plasma, resultando na mencionada elevação da resistência equivalente. Assim, com o intuito de corrigir este efeito, diminui-se a frequência de comutação durante as proximidades do valor mínimo da tensão V_{CC} , elevando a tensão nos terminais da lâmpada, e eleva-se a frequência no instante de pico para que se possa promover uma transferência mais homogênea de potência.

A utilização do perfil de frequência apresentado na Fig. 4.31, resultou na rotina descrita pelo Fluxograma 4.11, que pode ser descrita como segue: a variação da frequência deve estar sincronizada com a tensão V_{CC} , para tal, através de sucessivas leituras do conversor A/D procuram-se A_{LVI} amostras abaixo da tensão de sincronismo LVI , dentro de um intervalo de $[255 - N_{SINC}]$ amostras, para que haja o início da varredura da tabela de períodos, caso contrário a frequência de comutação será fixada em $40kHz @ D = 0,5$ até que se encontre um novo ponto de sincronismo. A alteração da frequência de comutação é feita a cada $68\mu s$ até que se chegue ao final da tabela e o ciclo de sincronismo se reinicie.

OPERACAO

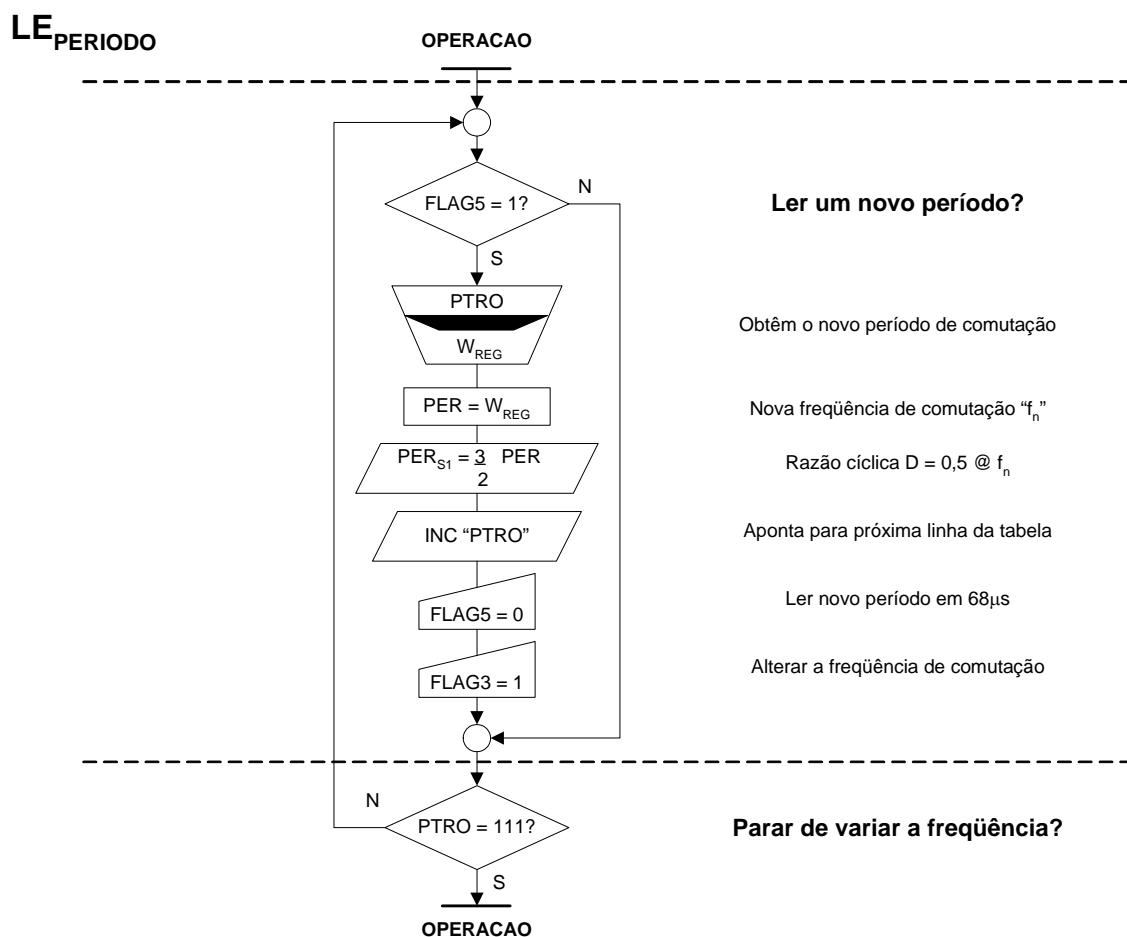


Fluxograma 4.11 – Rotina da etapa de operação da lâmpada.

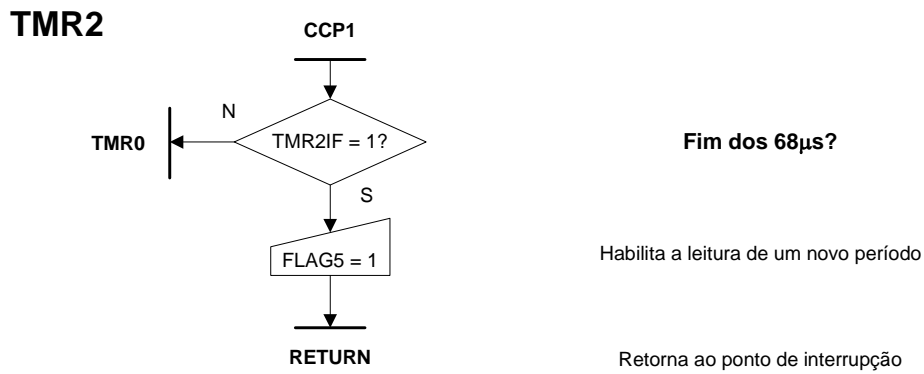
4.4.2.3.2.1 LEITURA DA TABELA DE PERÍODOS

Devido às características do microcontrolador, como tempo de execução das instruções e a arquitetura RISC, optou-se pela utilização de uma tabela contendo, em intervalos discretos, os períodos a serem utilizados. A rotinas responsáveis pela varredura desta tabela estão apresentadas nos Fluxograma 4.12 e Fluxograma 4.13.

O funcionamento das rotinas pode ser descrito como segue: a faixa de variação de $27kHz$ a $42kHz$ foi discretizada em 110 valores, cada um correspondendo a uma das posições na tabela, de tal forma que a cada estouro do timer2 (**TMR2**) haja uma leitura do valor na linha dada por **PTRO**, na tabela de períodos. Este processo repete-se até que a posição 110 seja alcançada, iniciando-se daí a etapa de sincronismo.



Fluxograma 4.12 – Leitura da tabela de períodos.

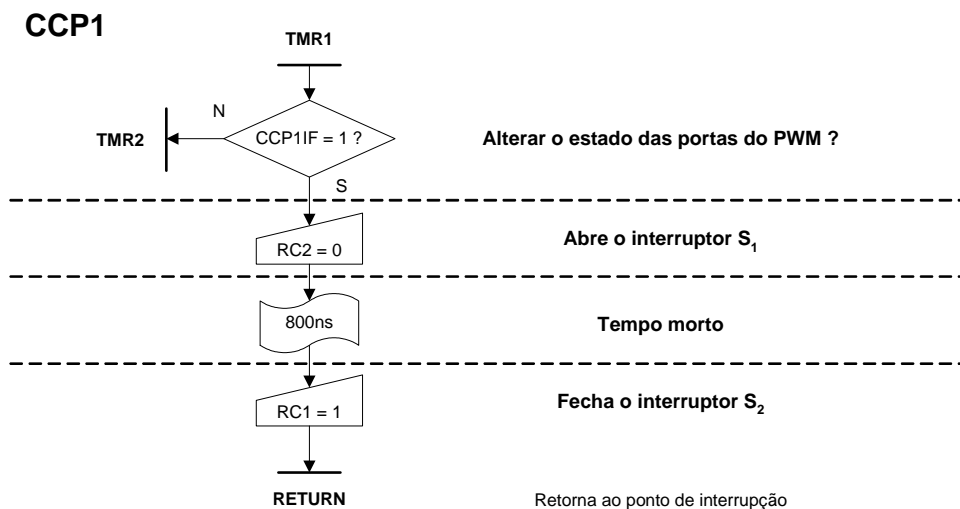


Fluxograma 4.13 – Timer do período de aplicação das frequências.

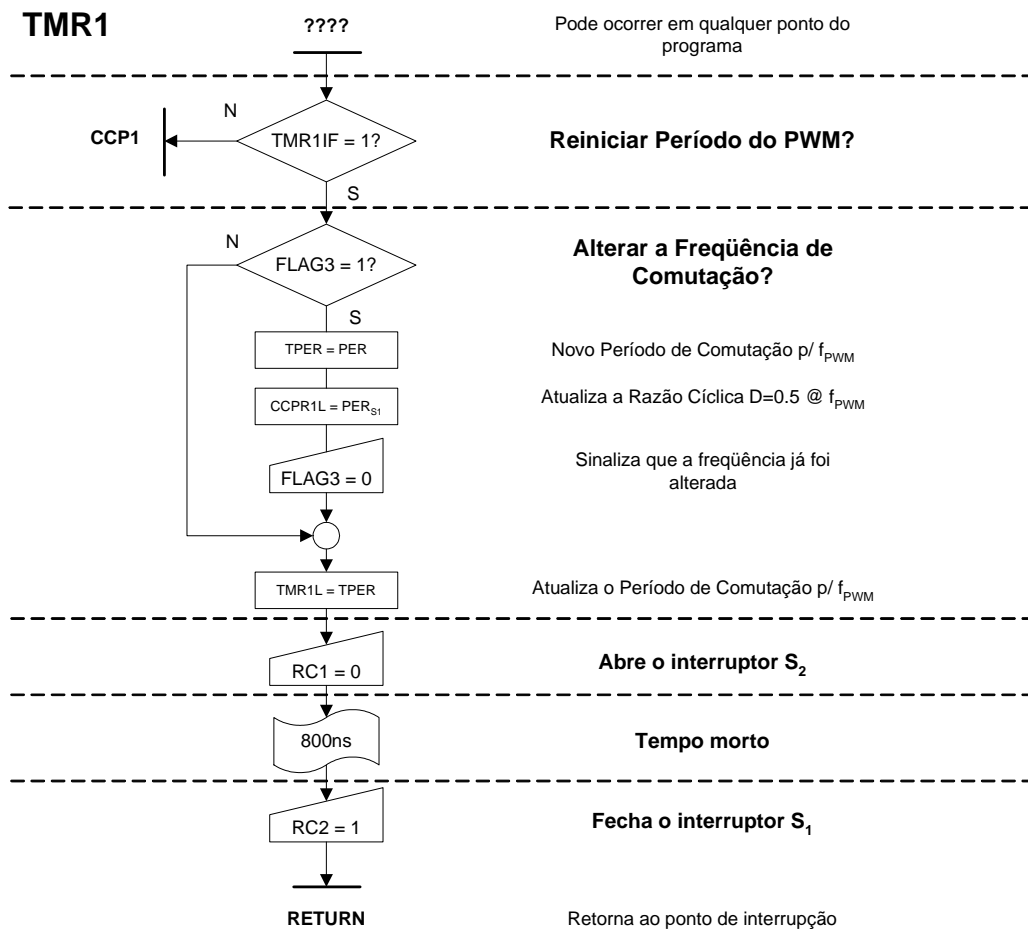
4.4.2.3.3 GERAÇÃO DOS PULSOS PWM

Assim como na filtragem indutiva, a produção dos pulsos do PWM é efetuada através das interrupções geradas pelo timer1 e pelo módulo CCP1, funcionando como comparador. A única distinção neste caso, refere-se à variação de frequência que ocorre durante a etapa de operação do reator, através da rotina **LEPERIODO**, já descrita.

Nos Fluxograma 4.14 e Fluxograma 4.15 têm-se apresentadas as rotinas desenvolvidas para produção dos pulsos PWM, onde, **TMR1** refere-se a interrupção do timer1 e **CCP1** ao módulo comparador. Lembrando-se apenas que a modulação é complementar e a razão cíclica usada é fixa e igual a 0,5.



Fluxograma 4.14 – Produção dos pulsos PWM (interrupção do módulo CCP1).



Fluxograma 4.15 – Produção dos pulsos PWM (interrupção do timer1).

4.4.2.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Os resultados apresentados abaixo são para uma frequência de comutação fixa em $40kHz$. A simulação, com a função de variação de frequência implementada no protótipo, não pôde ser efetuada por dificuldades de representá-la em um modelo de simulação. Novamente, os componentes utilizados nas simulações apresentadas nas figuras a seguir são projetados para uma lâmpada com potência nominal de $400W$, a qual corresponde ao modelo utilizado. Assim, os componentes utilizados no filtro foram:

Tabela 4.6 – Valores dos componentes utilizados no filtro ressonante.

L_{bal}	$180\mu H$
C_{ign}	$120nF$
T_{ign}	$100\mu H$

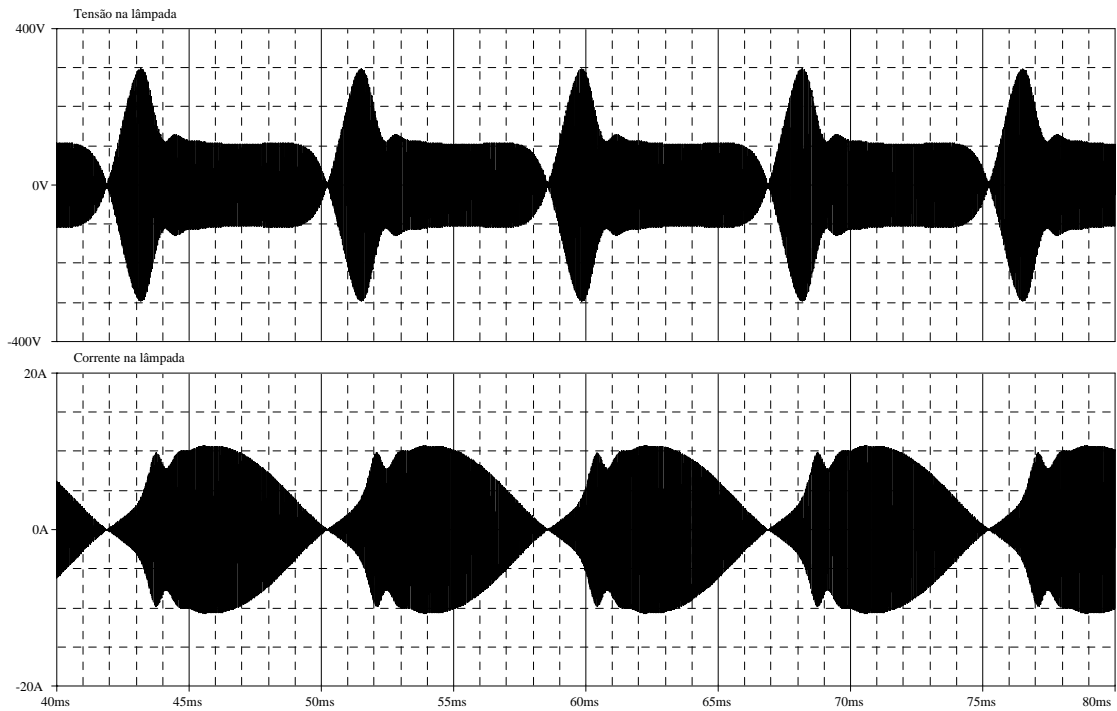


Fig. 4.32 – Comportamento da tensão e da corrente na lâmpada em baixa frequência.

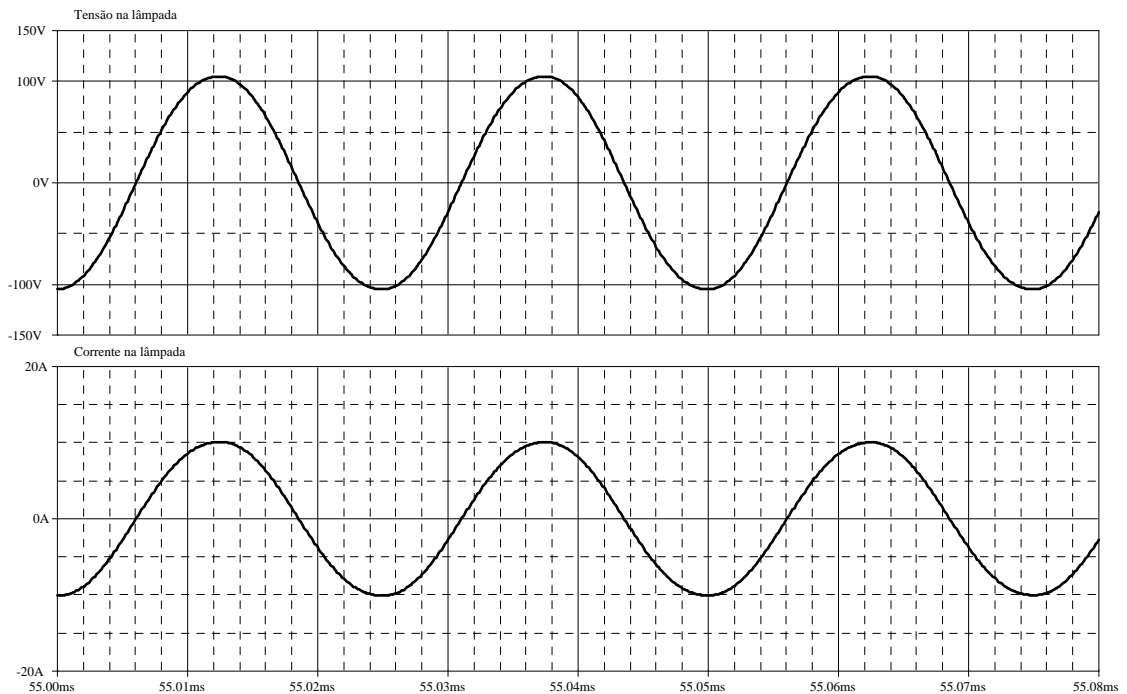


Fig. 4.33 – Tensão e corrente na lâmpada em alta frequência.

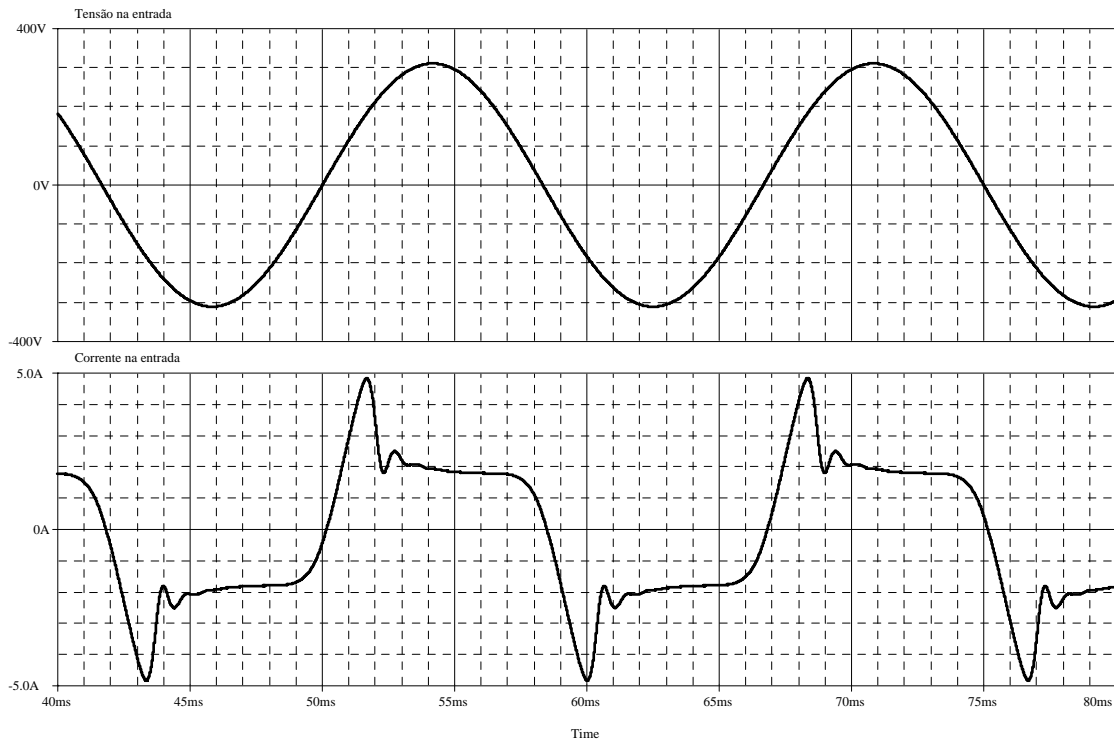


Fig. 4.34 – Tensão e corrente na entrada.

Na corrente de entrada do reator nota-se a presença de uma ressonância. Este fenômeno é causado pelo baixo valor de corrente que circula sobre a lâmpada durante o processo de re-ignição, representado pelo pico de tensão observado na Fig. 4.32.

Uma vez que nesta estrutura há um capacitor conectado em paralelo com a lâmpada e o transformador de ignição, a corrente que percorre este capacitor é a derivada da tensão sobre estes elementos, multiplicada pela capacitância do capacitor. Desta maneira há um compromisso entre um valor máximo de capacitor a ser utilizado e a distorção harmônica causada pelo pico da corrente de entrada.

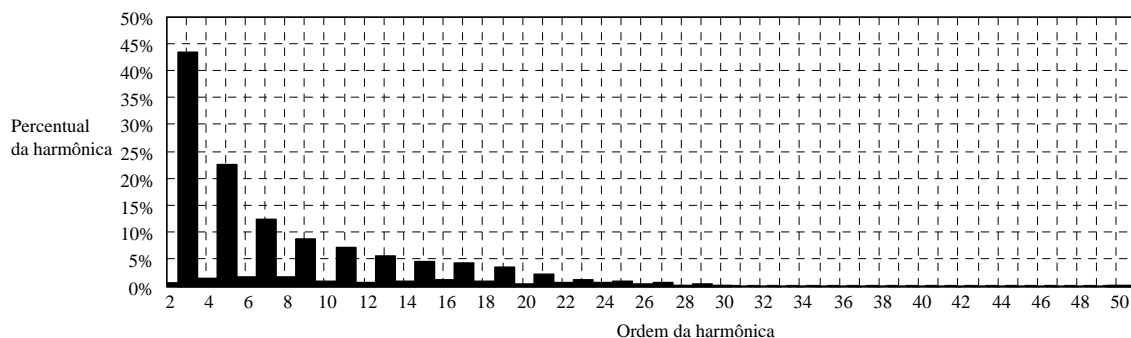


Fig. 4.35 – Análise harmônica da corrente de entrada.

4.4.2.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nas figuras que seguem, são apresentados os resultados experimentais do filtro ressonante, com os componentes utilizados no filtro apresentados na Tabela 4.7. Nesta estrutura novamente é utilizado um circuito ignitor, similar ao apresentado na Fig. 4.10, com o primário do transformador de pulsos acoplado magneticamente ao indutor T_{ign} . A estrutura completa do sistema de potência é apresentada na Fig. 4.36.

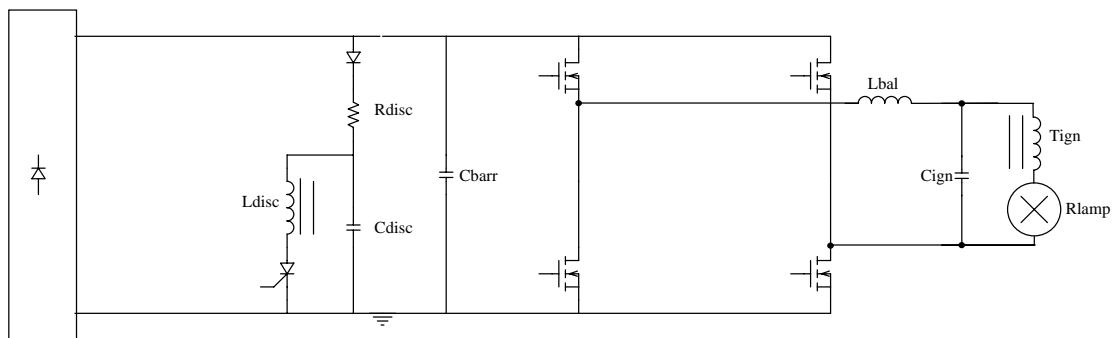


Fig. 4.36 – Estrutura do filtro ressonante implementada em protótipo.

Os valores dos componentes utilizados no filtro ressonante são mostrados na Tabela 4.7.

Tabela 4.7 – Valores dos componentes do filtro utilizados.

L_{bal}	$391\mu H$
T_{ign}	$100\mu H$
C_{ign}	$94nF$

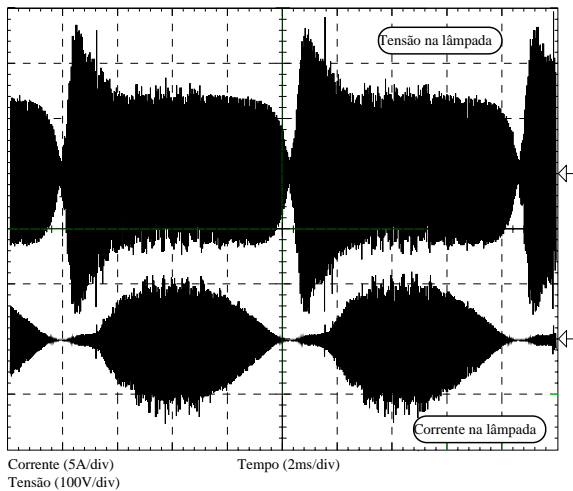


Fig. 4.37 – Tensão e corrente na lâmpada.

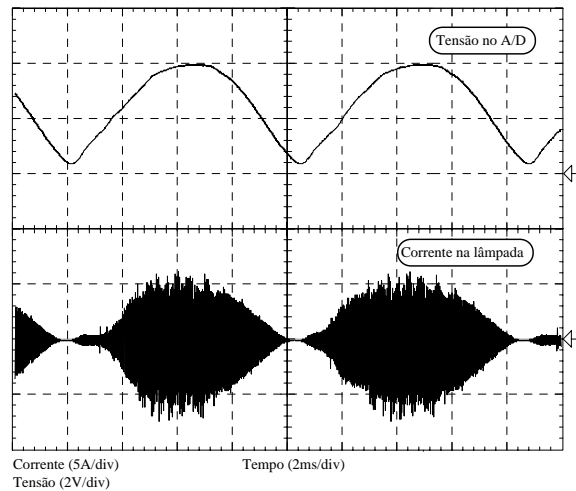


Fig. 4.38 – Tensão no conversor A/D e corrente na lâmpada.

Comparando-se o resultado obtido na corrente na lâmpada para esta estrutura, representada pela Fig. 4.37, com a corrente obtida para a estrutura LR da Fig. 4.20, pode-se notar uma grande redução do intervalo de tempo de re-ignição da lâmpada e uma conseqüente redução da corrente eficaz circulante na estrutura. Assim obteve-se melhores resultados, como um aumento do fluxo luminoso, redução das correntes eficazes circulantes no reator, diminuição do stress nos interruptores e um aumento no rendimento global da estrutura.

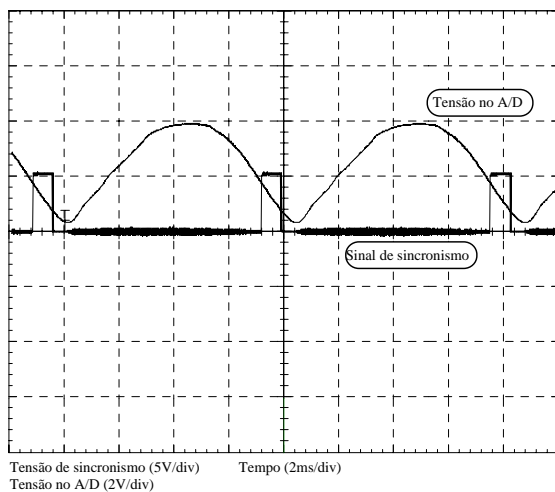


Fig. 4.39 – Tensão no conversor A/D e conversões de tensão para geração de sincronismo.

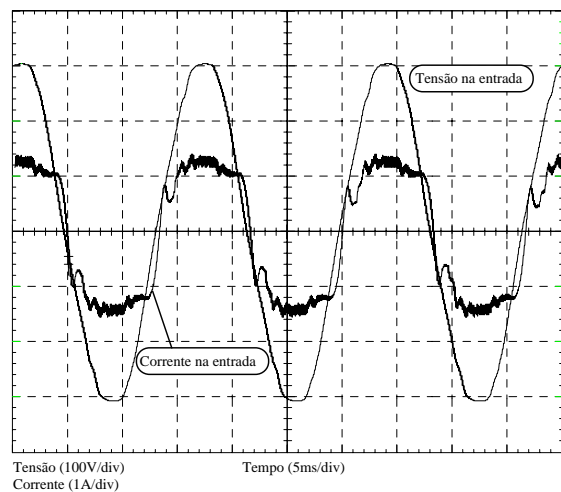


Fig. 4.40 – Tensão e corrente de entrada do reator.

Tabela 4.8 - Dados obtidos para a estrutura implementada.

	Potência Ativa [W]	Tensão [V]	Corrente [A]	F.P.
Entrada	252	220,3	1,88	0,965
Lâmpada	231	107,4	2,99	

O rendimento global, obtido na estrutura foi de 91,7% . Este aumento evidenciado nesta topologia é causado, principalmente, pela melhor distribuição da potência transferida à lâmpada em cada intervalo, como conseqüência da diminuição das correntes de pico na lâmpada. Estes menores valores de correntes de pico representam uma redução nos esforços dos interruptores e dos elementos passivos do filtro, resultando em menores perdas.

A presença de oscilações na corrente injetada na lâmpada causa deformações no arco, causando efeito estroboscópico e ruído audível.

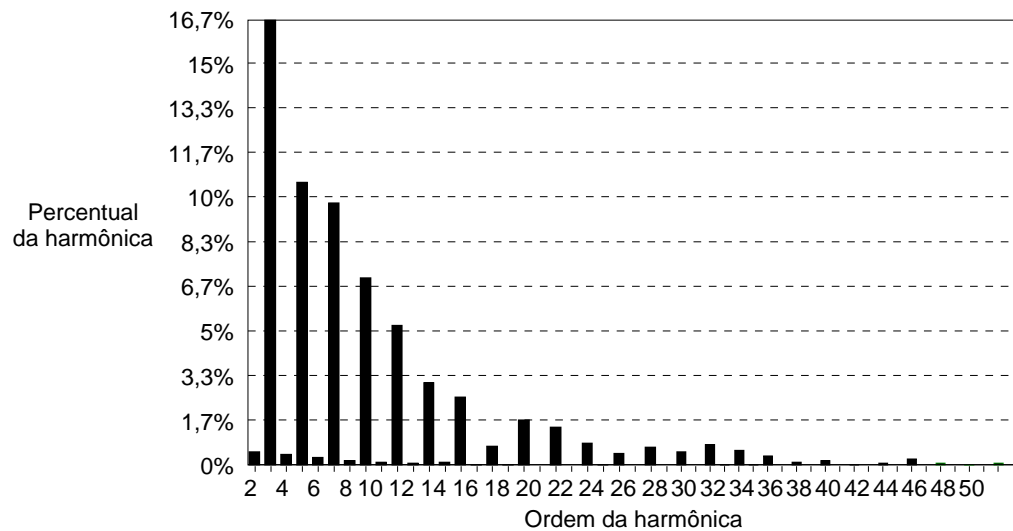


Fig. 4.41 – Espectro harmônico da corrente de entrada do reator.

O espectro harmônico obtido para esta estrutura mostrou-se ligeiramente melhor que o obtido para a estrutura LR, porém observa-se que as harmônicas de 5ª a 13ª ordem excedem o permitido na norma IEC 6100-3-2.

4.4.3 FILTRO SÉRIE RESSONANTE

O filtro série ressonante, comumente utilizado em inversores em meia-ponte, para garantir um formato aproximadamente senoidal na corrente de carga e valor médio nulo foi implementada como mostra a Fig. 4.42.

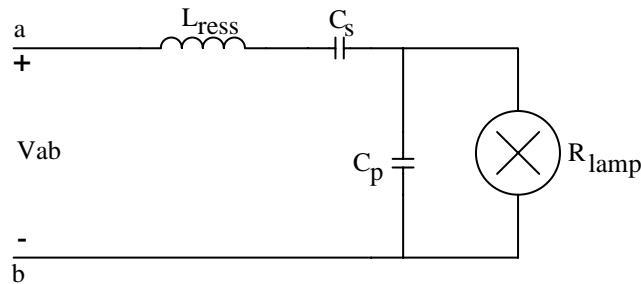


Fig. 4.42 – Filtro série ressonante.

Nesta estrutura, o pulso de ignição necessário para efetuar a partida da lâmpada é produzido pela ressonância entre o capacitor equivalente, formado pela associação série dos capacitores C_s e C_p e o indutor L_{ress} . Uma vez realizada a partida da lâmpada, a estrutura opera em modo oscilatório amortecido, fornecendo uma tensão e corrente quasi-senoidais para a lâmpada.

4.4.3.1 METODOLOGIA DE PROJETO

O projeto da estrutura série-ressonante compreende duas etapas: a operação com a lâmpada apagada e com a lâmpada acesa.

O projeto da estrutura série-ressonante foi realizado a partir da metodologia proposta por Pereira [17].

Com a finalidade de simplificar o projeto, a tensão sobre os pontos “ab” é considerada igual a tensão eficaz da rede.

A função de transferência que relaciona a tensão na lâmpada com a tensão eficaz fundamental nos pontos V_{ab} é dada pela equação (4.21).

$$\frac{V_{lamp}(s)}{V_{rede}(s)} = \frac{s \cdot R_{lamp} \cdot C_s}{s^3 \cdot R_{lamp} \cdot L_{ress} \cdot C_s \cdot C_p + s^2 \cdot L_{ress} \cdot C_s + s \cdot R_{lamp} \cdot (C_s + C_p) + 1} \quad (4.21)$$

Antes do processo de ignição da lâmpada, a resistência equivalente da mesma é infinita. A frequência de ressonância do sistema nesta condição é definida pela equação (4.22).

$$f_{ress} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{ress} \cdot \frac{C_s \cdot C_p}{C_s + C_p}}} \quad (4.22)$$

Para o projeto dos componentes do filtro, algumas condições são estabelecidas:

- Na partida, a frequência de comutação será 'm' vezes maior que a frequência de ressonância de partida, que permite limitar a corrente sobre os interruptores.
- Em regime permanente, para que a corrente esteja atrasada em relação à tensão de V_{ab} , a frequência de comutação deve ser 'n' vezes maior que a frequência de ressonância em regime. É importante salientar que o fator 'n' define o fator de forma da corrente, ou seja, quanto maior o seu valor maior será a distorção da forma de onda da corrente ressonante.
- A frequência de ressonância do sistema antes de efetuada a partida da lâmpada (f_{op}) é determinada pela associação série do indutor L_{ress} e da associação paralela equivalente dos capacitores C_s e C_p .
- A frequência de ressonância do sistema em regime permanente (f_{or}) é determinada pela associação série do indutor L_{ress} e com o capacitor C_s , uma vez que a impedância da lâmpada, quando acesa, é considerada muito menor que a impedância do capacitor C_p .

Das relações apresentadas acima, define-se as seguintes equações:

$$f_{op} = m \cdot f_s \quad (4.23)$$

$$f_s = n \cdot f_{or} \quad (4.24)$$

$$f_{op} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{ress} \cdot \frac{C_s \cdot C_p}{C_s + C_p}}} \quad (4.25)$$

$$f_{or} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{ress} \cdot C_s}} \quad (4.26)$$

Substituindo-se (4.24) e (4.26) em (4.23), resulta em

$$C_p = \frac{C_s}{m^2 \cdot n^2 - 1} \quad (4.27)$$

A indutância L_{bal} é definida através da equação (4.25):

$$L_{ress} = \frac{1}{\left(\frac{C_s \cdot C_p}{C_s + C_p} \right) \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_s)^2} \quad (4.28)$$

Através do módulo da equação (4.21) e substituindo as equações (4.27) e (4.28), obtém-se:

$$C_p = (n^2 - 1) \cdot \frac{V_{lamp}}{V_{ab}} \cdot \frac{1}{R_{lamp} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_s)} \quad (4.29)$$

Uma vez obtidas as equações pertinentes ao projeto do filtro série-ressonante, podem-se calcular os valores físicos dos elementos componentes do mesmo.

Assumindo:

$$m = 0,77$$

$$n = 5$$

$$R_{lamp} = 33\Omega$$

$$V_{lamp} = 110V$$

$$V_{ab} = 220V$$

$$f_s = 54kHz$$

Obtém-se, através das equações (4.27), (4.28) e (4.29), os valores dos componentes que formam o filtro série-ressonante.

Tabela 4.9 – Valores dos componentes do filtro série-ressonante.

L_{ress}	$217\mu H$
C_s	$1\mu F$
C_p	$72nF$

São definidas duas constantes que determinam quanto aproximada de uma senóide é a forma de onda da tensão na carga e a amplitude máxima do pulso de ignição da lâmpada.

4.4.3.1.1 DIMENSIONAMENTO FÍSICO DO INDUTOR L_{RESS}

O cálculo físico do indutor L_{ress} é feito utilizando a equação (4.6). Assim, utilizando-se:

$$B_{max} = 0,12T$$

Através de simulações, utilizando-se uma carga resistiva para emular o comportamento da lâmpada, obteve-se as seguintes correntes no indutor L_{ress}

$$I_{ef_L_{ress}} = 3,3A \quad I_{pk_L_{ress}} = 8,1A$$

Finalmente obtém-se:

$$AeAw_{ress} = 3,632cm^4$$

Resultando em um núcleo do tipo EE42/20, com as características apresentadas na Tabela 4.10.

Tabela 4.10 – Características do núcleo Thornton EE42/20.

Núcleo Thornton tipo EE42/20	
Material	IP12R
Área da perna central	$Ae = 2,4cm^2$
Área da janela	$Aw = 1,57cm^2$
Caminho magnético	$lm = 9,7cm$
Comprimento médio de uma espira	$l_{cu} = 10,5cm$
Volume do núcleo	$Ve = 23,3cm^3$
Área da perna central x Área da janela	$AeAw = 3,77cm^4$

Alterando-se a equação (4.9) obtém-se:

$$N = \frac{L_{ress} \cdot I_{pico}}{B_{max} \cdot Ae} \quad (4.30)$$

Assim, o número de espiras do indutor L_{bal} pode ser calculado:

$$N = 53 \text{ espiras}$$

Pela equação (3.36) calcula-se a área da secção de cobre necessária para o indutor.

$$S_{fioress} = 8,25 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$$

A equação que fornece o diâmetro mínimo do fio de cobre para uma dada frequência de comutação é dada na equação (4.12)[8].

$$Diam_{\min} = \frac{15}{\sqrt{f_{s \max}}} \quad (4.31)$$

Assim, o diâmetro mínimo de fio de cobre a ser utilizado é:

$$Diam_{\min} = 0,075 \text{ cm}$$

Como a frequência de comutação é elevada, utilizou-se o fio tipo *Litz*, formado por 40 vias de fio 37AWG entrelaçado. Desta forma, obteve-se um chicote formado por 3 fios tipo *Litz*.

As perdas no indutor são deduzidas pelas equações (4.13) e (4.14), resultando em:

$$P_{nucleoress} = 2,46 \text{ W}$$

$$P_{cobress} = 1,67 \text{ W}$$

Representando uma perda total de:

$$P_{totalress} = 4,13 \text{ W}$$

4.4.3.2 ROTINAS COMPUTACIONAIS

Feitas as considerações iniciais acerca da filtragem série-ressonante, é necessário apresentar as rotinas construídas para a operação do reator. Por razões que serão detalhadas posteriormente, esta estrutura teve seu grau de autonomia reduzido, no entanto, sem que este afetasse os resultados obtidos.

Esta restrição deu-se devido à ausência de variáveis de fácil monitoração no circuito, que possibilitassem a construção de rotinas como, por exemplo, a detecção da partida da lâmpada, e com isto re-ignições autônomas.

Assim, como o funcionamento da estrutura pôde ser dividido em função do estado da lâmpada, acesa ou apagada, também as rotinas estão agrupadas, respectivamente em **PARTIDA** e **OPERAÇÃO**.

4.4.3.2.1 PARTIDA

Como já mencionado, a ignição da lâmpada nessa estrutura dá-se através da ressonância entre os elementos C_p , C_s e L_{ress} , mas para que se evitem transitórios, como elevações bruscas de corrente e tensão na estrutura, inicialmente optou-se por sua partida com uma freqüência 'm' vezes superior à freqüência de ressonância, ou seja, $54kHz$.

Devido essencialmente às variações paramétricas de C_p e L_{ress} , a corrente circulante pela estrutura alcançou valores prejudiciais aos interruptores e em virtude disto, alterou-se o valor da freqüência de comutação com a lâmpada apagada para $58kHz$.

Tal comportamento é explicado ao se considerar que as variações paramétricas provocam a elevação da freqüência de ressonância do filtro. Assim, observa-se na Fig. 4.43, que descreve o comportamento da corrente eficaz no filtro nesta situação, para os parâmetros originais de projeto, que há a conseqüente elevação da corrente.

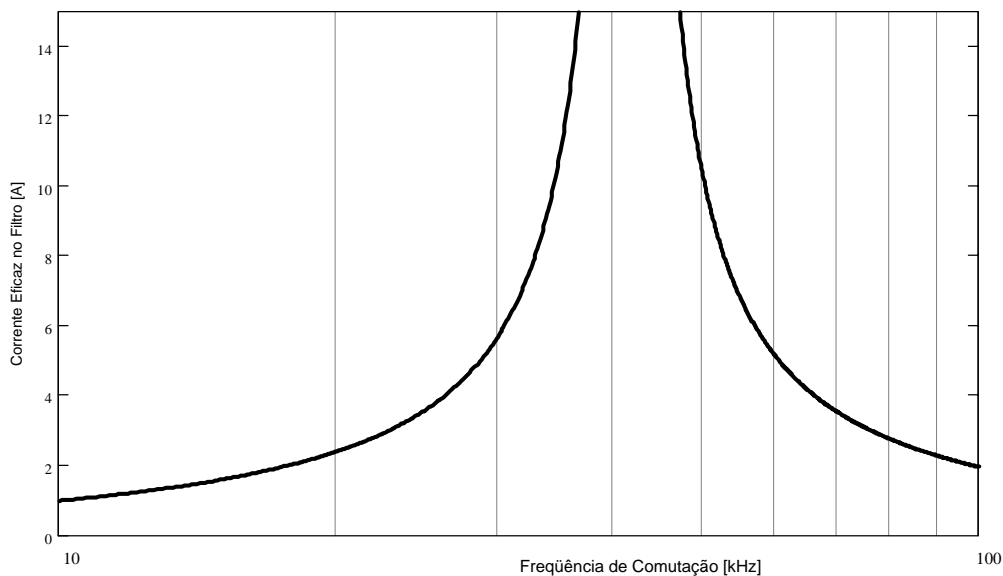
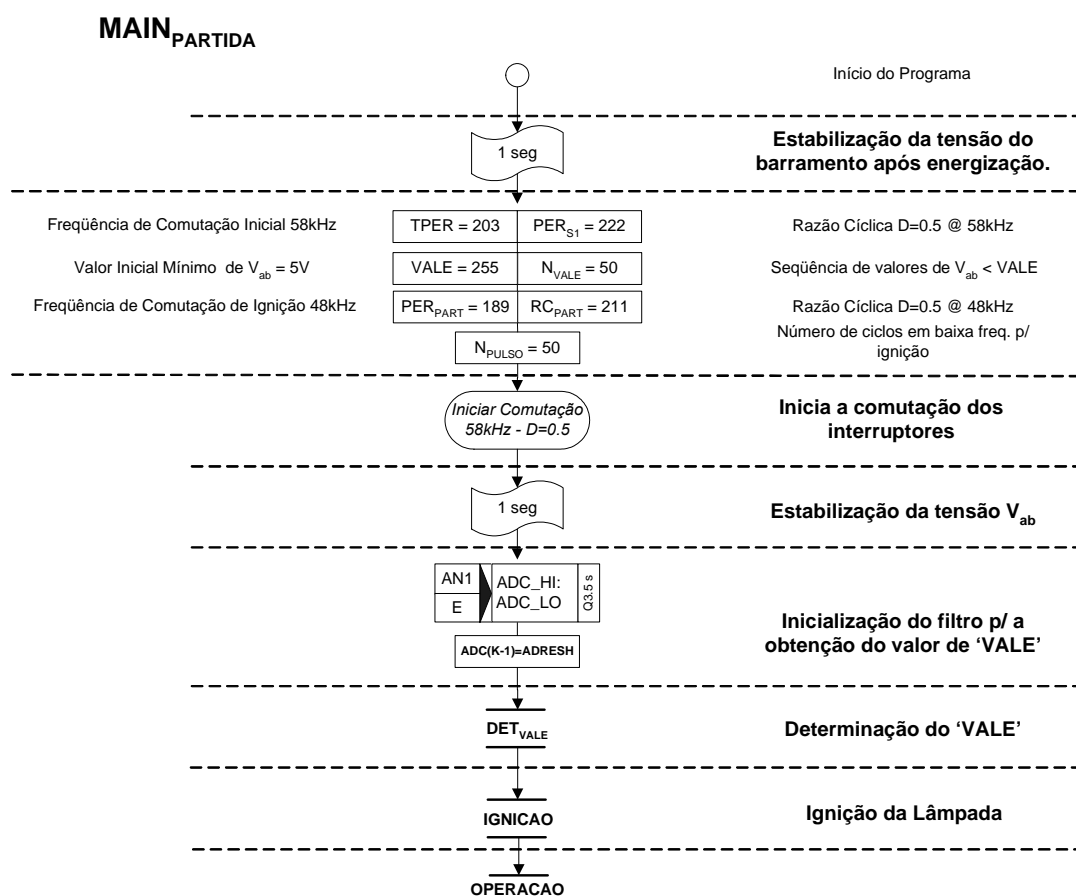


Fig. 4.43 – Corrente eficaz no filtro com a lâmpada apagada.

No Fluxograma 4.16 é apresentada a rotina final, desenvolvida para a etapa de partida e ignição da lâmpada. Pode-se descrever sua seqüência de operações da seguinte forma: inicia-se a comutação dos interruptores em $58kHz$, através de sucessivas leituras da tensão V_{CC} , através do conversor A/D, determina-se o valor mínimo desta tensão (**VALE**). De posse deste valor através do conversor A/D, determina-se um de seus instantes de ocorrência. A partir deste instante inicia-se o processo de ignição, para que haja a elevação da tensão nos terminais da lâmpada e sua conseqüente ignição.

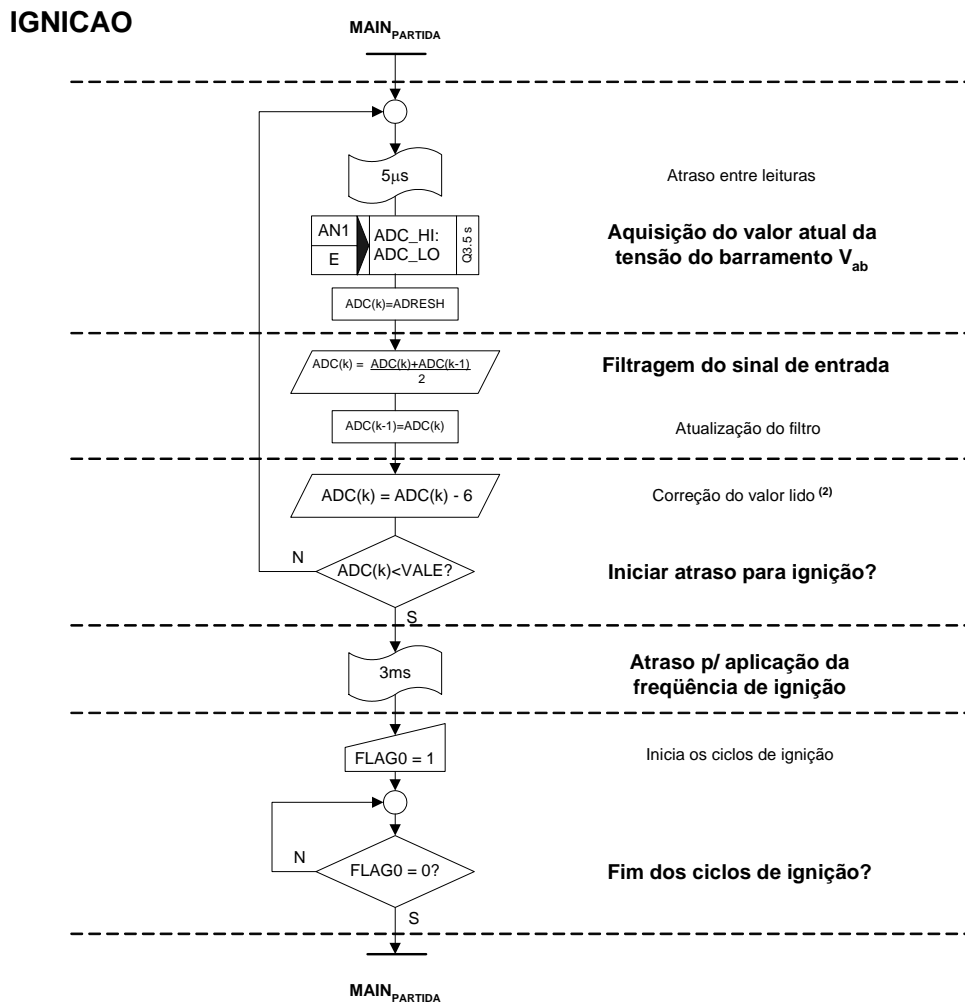


Fluxograma 4.16 – Rotina da etapa de partida da lâmpada.

A sub-rotina **DET_{VALE}**, mencionada acima não será descrita pois apresenta o mesmo formato e função que a já mencionada na estrutura de filtragem ressonante.

4.4.3.2.1.1 IGNIÇÃO

Assim como nas outras estruturas, a normatização empregada para o estudo realizado em [17], estabelece que o pulso de ignição deve estar contido na faixa que compreende 90% do valor de pico da tensão de alimentação, com isto o processo utilizado foi o que segue: com a determinação do valor de **VALE** encontra-se um de seus instantes de ocorrência, a partir do qual introduz-se um atraso de $3ms$ e então aplicam-se N_{PULSO} ciclos na frequência de comutação de ignição. No Fluxograma 4.17 tem-se apresentada a lógica da rotina implementada para este processo.



Fluxograma 4.17 – Aplicação dos ' N_{PULSO} ' ciclos de ignição.³

³ é necessário que se faça a correção do valor lido antes da comparação com VALE já que a este último foi acrescido uma histerese de $\sim 60mV$ durante N_{VALE} .

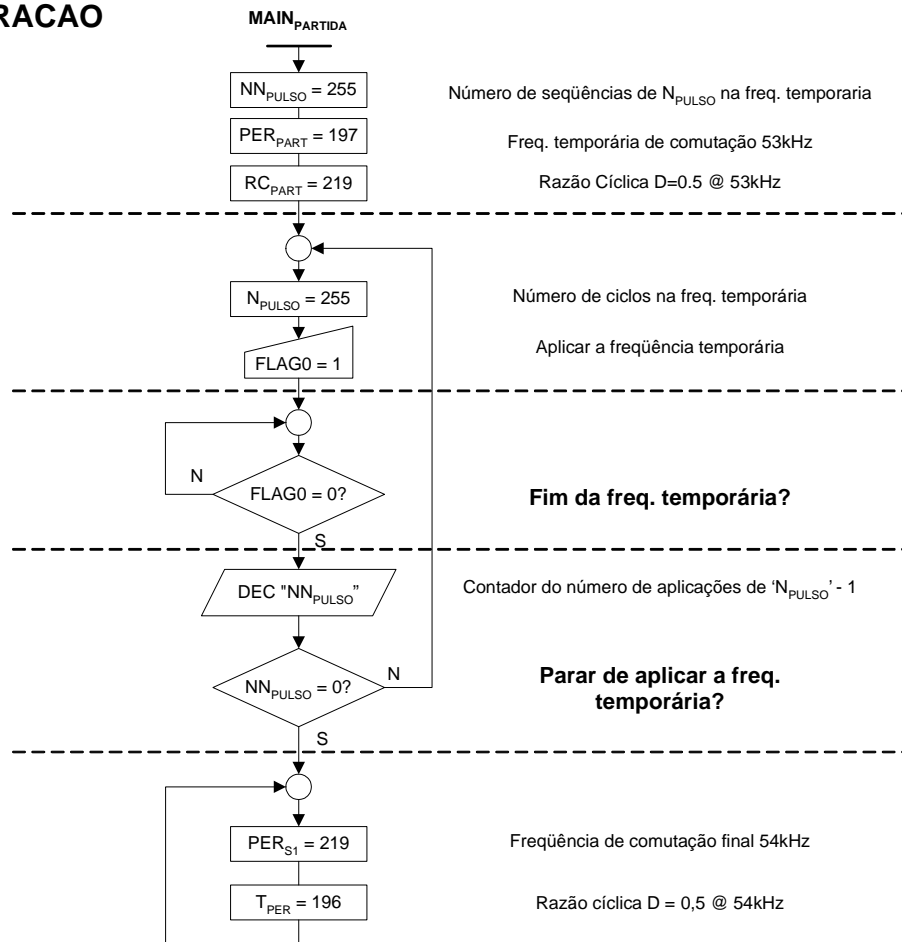
4.4.3.2.2 OPERAÇÃO

Após a aplicação do pulso de ignição, naturalmente o que se esperaria é uma rotina para detecção do acendimento ou não da lâmpada, assim como nas outras estruturas. Porém, neste circuito, a tensão V_{CC} do barramento não se presta para a utilização como este parâmetro de decisão.

Devido às limitações quanto ao valor da frequência de comutação a ser utilizada (impostas pelo microcontrolador), a corrente circulante pela estrutura, mesmo com a lâmpada apagada é cerca de $6A$, $2A$ maior que a da estrutura ressonante na mesma situação, com isto a ondulação da tensão V_{CC} antes e após a partida permanece quase inalterada. Em consequência destes fatores e a não necessidade de se garantir a completa autonomia da estrutura, por ser apenas um protótipo para testes, a determinação da ignição foi feita por inspeção visual.

O Fluxograma 4.18 descreve a lógica empregada pelo programa, estando a lâmpada acesa ou não. Para a manutenção do arco após a ignição e operação em regime permanente. Em linhas gerais, pode-se descrever tal rotina da seguinte forma: após o pulso de ignição aplicam-se $[N_{PULSO} * N_{PULSO}]$ ciclos na frequência de $53kHz$, denominada frequência temporária, para a manutenção do arco no tubo de descarga e, em seguida altera-se a frequência de comutação para a nominal de $54kHz$.

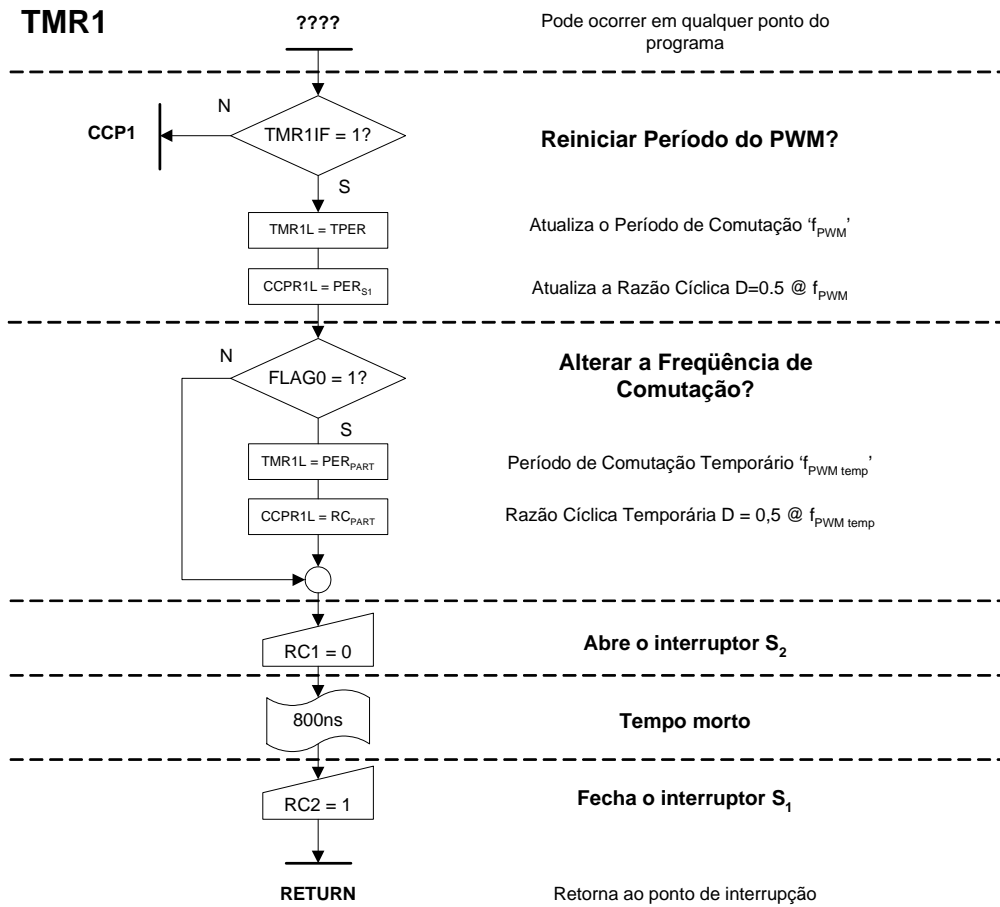
OPERACAO



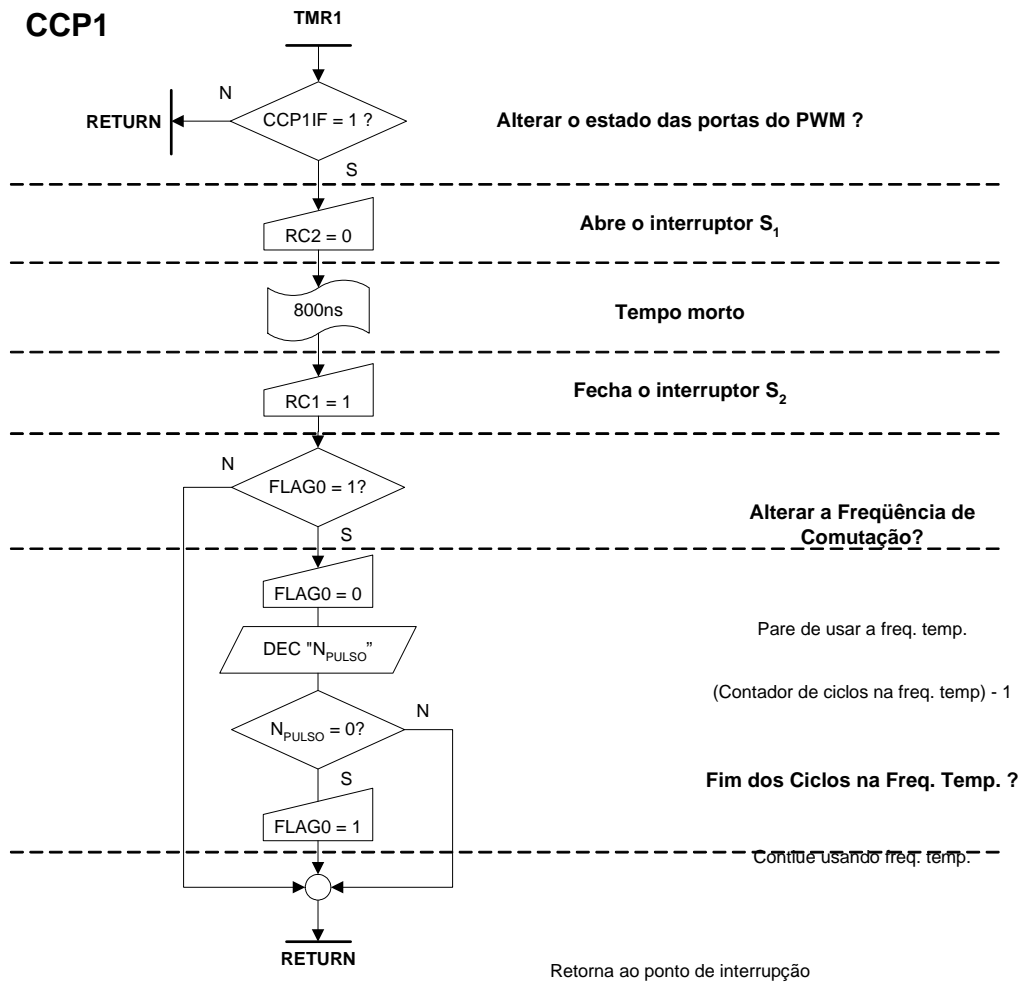
4.4.3.2.3 GERAÇÃO DOS PULSOS PWM

Para a geração dos pulsos PWM foram utilizados o timer1 e o módulo CCP1 configurado como comparador. Com isto, o timer foi utilizado como período de comutação e ao módulo CCP foi atribuída a função de controle da razão cíclica.

A lógica das rotinas, representada nos Fluxograma 4.19 e Fluxograma 4.20, é baseada nas interrupções geradas por esses dois periféricos, onde sempre que há a interrupção do timer1 são invertidos os estados das portas (RC1 e RC2) responsáveis pela produção dos pulsos, além de, quando solicitado através do sinalizador FLAG0, efetuar-se a alteração da frequência de comutação. E, quando há a interrupção gerada pelo módulo CCP1, são novamente invertidos os estados das portas sem que se afete o timer. Com isto, ajustando-se os registradores especiais de CCP1, pode-se controlar a razão cíclica da modulação. Ainda, cabem a este módulo a contagem e sinalização de término do número de ciclos '**N_{PULSO}**' na frequência temporária.



Fluxograma 4.19 – Tratador de interrupção timer1.



Fluxograma 4.20 – Tratador de interrupção CCP1.

4.4.3.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

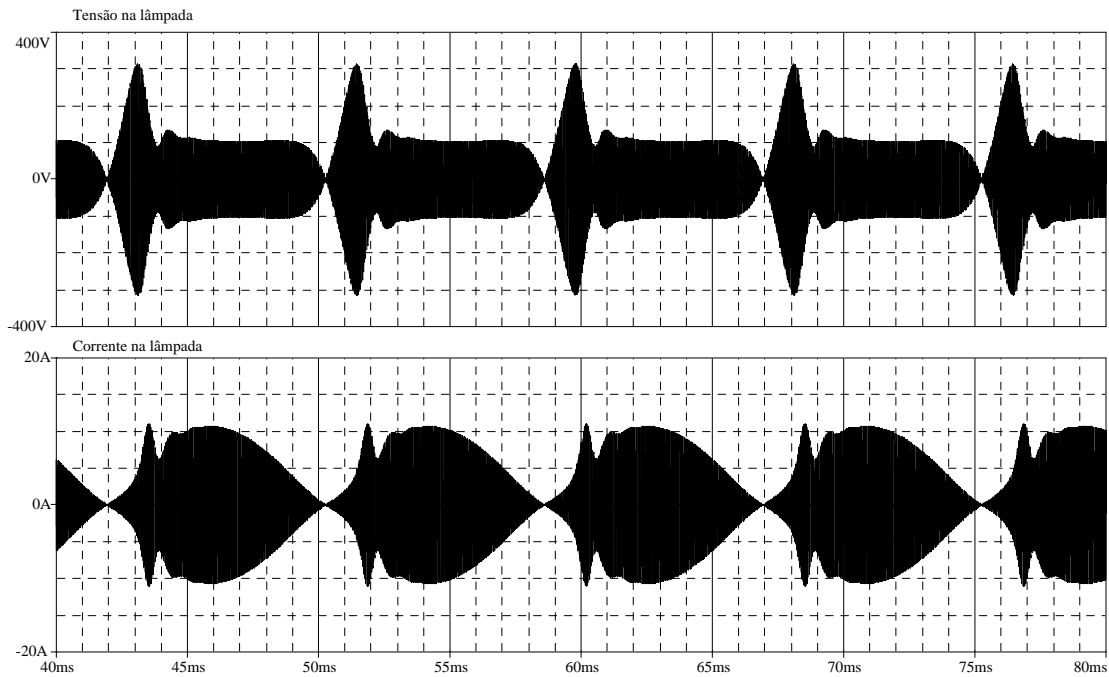


Fig. 4.44 – Comportamento da tensão e da corrente na lâmpada de 400W em baixa frequência.

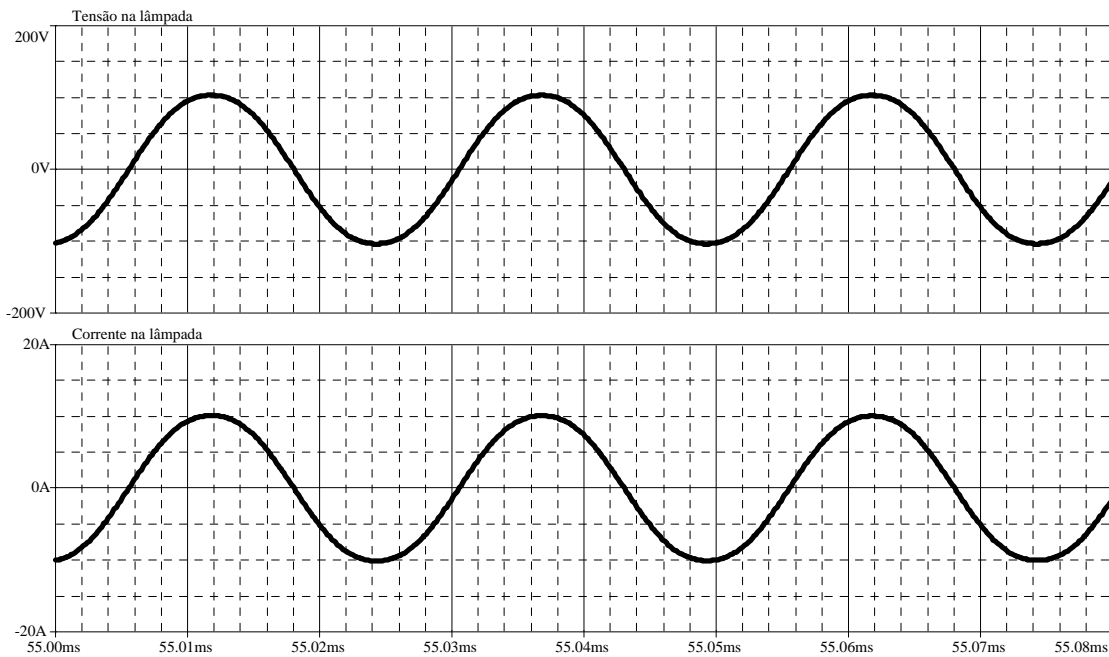


Fig. 4.45 – Tensão e corrente na lâmpada de 400W em alta frequência.

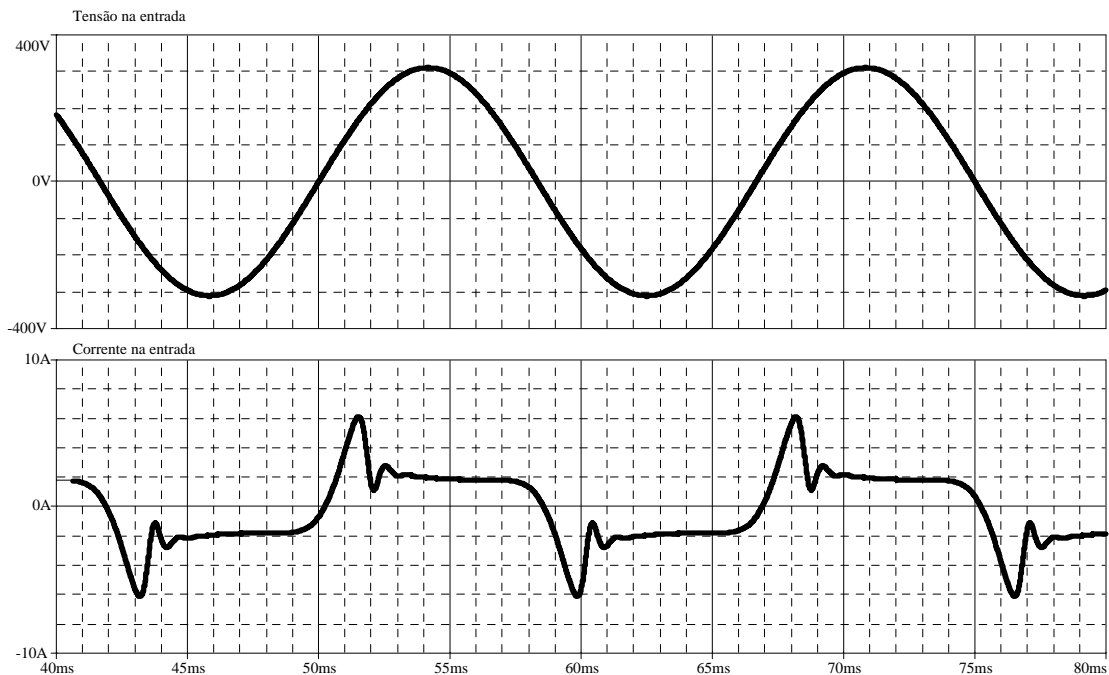


Fig. 4.46 – Tensão e corrente na entrada do reator.

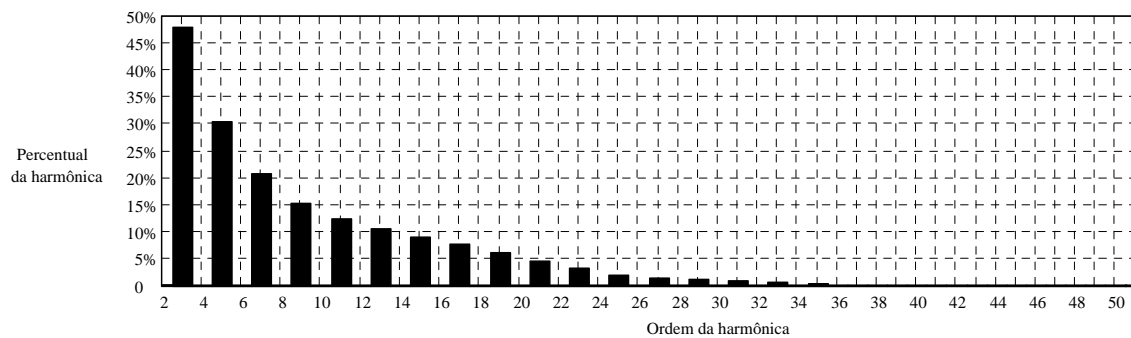


Fig. 4.47 – Espectro harmônico da entrada do reator.

Observa-se novamente a ressonância na corrente da lâmpada, causada pela pequena energia circulante pelo circuito durante a re-ignição da lâmpada. Quando a tensão sobre a lâmpada se eleva ocorre o pico da corrente pois a resistência equivalente da lâmpada é pequena.

4.4.3.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

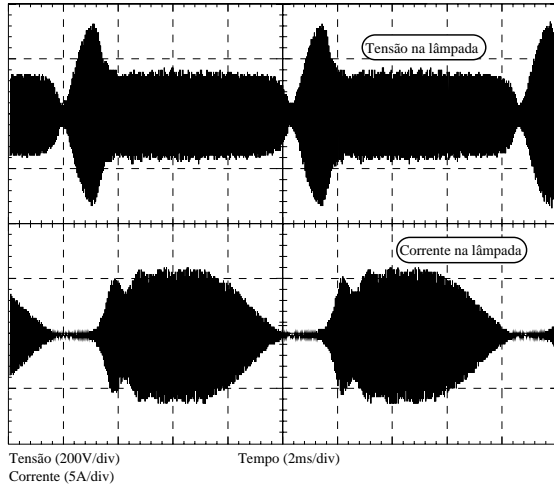


Fig. 4.48 – Tensão e corrente na lâmpada.

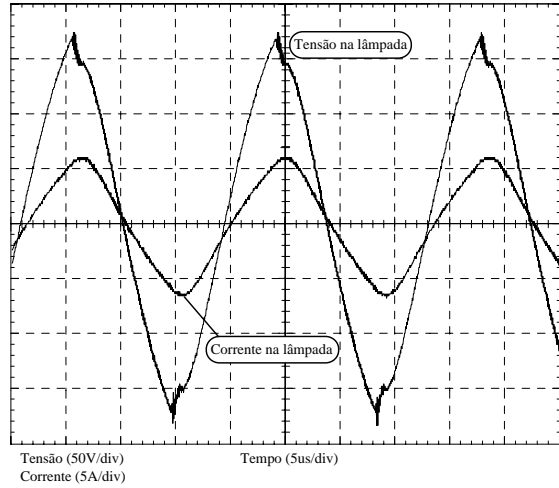


Fig. 4.49 – Detalhe da tensão e corrente na lâmpada.

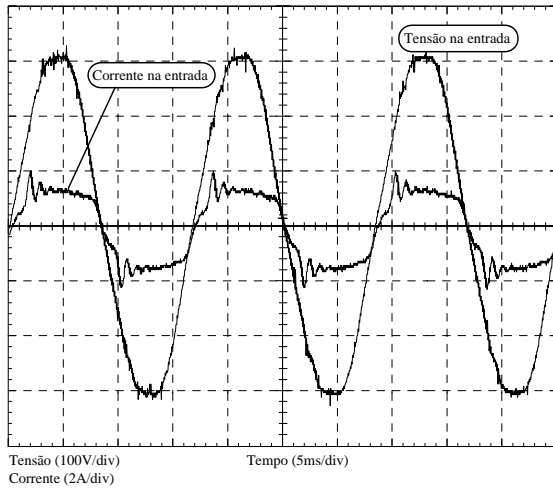


Fig. 4.50 – Tensão na entrada do reator e corrente na lâmpada.

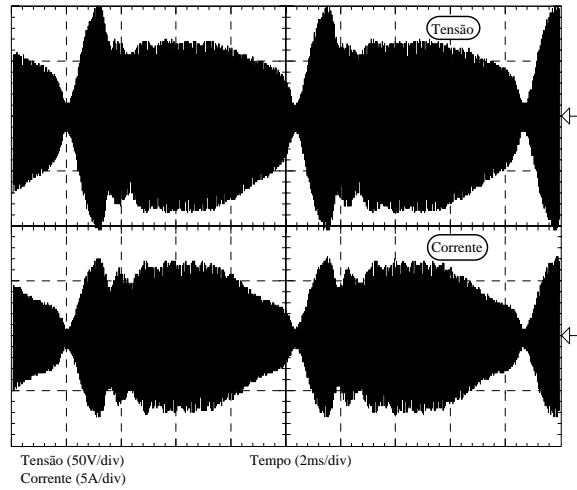


Fig. 4.51 – Tensão e corrente no capacitor série.

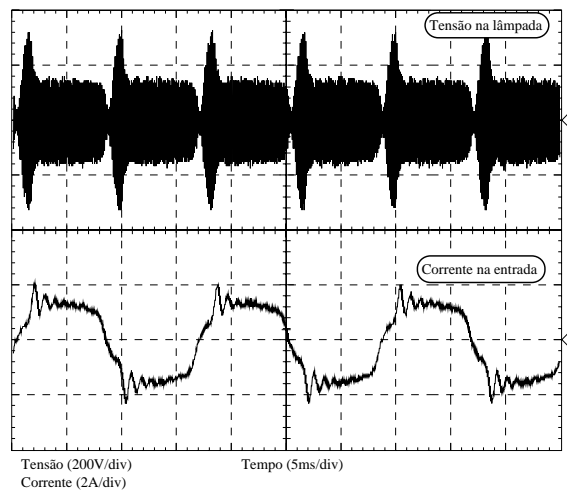


Fig. 4.52 – Corrente na entrada e tensão na lâmpada.

Tabela 11 - Dados obtidos para a estrutura implementada.

	Potência Ativa [W]	Tensão [V]	Corrente [A]	F.P.
Entrada	282	227	1,31	0,962
Lâmpada	250	119	2,8	

O rendimento global, obtido na estrutura foi de 88,6%. A ligeira redução do rendimento é justificável pelo aumento das componentes reativas circulantes na estrutura, causado pelo aumento de componentes passivos adicionados no filtro da carga.

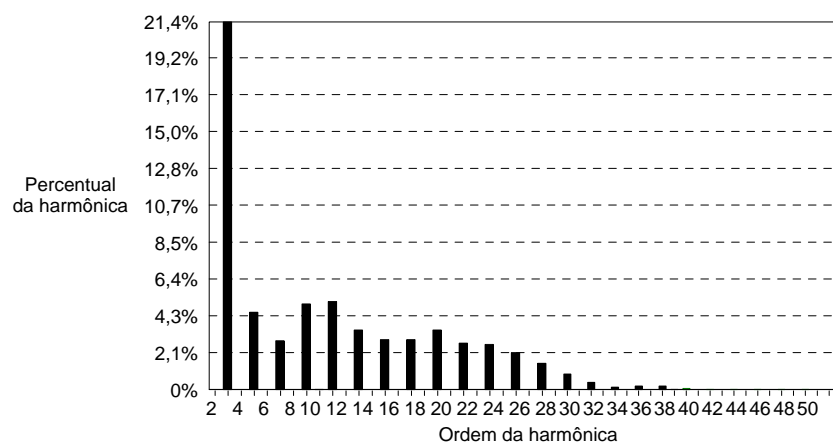


Fig. 4.53 – Espectro harmônico do filtro série-ressonante.

Do gráfico da Fig. 4.53 pode-se notar que as harmônicas de baixa ordem cumprem com a norma IEC-6200-3-2. As harmônicas de ordem 11, 13 e 19 possuem um nível ligeiramente acima do permitido, sendo que para atenuar este efeito poder-se-ia utilizar um filtro LC de entrada com uma banda de corte inferior ao utilizado ou reduzindo-se o valor do capacitor do barramento CC, C_b .

4.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram analisados os circuitos referentes ao inversor que alimenta a lâmpada, incluindo o circuito de comando dos interruptores do inversor e os filtros implementados.

O circuito de comando utiliza transformadores de pulso para garantir níveis de bloqueio dos interruptores com tensão negativa, que implica em uma maior confiabilidade contra curtos de braço. A estrutura proposta permite a aplicação de uma grande faixa de freqüências de comutação, porém não permite uma grande variação da razão cíclica por causa do capacitor de bloqueio de nível médio de tensão. Tal ponto negativo não representa dificuldades para este trabalho, visto que não são empregadas variações da razão cíclica para o controle da potência transferida para a lâmpada.

Algumas estruturas para a filtragem da corrente drenada pela lâmpada foram implementadas para corrigir algumas não-idealidades do comportamento dinâmico da lâmpada. Na Tabela 4.12 são comparados os valores obtidos para cada estrutura utilizada.

Tabela 4.12 – Tabela comparativa dos valores obtidos para as estruturas de filtragem da corrente de carga.

	LR	Ressonante	Série-ressonante
Rendimento	87%	91,7%	88,6%
F.P.	0,915	0,965	0,962

Analisando os resultados apresentados na Tabela 4.12, nota-se que a estrutura que apresentou melhores resultados foi a do filtro ressonante. Esta estrutura, porém, emprega um circuito de partida da lâmpada que eleva seu custo, se comparado com a estrutura série-ressonante. Foi notada, na estrutura ressonante, a presença de ruídos audíveis, causados pela variação da freqüência de comutação dos interruptores do inversor, fato este não evidenciado na estrutura LR e na estrutura série-ressonante.

A estrutura LR não forneceu bons resultados, pois apresentou grandes oscilações no arco voltaico da lâmpada, causando um grande problema de efeito de cintilamento, o qual inviabiliza a utilização deste tipo de reator.

Assim, a estrutura série-ressonante, devido a sua simplicidade e a suas características apresentadas representa a melhor solução.

5 CONCLUSÕES GERAIS

Neste trabalho apresentaram-se as metodologias de projeto, resultados de simulação e resultados obtidos em laboratório através dos protótipos implementados de três variações topológicas de reatores para lâmpada de vapor de sódio de alta pressão de 250W .

Foram apresentados conceitos de luminotécnica e características físicas e elétricas da lâmpada de vapor de sódio, bem como as vantagens e desvantagens em se operar a lâmpada em altas e baixas frequências.

Através da utilização de uma topologia com alto fator de potência, garantido pela presença de uma grande ondulação da tensão do estágio CC pelo pequeno valor do capacitor do barramento CC, concebeu-se uma estrutura com um custo menor que as topologias que utilizam correção ativa de fator de potência. Por apresentar a ondulação da tensão da rede retificada, os fenômenos observados na lâmpada relativos à operação em baixa frequência, são prontamente verificados nas estruturas implementadas, como a oscilação da luminosidade na frequência de 120Hz . Com a operação do circuito nestas condições esperou-se eliminar o efeito da ressonância acústica, sendo que este efeito não foi evidenciado em nenhuma topologia utilizada.

Outro fenômeno evidenciado devido à utilização da tensão oscilante do barramento CC, foi relativo ao período que a tensão da rede se anula, causando a extinção do arco voltaico da lâmpada com a posterior re-ignição. Este fenômeno mostrou-se mais pronunciado na estrutura com filtro LR, pela estrutura não apresentar nenhuma forma de compensação da tensão na lâmpada. Nesta estrutura observou-se a presença do fenômeno de cintilamento, devido ao grande tempo de anulação da corrente e conseqüente redução do fluxo luminoso, durante estes intervalos.

Na estrutura LR necessita-se de um enrolamento adicional, acoplado magneticamente ao indutor em série com a lâmpada, que tem o papel de ignitor da lâmpada, o que agrega mais componentes para esta finalidade. Na estrutura ressonante tem-se a necessidade de um transformador exclusivamente para este fim, degenerando a resposta que se desejaria do filtro, pois se insere um elemento adicional em série com a lâmpada.

Na estrutura série-ressonante a partida da lâmpada é efetuada a partir da ressonância natural do circuito, dispensando assim a presença de componentes adicionais. Um grande problema ao se trabalhar com uma estrutura na qual se utiliza

ressonância é limitar as correntes circulantes, para impedir a destruição dos interruptores do conversor. Este problema foi contornado com a implementação no software do microcontrolador de uma rotina para se utilizar um número limitado de pulsos na frequência de ressonância da estrutura, evitando assim a evolução da corrente circulante a níveis destrutivos, quando a lâmpada não se encontra conectada ao circuito.

De modo geral, a estrutura série-ressonante apresentou os melhores resultados, apesar de não adequar algumas componentes harmônicas à norma IEC-61000-3-2, que relaciona os níveis máximos de componentes harmônicas individuais.

É importante reinterar que os resultados de simulação foram apenas utilizados para prever o comportamento da lâmpada para as estruturas estudadas, e não para servir como mecanismo de validação dos resultados de projeto, uma vez que o modelo utilizado para simulações representa o comportamento da lâmpada de 400W , e não a de 250W , alvo deste estudo.

Para a continuidade dos estudos sugere-se a utilização de um sensor de corrente nos terminais da lâmpada, para monitorar o acendimento desta, tornando o processo de ignição da lâmpada na estrutura série-ressonante automático. Investigações sobre a influência do capacitor do barramento nos níveis das componentes harmônicas podem ser efetuadas de modo a reduzir seus valores, adequando este dispositivo às normas. Ainda como sugestão, pode-se implementar em software curvas de dimerização, de forma a reduzir o consumo de energia elétrica. Por se tratar de uma estrutura ressonante, há a possibilidade da utilização de um inversor em meia ponte, ao invés da estrutura em ponte completa empregada, que reduz significativamente o custo final da estrutura.

6 BIBLIOGRAFIA

- [1] FERRERO, F. J.; BLANCO, C. et al., *A PSpice model for HPS lamps operated at high frequency*. In: Industry Application Conference 2000. Conference Record of the IEEE 2000. Volume: 5 pg: 8-12. Outubro 2000.
- [2] SHVARTSAS, M., BEN-YAAKOV, 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
- [3] ANDRÉ, A. S., *Sistema Eletrônico para Lâmpadas de Descarga de Alta Pressão para Iluminação de Exteriores*. Exame de Qualificação (Tese em Engenharia Elétrica) – INEP/EEL, UFSC, Florianópolis 2001.
- [4] BLANKERS, H. J., *Switching arrangement for High Pressure Discharge Lamps*. U.S. Patent Number 5.087.859.
- [5] FERRERO, F.J.; RICO, M. et al., *Analysis and Design of an AC/AC Resonant Converter as a High Pressure Sodium Lamp Ballast*. In: Industrial Electronics Society, 1998. IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE, Volume: 2, 31 Aug. - 4 Sept. 1998 Page(s): 947 -952 vol.2
- [6] COATON, J. R.; MARSDEN, A.M., *Lamps and Lightning*. 4. ed. Reading: Arnold, 1997.
- [7] OSRAM, *Manual Luminotécnico Prático*
<http://www.osram.com.br/luminotec/manual/index.html>
- [8] BARBI, Ivo, *Projeto de Fontes Chaveadas*. 1ª. ed. Florianópolis, SC. Ed. do Autor, 2001.
- [9] BASCOPE, R. P. T., PERIN, A. J., *O Transistor IGBT Aplicado Em Eletrônica de Potência*. 1. ed., Editora: Sagra Luzzatto, 1997.
- [10] PONCE, M.; ARAU, J. et al., *A Simple PSpice High-Frequency Dynamic Model for Discharge Lamps*. Computers in Power Electronics, 2000. COMPEL 2000. The 7th Workshop on, 16 - 18 July 2000 Page(s): 293 -297.
- [11] NORMA NBR/IEC 662, *Lâmpadas a Vapor de Sódio a Alta Pressão*. Rio de Janeiro, 1997. Norma – Associação Brasileira de Normas Técnicas.
- [12] TROFINO, Alexandre, *Sistemas Lineares*. Apostila do Curso de Sistemas Lineares.

- [13] CAVALCANTE, F. S., *Reatores Eletrônicos para Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão de 70W*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – INEP/EEL, UFSC - Florianópolis, 2001.
- [14] BARBI, I., de SOUZA, A. F., *Retificadores de Alto Fator de Potência*. Apostila do Curso. - UFSC Florianópolis, 1996.
- [15] KASSICK, E. V., *Harmônicas em Sistemas Industriais de Baixa Tensão*. Apostila do Curso. – UFSC - Florianópolis, 1999.
- [16] KAISER, Walter, *Alimentação Pulsada de Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão*. Tese (Concurso de Livre Docência) – Escola Politécnica da Universidade de São Paulo – São Paulo, 2002.
- [17] PEREIRA, E. P. , PERIN, A. J. et al; *Reator Eletrônico para Lâmpadas Fluorescentes com Alto Fator de Potência e Baixo Custo de Implementação*. Seminário de Eletrônica de Potência do INEP – Florianópolis, 2002. Pg: 164-170.
- [18] BATSCHAUER, A. L., *Projeto de Reatores Eletrônicos para Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão de 250W e 400W*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – INEP-UFSC, Florianópolis, 2002.
- [19] BARBI, I., *Eletrônica de Potência*, Ed. do Autor, 3ª Edição, INEP-UFSC, Florianópolis, 2000.
- [20] International Rectifier, IRF740 – HEXFET Power MOSFET, Datasheet. PD-9375-H
- [21] FAGUNDES, J. C. S., *Revisão de Eletromagnetismo*, Apostila utilizada no curso de Pós Graduação em Eletrônica de Potência, INEP.UFSC, Florianópolis, 2002.
- [22] BUTTENDORFF, J. M., *Reatores Eletrônicos de um Único Estágio para Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão de 250W*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – INEP/EEL, UFSC, Florianópolis, 2003.
- [23] NORMA IEC 61000-3-2, *Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment Input Current $\leq 16A$ per Fase)*. Gênova, 1998. Norma – International Electrotechnical Commission.

7 ANEXOS

7.1 O MICROCONTROLADOR PIC 16F873

O microcontrolador neste trabalho teve uma importância significativa, visto que este dispositivo é o responsável por todas as funções de supervisão de estabilidade do reator e de atuação.

A escolha por um microcontrolador para o reator baseou-se na disponibilidade do mercado, custo associado e facilidade de implementação do programa. Dadas estas características citadas acima, o microcontrolador *Microchip* PIC 16F873 foi o escolhido por melhor suprir tais quesitos. As características relevantes deste dispositivo são apresentadas abaixo:

- 28 pinos.
- Arquitetura RISC com *Instruction set* de 35 instruções.
- Frequência de operação de 20MHz, resultando em um tempo de instrução de 200ns.
- Proteção de código programável.
- Memória EEPROM de programa do tipo FLASH com 4k x 14 words.
- Memória RAM de dados com 192 x 8 bytes.
- Memória EEPROM de dados com 128 x 8bytes.
- 20 portas I/O de uso geral.
- 3 *timers*, dois com resolução de 8bits e um com resolução de 16bits.
- 2 portas do tipo *Capture/Compare/PWM* (CCP).
- 5 conversores analógico/digitais de 10bits.

Os periféricos de maior interesse neste projeto são o módulo CCP e os conversores analógico/digital, usados respectivamente para gerar os sinais de comando do inversor e amostragem da tensão e corrente do reator, para monitoramento.

7.1.1 TIMER1

O módulo TIMER1 é um contador/timer de 16bits, consistindo de dois registradores de 8bits (TMR1H e TMR1L). O par registrador TMR1 incrementa de 0000H

até FFFFH e reinicia a contagem em 0000H. A interrupção TMR1, se ativada, é gerada cada vez que ocorre um estouro da contagem que é sinalizado no *flag* TMR1IF (registrador PIE bit 0).

O Timer1 pode operar nos seguintes modos:

- Modo timer;
- Modo contador.

O modo de operação é selecionado através do *bit* TMR1CS.

7.1.2 MÓDULO CCP

Os módulos CCP no microcontrolador são compostos de três funções multiplexadas de 16bits: a de captura, de comparador e de geração de PWM.

Por se tratar de um conversor em ponte completa, há a necessidade de dois sinais defasados de 180° com tempo morto, de modo a evitar curto de braço. A função PWM do microcontrolador não pôde ser implementada para gerar os pulsos de comando do inversor. A estratégia adotada para gerar os pulsos de comando foi a de utilizar este módulo ajustado na função comparador.

Ambos os módulos CCP1 e CCP2 operam igualmente, desta forma todas as referências ao CCP1 são válidas para o módulo CCP2.

O módulos possuem cada um, dois registradores de 8 bits, CCP1L (byte baixo), CCP1H (byte alto), CCP2L (byte baixo) e CCP2H (byte alto). Existem ainda os registradores CCP1CON e CCP2CON que comandam as funções de cada módulo e é organizado como mostra a Fig. 7.1.

U-0	U-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0
—	—	CCPxX	CCPxY	CCPxM3	CCPxM2	CCPxM1	CCPxM0
bit 7							bit 0

Fig. 7.1 – Bits dos registradores CCP1CON e CCP2CON.

Bit 7-6: Não implementados.

Bit 5-4: CCPxX:CCPxY: Bits menos significativos do PWM (não utilizados).

Bit 3-0: CCPxM3:CCPxM0: Bits de seleção de modo CCPx.

0000 = Função Captura/Comparador/PWM desabilitados.

0100 = Modo captura em toda borda de descida.

0101 = Modo captura em toda borda de subida.

0110 = Modo captura em cada 4ª borda de subida.

0111 = Modo captura em cada 16ª borda de subida.

1000 = Modo comparador. “Seta” a saída na coincidência (Se CCPxIF está ativo).

1001 = Modo comparador. “Limpa” a saída na coincidência (Se CCPxIF está ativo).

1010 = Modo comparador. Gera uma interrupção de software na coincidência (Se CCPxIF está ativo).

1011 = Modo comparador. Usado para sincronizar um evento especial (Se CCPxIF está ativo); CCP1 “reseta” o TMR1; CCP2 “reseta” TMR1 e inicia uma conversão A/D.

11xx = Modo PWM.

Os *bytes* CCPR1L e CCPR1H são variáveis responsáveis pelos intervalos de geração das interrupções, geradoras de transição de estados da porta CCP1.

7.1.2.1 MODO COMPARADOR

No modo comparador, os valores dos registradores CCPR1 (H e L) de 16 bits são constantemente comparados com o valor do TMR1. Quando ocorre a coincidência, a saída CCP1 pode assumir os seguintes estados:

- Ativado.
- Desativado.
- Sem alteração.

A ação no pino é baseada nos valores dos bits de CCP1M3 a CCP1M0. No mesmo instante, o *flag* CCP1IF é “setado”. Para utilizar o modo comparador, é necessário que o Timer1 (TMR1) esteja configurado para modo “*timer*” ou modo de contagem síncrona.

7.2 CIRCUITOS COMPLETOS

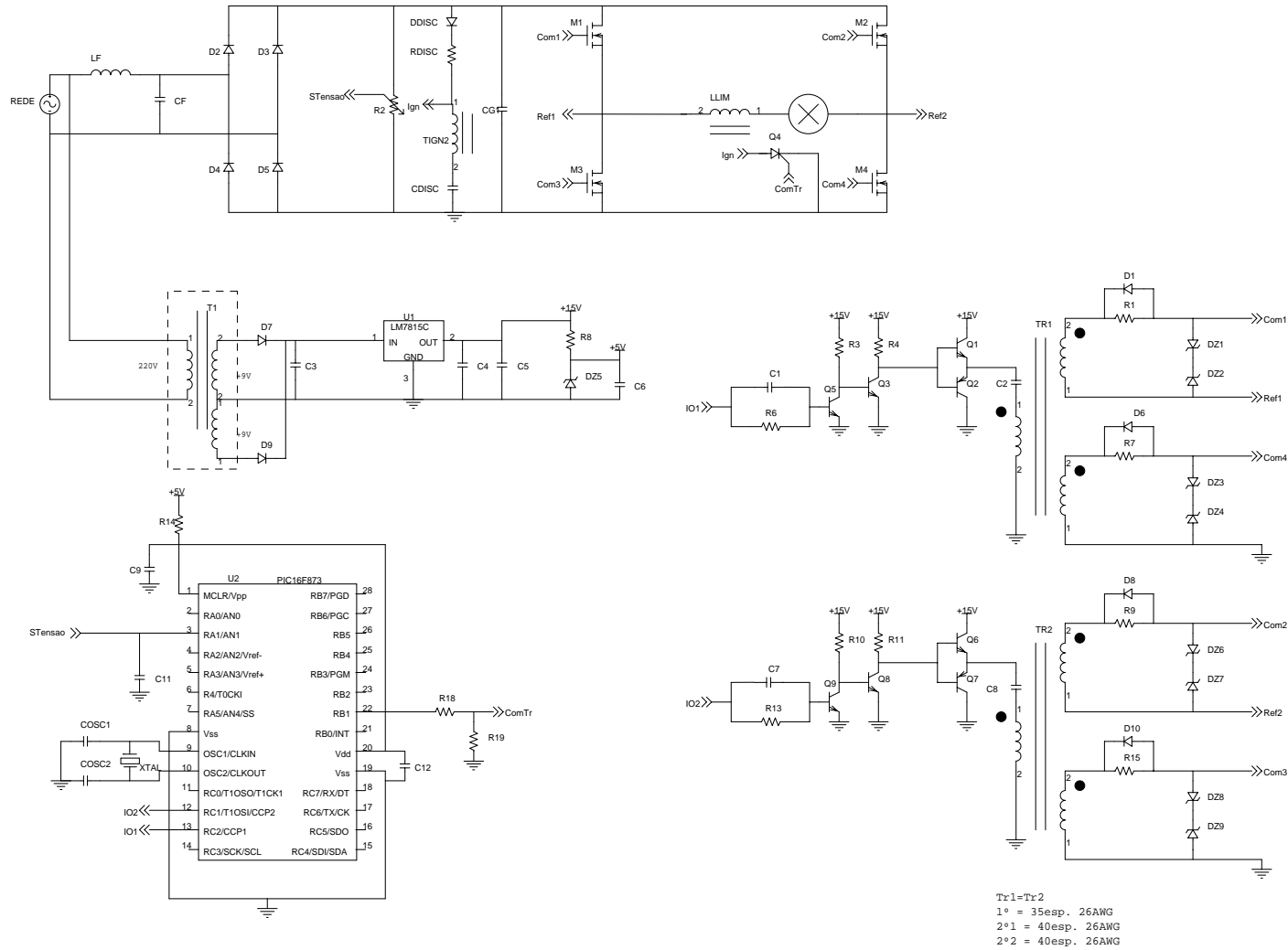


Fig. 7.2 - Circuito completo para o filtro indutivo.

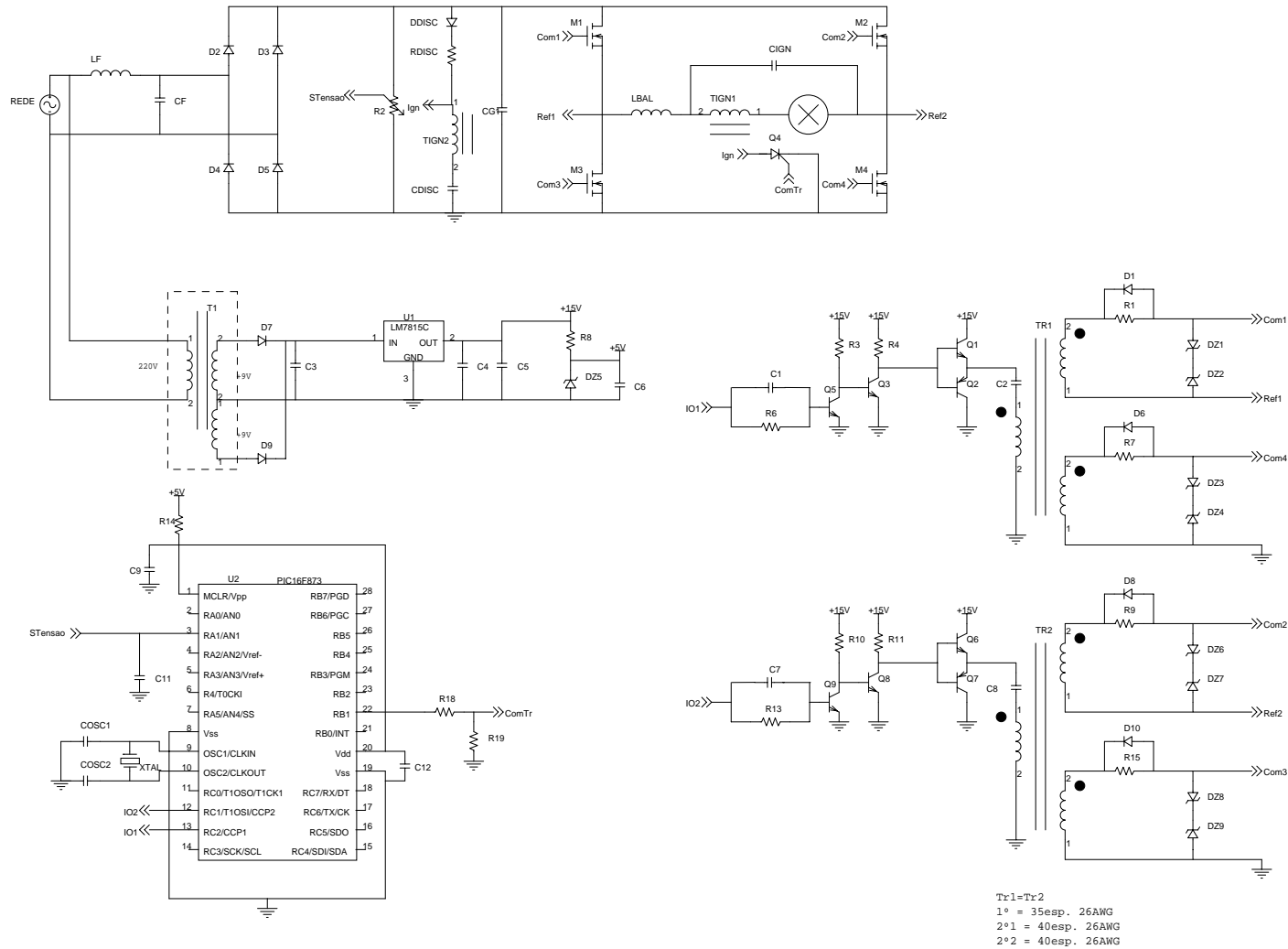


Fig. 7.3 - Circuito completo para o filtro ressonante.

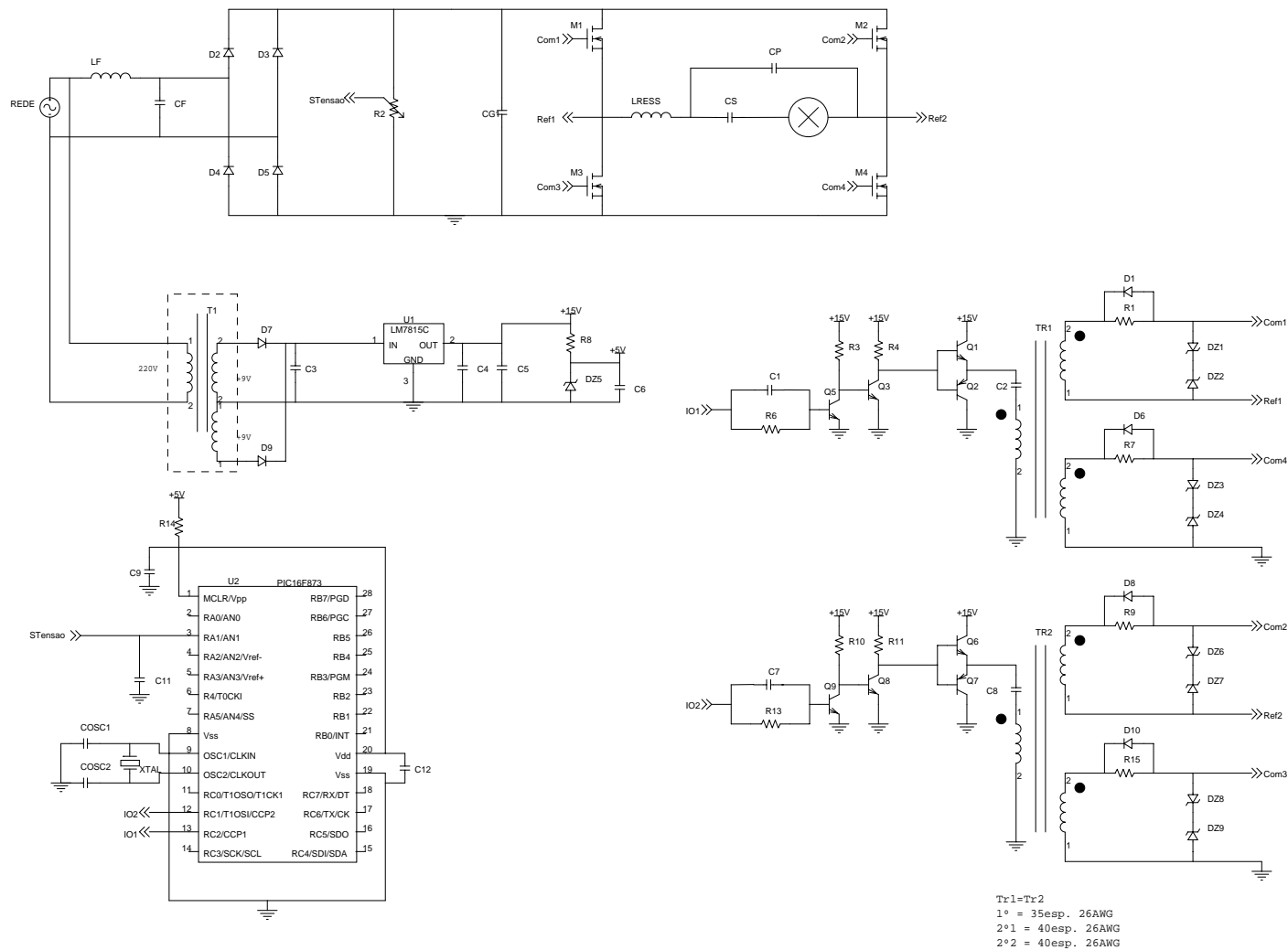


Fig. 7.4 - Circuito completo para o filtro série-ressonante.