

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**DESENVOLVIMENTO DE METODOLOGIA DO
PROJETO DO REATOR ELETRÔNICO AUTO-
OSCILANTE COM ENTRADA UNIVERSAL**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Juliano de Pelegrini Lopes

Santa Maria, RS, Brasil

2010

**DESENVOLVIMENTO DE METODOLOGIA DO
PROJETO DO REATOR ELETRÔNICO AUTO-OSCILANTE
COM ENTRADA UNIVERSAL**

por

Juliano de Pelegrini Lopes

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

Orientador: Prof. Dr. Álysson Raniere Seidel

Santa Maria, RS, Brasil

2010

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

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

**DESENVOLVIMENTO DE METODOLOGIA DO
PROJETO DO REATOR ELETRÔNICO AUTO-OSCILANTE
COM ENTRADA UNIVERSAL**

elaborada por
Juliano de Pelegrini Lopes

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

COMISSÃO EXAMINADORA:

Álysson Raniere Seidel, Dr.
(Presidente/Orientador)

Mauro Ceretta Moreira, Dr. (IFSC)

Fábio Ecke Bisogno, Dr. (UFSM)

Ricardo Nederson do Prado, Dr. (UFSM)

Santa Maria, 14 de janeiro de 2010.

*Aos meus pais, Telmo e Ivone,
e ao meu irmão Luciano, pelo
apoio, amor e compreensão.*

*A minha namorada Marisa, pelo amor,
carinho, apoio e compreensão
em todos os momentos.*

*A Deus, pela benção divina
e proteção durante todos
os momentos da vida.*

AGRADECIMENTOS

Meus sinceros agradecimentos:

Ao professor Álysson Raniere Seidel, pela orientação e amizade. Pelo empenho e dedicação desde o primeiro dia de trabalho. Pelos ensinamentos técnicos e exemplo de moral e conduta durante todo o tempo de convivência. Pela paciência e ótimos exemplos de profissionalismo e competência.

Ao professor Ricardo Nederson de Prado, por inicialmente, ter aceitado ser meu orientador e acreditado no meu trabalho. Pela amizade e ensinamentos desde o início da minha trajetória no GEDRE.

Ao professor Fábio Ecke Bisogno pela amizade e ajuda fundamental no desenvolvimento do trabalho. Pelos ensinamentos técnicos e ótimos exemplos desde o primeiro dia de convivência.

Aos professores da Graduação e da Pós-Graduação pelos conhecimentos técnicos transmitidos e pela importante contribuição na formação dos alunos.

Aos colegas Engenheiros(as) Adriane Dutra, Alessandro Oliveira, André Kirsten, Andressa Schittler, Carlos Barriquelo, Diogo Cândido, Gustavo Denardin, Jacson Hansen, Leandro Roggia, Marco Dalla Costa, Murilo Cervi, Rafael Beltrame, Rafael Costa, Renata Carnieletto e a todos os demais, que auxiliaram no desenvolvimento do trabalho, além da amizade e companheirismo diários durante todo o mestrado.

Ao Mestre Engenheiro Rafael Pinto, pela grande amizade e companheirismo desde o início da graduação, além das caronas diárias para a UFSM.

Ao Mestre Engenheiro Marcelo Freitas, pela amizade e companheirismo, além da ajuda no desenvolvimento do trabalho dessa dissertação.

Aos acadêmicos de iniciação científica, que são essenciais para o desenvolvimento de qualquer projeto no GEDRE. Em especial ao Vinícius Borin, Marson Schilitter e ao Paulo Cezar Luz, pelo auxílio direto no trabalho.

Aos funcionários do NUPEDDEE, Fernando, Anacleto e Zulmar, pelo suporte técnico amizade adquirida ao longo do curso.

A Cleonice, Arthur e Carlo, funcionários da secretaria da PPGEE, que contribuíram de forma significativa em toda documentação para publicação desse trabalho.

Meus agradecimentos aos professores que aceitaram fazer parte da banca, pelas contribuições dadas ao trabalho.

A Universidade Federal de Santa Maria, que forneceu uma estrutura adequada para minha formação como Engenheiro Eletricista e durante o curso de Pós-Graduação.

Ao CNPq pelo suporte financeiro durante o curso de mestrado, e pela confiança no meu trabalho.

RESUMO

Dissertação de Mestrado
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria

DESENVOLVIMENTO DE METODOLOGIA DO PROJETO DO REATOR ELETRÔNICO AUTO-OSCILANTE COM ENTRADA UNIVERSAL

AUTOR: JULIANO DE PELEGRINI LOPES

ORIENTADOR: ÁLYSSON RANIERE SEIDEL

Data e Local da Defesa: Santa Maria, 14 de janeiro de 2010.

Este trabalho apresenta a análise e o projeto de um sistema eletrônico com entrada universal para alimentação de lâmpadas fluorescentes. O sistema é composto por um reator eletrônico auto-oscilante com um circuito adicional, que permite manter a potência da lâmpada no valor nominal independente da tensão de alimentação. O projeto do reator eletrônico é dividido em etapas, que compreendem o projeto do filtro ressonante, do comando auto-oscilante, do circuito adicional e a análise da oscilação auto-sustentada. Para viabilizar uma metodologia de projeto adequada, o reator eletrônico é representado como um sistema de controle. Para análise e projeto são utilizados a função descritiva e o critério de estabilidade estendido de Nyquist. O reator eletrônico mantém as principais características do reator eletrônico auto-oscilante tradicional. Além disso, o circuito adicional possui um número reduzido de componentes, o que permite empregar o reator eletrônico em qualquer rede de alimentação monofásica sem a necessidade de ajuste manual para escolha da tensão de alimentação. São apresentados resultados de simulação e experimentais do protótipo implementado.

Palavras-chave: lâmpada fluorescente; reator eletrônico; auto-oscilante; circuito de comando.

ABSTRACT

Master Thesis
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria

DESENVOLVIMENTO DE METODOLOGIA DO PROJETO DO REATOR ELETRÔNICO AUTO-OSCILANTE COM ENTRADA UNIVERSAL

DEVELOPMENT OF METHODOLOGY OF SELF-OSCILLATING
ELECTRONIC BALLAST DESIGN WITH
UNIVERSAL INPUT

AUTHOR: JULIANO DE PELEGRINI LOPES
ADVISOR: ÁLYSSON RANIERE SEIDEL
Place and date: Santa Maria, January 14th, 2010.

This work presents the design and analysis of an electronic system with universal input to supply a fluorescent lamp. The system includes a self-oscillating electronic ballast and an additional circuit which allows keeping the nominal lamp power although a variation of the input voltage. The electronic ballast design comprises some steps: resonant filter design, self-oscillating gate driver design, additional circuit design and stability test. The electronic ballast is represented as a nonlinear control system in order to achieve a feasible design methodology. Moreover, the system must be analyzed considering the describing function method and the extended Nyquist stability criterion. The proposed electronic ballast must maintain the main characteristics of the traditional self-oscillating electronic ballast. Besides that, the additional circuit has a small number of components and it allows the input voltage full range with automatic selection of the switching frequency. The design, simulation and experimental results of the prototype are presented.

Keywords: fluorescent lamp, electronic ballast, self-oscillating, command circuit.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 - Percentual anual: (a) vendas de cada tipo de lâmpada – (b) lúmens em função do tipo de lâmpada no mercado europeu ocidental	2
Figura 1.2 - Filtro ressonante LC série C paralelo (L , C_S , C_P)	4
Figura 1.3 - Conversor <i>half-bridge</i> utilizado para variação da intensidade luminosa.....	5
Figura 1.4 - Reator eletrônico auto-oscilante (REAO).....	6
Figura 1.5 - REAO com redes LR e CR.....	7
Figura 1.6 - Circuito equivalente para variação da intensidade luminosa.....	7
Figura 1.7 – Circuito equivalente do secundário.....	8
Figura 1.8 – (a) REAO – (b) primeira alternativa para variação da intensidade luminosa. (c) segunda alternativa para variação da intensidade luminosa	9
Figura 1.9 - Circuito do REAO com detecção de presença e controle de luminosidade.....	10
Figura 1.10 - Estratégia de controle de reatores eletrônicos baseada em indutor variável.....	11
Figura 1.11 – Reator eletrônico com controle de intensidade luminosa	12
Figura 1.12 - Intensidade luminosa x tensão CC do conversor implementado	13
Figura 2.1 - Lâmpadas fluorescentes: (a) LFT. (b) LFC	17
Figura 2.2 - Construção das LFT	18
Figura 2.3 - Princípio de funcionamento de uma LFT	19
Figura 2.4 - Espectro de radiação e as cores correspondentes com relação ao comprimento de onda	20
Figura 2.5 - Eficiência luminosa x temperatura de uma LF com tubo normal e com amálgama de índio	21
Figura 2.6 - Tensões e correntes em uma LF em um sistema com partida rápida	25
Figura 2.7 - Esquemático de uma LF considerando a resistência dos eletrodos	29
Figura 3.1 – Reator eletrônico auto-oscilante (REAO).....	33

Figura 3.2 - Circuito do REAO com condições para oscilação auto-sustentada.....	33
Figura 3.3 - (a) Circuito equivalente do secundário do REAO. (b) Formas de onda do circuito equivalente.....	35
Figura 3.4 - Diagrama de blocos do REAO.....	36
Figura 3.5 - Impedância de entrada do filtro LCC	37
Figura 3.6 - Potência x ângulo de fase da impedância do filtro LCC.....	42
Figura 4.1 - REAO com entrada universal	46
Figura 4.2 - (a) Circuito equivalente do secundário. (b) formas de onda do circuito equivalente	47
Figura 4.3 - Diagrama de blocos do REAO com entrada universal	48
Figura 4.4 - Diagrama de blocos simplificado do REAO com entrada universal	50
Figura 4.5 - Critério de estabilidade estendido de Nyquist	50
Figura 4.6 - Elementos do filtro ressonante.....	54
Figura 4.7 - CEEN de um sistema genérico	55
Figura 4.8 - Circuito adicional na entrada em operação.....	60
Figura 4.9 - Circuito adicional na condição de máxima tensão de barramento.....	62
Figura 4.10 – Tensão e corrente na LF – (a) Tensão de entrada de 100 V _{RMS} (100 V/div, 200 mA/div, 20µs). (b) Tensão de entrada de 135 V _{RMS} (100 V/div, 200 mA/div, 20µs)	65
Figura 4.11 – Tensão <i>gate-source</i> do interruptor S ₂ – (a) Tensão de entrada de 100 V _{RMS} (10 V/div, 20µs). (b) Tensão de entrada de 135 V _{RMS} (10 V/div, 20µs)	65
Figura 4.12 – Diagrama estendido de Nyquist – (a) Tensão de entrada de 100 VRMS. (b) Tensão de entrada de 135 V _{RMS}	66
Figura 4.13 – Diagrama estendido de Nyquist para tensão de entrada de 135 V _{RMS} sem o circuito adicional	67
Figura 5.1 – Diagrama estendido de Nyquist para diferentes valores de L _d	69
Figura 5.2 – Diagrama estendido de Nyquist para diferentes valores de L _m	70
Figura 5.3 – Diagrama estendido de Nyquist para diferentes valores de C _S	70
Figura 5.4 – Diagrama estendido de Nyquist para diferentes valores de C _P	71

Figura 5.5 – Diagrama estendido de Nyquist para diferentes valores de L	72
Figura 5.6 – Avaliação da oscilação auto-sustentada – (a) Tensão de entrada de 100 V_{RMS} . (b) Tensão de entrada de 220 V_{RMS}	74
Figura 5.7 – Nova configuração do circuito adicional	74
Figura 5.8 – Diagrama estendido de Nyquist para diferentes valores de R_{d1}	75
Figura 5.9 – Curva potência x frequência do filtro ressonante.....	76
Figura 6.1 - Ângulo de fase da impedância do filtro ressonante do REAO com entrada universal	80
Figura 6.2 - Curva característica obtida experimentalmente para o transistor bipolar 2N2222A	83
Figura 6.3 - Esquemático do circuito do REAO com entrada universal	84
Figura 6.4 - Simulação das formas de onda de tensão e corrente no braço D_{Z3} - D_{Z4} – (a) 115 V_{RMS} . (b) 220 V_{RMS}	84
Figura 6.5 - Simulação das formas de onda de tensão e corrente no interruptor S_2 – (a) 115 V_{RMS} . (b) 220 V_{RMS}	85
Figura 6.6 - Simulação das formas de onda de tensão e corrente na LF – (a) 115 V_{RMS} . (b) 220 V_{RMS}	86
Figura 6.7 - Simulação das formas de onda de tensão em L_d – (a) 115 V_{RMS} . (b) 220 V_{RMS}	86
Figura 6.8 - Simulação das formas de onda de tensão e corrente em T_{SC} – (a) 115 V_{RMS} . (b) 220 V_{RMS}	87
Figura 6.9 - REAO com entrada universal implementado	88
Figura 6.10 - Foto do protótipo do REAO com entrada universal implementado	88
Figura 6.11 - Formas de onda de tensão e corrente no braço D_{Z3} - D_{Z4} – (a) 115 V_{RMS} (10 V/div 50 mA/div; 20 μ s/div). (b) 220 V_{RMS} (10 V/div 50 mA/div; 20 μ s/div).....	89
Figura 6.12 - Formas de onda de tensão e corrente no interruptor S_2 – (a) 115 V_{RMS} (50 V/div 500 mA/div; 20 μ s/div). (b) 220 V_{RMS} (100 V/div 500 mA/div; 20 μ s/div).....	90
Figura 6.13 - Formas de onda de tensão e corrente na entrada do REAO universal – (a) 115 V_{RMS} (100 V/div 1A/div; 10 ms/div). (b) 220 V_{RMS} (250 V/div 1 A/div; 10 ms/div).....	91
Figura 6.14 - Formas de onda de tensão e corrente na LF – (a) 115 V_{RMS} (100 V/div 200 mA/div; 20 μ s/div). (b) 220 V_{RMS} (100 V/div 200 mA/div; 20 μ s/div).....	91

Figura 6.15 - Formas de onda de tensão e corrente em L_d – (a) 115 V_{RMS} (10 V/div 50 mA/div; 20 μ s/div). (b) 220 V_{RMS} (10 V/div 200 mA/div; 20 μ s/div)	92
Figura 6.16 - Formas de onda de tensão e corrente em T_{SC} – (a) 115 V_{RMS} (10 V/div 50 mA/div; 20 μ s/div). (b) 220 V_{RMS} (10 V/div 50 mA/div; 20 μ s/div)	92
Figura 6.17 – Diagrama estendido de Nyquist – (a) Tensão de entrada 115 V_{RMS} . (b) Tensão de entrada 220 V_{RMS}	93
Figura 6.18 – Formas de onda para tensão de entrada de 100 V_{RMS} – LF (100 V/div 200 mA/div; 20 μ s/div). (b) braço D_{Z3} - D_{Z4} (10 V/div 50 mA/div; 20 μ s/div).....	94
Figura 6.19 - Formas de onda para tensão de entrada de 110 V_{RMS} – LF (100 V/div 200 mA/div; 20 μ s/div). (b) braço D_{Z3} - D_{Z4} (10 V/div 50 mA/div; 20 μ s/div).....	94
Figura 6.20 - Formas de onda para tensão de entrada de 127 V_{RMS} – LF (100 V/div 200 mA/div; 20 μ s/div). (b) braço D_{Z3} - D_{Z4} (10 V/div 50 mA/div; 20 μ s/div).....	94
Figura 6.21 - Formas de onda para tensão de entrada de 230 V_{RMS} – LF (100 V/div 200 mA/div; 20 μ s/div). (b) braço D_{Z3} - D_{Z4} (10 V/div 50 mA/div; 20 μ s/div).....	95
Figura 6.22 – Gráfico $P \times V_{in}$ da LF	95

LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 – Estratégia de Projeto	51
Tabela 4.2 – Parâmetros do REAO com entrada universal (primeiro exemplo).....	64
Tabela 5.1 – Parâmetros do REAO com entrada universal (segundo exemplo)	73
Tabela 6.1 – Parâmetros do REAO com entrada universal (exemplo final)	89

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<i>EPE</i>	Empresa de Pesquisa Energética
<i>LF</i>	Lâmpada fluorescente
<i>ELCF</i>	<i>European Lamps Companies Federation</i>
<i>GLS</i>	Lâmpadas Incandescentes
<i>LFT</i>	Lâmpada fluorescente tubular
<i>LFC</i>	Lâmpada fluorescente compacta
<i>LCD</i>	<i>Display</i> de cristal líquido
<i>HID</i>	Lâmpada de descarga de alta pressão
<i>REAO</i>	Reator Eletrônico Auto-Oscilante
<i>ZVS</i>	Comutação suave
<i>CC</i>	Corrente Contínua
<i>LDR</i>	Resistor dependente da luz
<i>EMI</i>	Interferência eletromagnética
<i>CA</i>	Corrente Alternada
<i>NBR</i>	Norma brasileira
<i>IRC</i>	Índice de reprodução de cores
<i>UV</i>	Radiação ultravioleta
<i>NEMA</i>	<i>National Electrical Manufacturers Association</i>
<i>U.S.EPA</i>	<i>United States Environmental Protection Agency</i>
<i>ANSI</i>	<i>Amerian National Standards Institute</i>
<i>SoS</i>	Soma dos quadrados das correntes nos terminais
<i>VCO</i>	<i>Voltage controlled oscillator</i>
<i>CIs</i>	Circuitos integrados

SIMBOLOGIA

CAPÍTULO 1

C_P	Capacitor paralelo ressonante
C_S	Capacitor série ressonante
L	indutor série ressonante
CFP	Correção do fator de potência
L_1	Indutor série ressonante
TC	Transformador de corrente
L_P	Enrolamento primário do TC
L_{S1}, L_{S2}	Enrolamento secundário do TC
D_{Z1}, D_{Z4}	Diodos zener 1 a 4
L_d	Indutor de variação da intensidade luminosa
R_d	Resistor para variação da intensidade luminosa
i_{mag}	Corrente magnetizante do TC
V_{ctrl}	Tensão variável do circuito de comando
C	Capacitor do circuito de comando
R	Resistor do circuito de comando
i_s	Corrente do filtro ressonante refletida para o secundário
T, Q_1, Q_2	Transistor do circuito para variação da intensidade luminosa
i_d	Corrente no indutor de variação da intensidade luminosa
T_4	Transistor do circuito de variação da intensidade luminosa
C_{r1}, C_{r2}	Capacitor do circuito de comando
L_{r1}, L_{r2}	Indutor do circuito de comando
R_{r1}	Resistência do circuito de comando

CAPÍTULO 2

R_h	Resistência quente dos eletrodos
R_c	Resistência fria dos eletrodos
i_{cp}	Corrente no capacitor paralelo ressonante
i_L	Corrente na LF
R_e	Resistência dos eletrodos

CAPÍTULO 3

E	Tensão contínua de barramento
R_Q	Resistor de carga
R_C	Capacitor de carga
R_M	Resistor do circuito de disparo
D_5	Diodo do circuito de disparo
R	Resistência equivalente da LF
S_1, S_2	Interruptor do REAO
L_m	Indutância magnetizante do TC

i_z	Corrente zener
i_m	Corrente magnetizante
$G_F(s)$	Função de transferência do filtro ressonante
V_{ab}	Tensão aplicada ao filtro ressonante
$G_M(s)$	Função de transferência da indutância magnetizante
V_Z	Tensão zener
n	Relação de espiras do TC
K	Constante K
Z_{IN}	Impedância de entrada
Z_S	Impedância série
Z_P	Impedância paralela
ω	Frequência angular
ϕ	Ângulo da impedância do filtro ressonante
V_{ef}	Componente fundamental da tensão
$P_n(R)$	Potência nominal da LF
$P_{ig}(100)$	Potência na ignição da LF

CAPÍTULO 4

L_d	Indutor do circuito adicional
R_d	Resistência equivalente do transistor
T_{SC}	Transistor do circuito adicional
R_1, R_2	Resistor do circuito adicional
i_d	Corrente em L_d
D_8-D_9	Diodo do circuito adicional
D_{ZC}	Diodo zener do circuito adicional
$G_{SC}(s)$	Função de transferência do circuito adicional
N	Função descritiva
$G(s)$	Função de transferência dos elementos lineares
V_{min}	Mínima tensão da rede de alimentação
V_{max}	Máxima tensão da rede de alimentação
f_{smin}	Mínima frequência de comutação
f_{smax}	Máxima frequência de comutação
$R(P)$	Resistência equivalente da LF
i_p	Corrente do primário do TC
V_{CE}	Tensão coletor-emissor de T_{SC}
E	Máxima tensão de barramento
E_{min}	Mínima tensão de barramento
i_{1min}	Mínima corrente sobre R_1
i_2	Corrente sobre R_2
G	<i>Gate</i> do interruptor S_2
S	<i>Source</i> do interruptor S_2
i_b	Corrente na base de T_{SC}
V_2	Tensão sobre R_2
E_{max}	Máxima tensão de barramento
i_{bmax}	Máxima corrente na base de T_{SC}
C_B	Capacitor eletrolítico do barramento

CAPÍTULO 5

R_{d1}	Resistor fixo do circuito adicional
Q_o	Fator de qualidade do filtro ressonante

CAPÍTULO 6

P_Z	Potência do diodo zener
L_{ms}	Indutância magnetizante do secundário
f_{sm}	Máxima frequência de comutação
V_{DZC}	Tensão do diodo zener
V_{BE}	Tensão base-emissor de T_{SC}
f_i^g	Frequência de ignição
f_{rp}	Frequência de ressonância em regime permanente
P_{out}	Potência na LF
P_{in}	Potência na entrada
η	Rendimento

ANEXO B

E_{ca}	Energia da rede de alimentação
f_{ca}	Frequência da rede alimentação
V_{max}	Máxima tensão de barramento
V_{min}	Mínima tensão de barramento

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Objetivo do trabalho	3
1.2	Revisão Bibliográfica	3
1.3	Organização do trabalho	14

CAPÍTULO 2

2	LÂMPADAS FLUORESCENTES	15
2.1	Conceito.....	15
2.2	Tipos e Nomenclatura.....	15
2.3	Aplicação	17
2.4	Construção e função de cada elemento	17
2.5	Quantificação do mercúrio em lâmpadas fluorescentes	18
2.6	Princípio de funcionamento das LF de cátodo quente.....	19
2.7	Estabilização da corrente em regime permanente	21
2.7.1	<i>Flicker</i> (Cintilamento)	22
2.8	Características quanto a alimentação das lâmpadas fluorescentes	22
2.9	Perdas nos eletrodos	23
2.9.1	Ânodo	23
2.9.2	Cátodo.....	24
2.10	Características de ignição	24

2.10.1	Tensão de circuito aberto.....	26
2.11	Fim da vida útil de uma LF.....	26
2.12	Fatores que influenciam na vida útil da lâmpada	26
2.13	Tipos de ignição e efeitos na vida útil da LF.....	28
2.14	Impacto da variação da frequência na vida útil da lâmpada.....	29
2.15	Conclusão	29
 CAPÍTULO 3		
3	REATOR ELETRÔNICO AUTO-OSCILANTE – REAO.....	31
3.1	Introdução.....	31
3.2	Descrição e princípio de funcionamento do REAO	32
3.3	Procedimento de projeto.....	36
3.3.1	Projeto do filtro ressonante LCC.....	37
3.4	Conclusão	43
 CAPÍTULO 4		
4	REATOR ELETRÔNICO AUTO-OSCILANTE COM ENTRADA UNIVERSAL	44
4.1	Introdução.....	44
4.2	Descrição e princípio de funcionamento do REAO com entrada universal.....	45
4.2.1	Análise do REAO com entrada universal como um sistema de controle.....	47
4.2.1.1	Métodos para análise.....	48
4.2.1.2	Critério de estabilidade estendido de Nyquist.....	49
4.3	Etapas e Estratégia de projeto do REAO com entrada universal	51
4.3.1	Dados de projeto.....	52
4.3.2	Projeto do filtro ressonante LCC.....	53
4.3.3	Projeto do circuito de comando.....	53
4.3.3.1	Projeto da indutância magnetizante.....	56

4.3.4	Projeto do circuito adicional.....	58
4.3.4.1	Determinação da máxima frequência de comutação.....	58
4.3.4.2	Projeto do indutor L_d	59
4.3.4.3	Projeto dos resistores R_1 e R_2	60
4.3.4.4	Início da operação do circuito adicional.....	60
4.3.4.5	Circuito adicional na máxima tensão de barramento.....	61
4.3.5	Avaliação da oscilação auto-sustentada	62
4.4	Exemplo de projeto do REAO com entrada universal	63
4.4.1	Resultados experimentais	64
4.5	Conclusão	67
CAPÍTULO 5		
5	ADEQUAÇÃO DE PROJETO DO REAO COM ENTRADA UNIVERSAL.....	68
5.1	Introdução.....	68
5.2	Alternativas de projeto do REAO com entrada universal	68
5.3	Adequação do projeto do filtro ressonante.....	72
5.4	Possível modificação no circuito adicional	74
5.5	Conclusão	77
CAPÍTULO 6		
6	IMPLEMENTAÇÃO DO REAO COM ENTRADA UNIVERSAL.....	78
6.1	Introdução.....	78
6.2	Determinação dos parâmetros do REAO com entrada universal	78
6.2.1	Dados de projeto.....	78
6.2.2	Projeto do filtro ressonante.....	79
6.2.2.1	Determinação do ângulo de fase da impedância.....	79
6.2.2.2	Determinação do capacitor série ressonante.....	80

6.2.2.2	Determinação do capacitor paralelo ressonante.....	80
6.2.2.2	Determinação do indutor ressonante.....	80
6.2.3	Projeto do circuito de comando	81
6.2.4	Projeto do circuito adicional.....	82
6.2.4.1	Determinação da máxima frequência de comutação.....	82
6.2.4.2	Determinação de L_d	82
6.2.4.3	Projeto dos resistores R_1 e R_2	82
6.2.5	Avaliação da estabilidade	83
6.3	Resultados de simulação.....	83
6.4	Resultados experimentais	87
6.5	Avaliação da oscilação auto-sustentada	93
6.6	Resultados experimentais para tensões intermediárias.....	93
6.7	Gráfico Potência x Tensão de entrada.....	95
6.8	Conclusão.....	96
CONCLUSÃO GERAL		97
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....		99
ANEXOS.....		104
ANEXO A – FOLHAS DE DADOS DO DIODO ZENER.....		105
ANEXO B – CÁLCULO DO CAPACITOR DE BARRAMENTO.....		106
ANEXO C – FOLHAS DE DADOS DO MOSFET		107
ANEXO D – PUBLICAÇÕES ORIUNDAS DO TEMA DA DISSERTAÇÃO		108

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

Após a crise energética nacional ocorrida em 2001, que foi evidenciada através das freqüentes falhas no abastecimento de energia elétrica, conhecidas como apagões, a preocupação com o consumo de energia elétrica aumentou ainda mais devido ao receio da ocorrência de novas falhas no abastecimento e energia. Considerando o crescimento econômico do país e o conseqüente aumento na demanda de energia, que até 2013 deve crescer em aproximadamente 13% [1], segundo a Empresa de Pesquisa Energética (EPE), o governo brasileiro tem investido na produção de energia elétrica.

Com relação aos sistemas de iluminação artificial, as lâmpadas fluorescentes (LF) são uma das formas mais clássicas para economia de energia elétrica, pelo fato de possuírem uma alta eficiência e uma maior vida útil, com relação às lâmpadas incandescentes. As LF possuem diversas aplicações, tanto nas áreas comerciais, como nas áreas residenciais e industriais. A tecnologia de iluminação fluorescente tem alcançado um grande desenvolvimento nos últimos anos, permitindo que, no caso de Lâmpadas Fluorescentes Tubulares, estas tenham atingido uma eficiência luminosa acima de 100 lm/W e um índice de reprodução de cores de até 85.

A *European Lamps Companies Federation* (ELCF) realizou em 2006 uma pesquisa em que mostrou a situação do mercado de diversas fontes de iluminação artificial. Essa pesquisa relacionou o total de vendas com os lúmens produzidos no mercado europeu ocidental [2]. A Figura 1.1(a) mostra que as Lâmpadas Incandescentes (GLS) superam os demais tipos de lâmpadas em unidades vendidas anualmente, apesar da baixa eficiência, aproximadamente 12 lm/W. Já as Lâmpadas Fluorescentes Tubulares (LFT) e Lâmpadas Fluorescentes Compactas (LFC), embora apresentem uma eficiência luminosa de 60 e 100 lm/W, respectivamente, somadas representam 21% das unidades vendidas.

Na Figura 1.1(b) é mostrado que as LF representam menos de 25% das unidades vendidas, entretanto, representam 49% dos lúmens produzidos nos sistemas de iluminação.

Desse percentual, quase que a totalidade dos lúmens, 47%, são produzidos pelas LFT. Contudo, as LFC, por apresentarem maior praticidade de operação [4], tendem a crescer no mercado dos sistemas de iluminação, aumentando a quantidade de lúmens produzidos pelas LF, assim como o número de unidades vendidas por esse tipo de lâmpada de descarga.

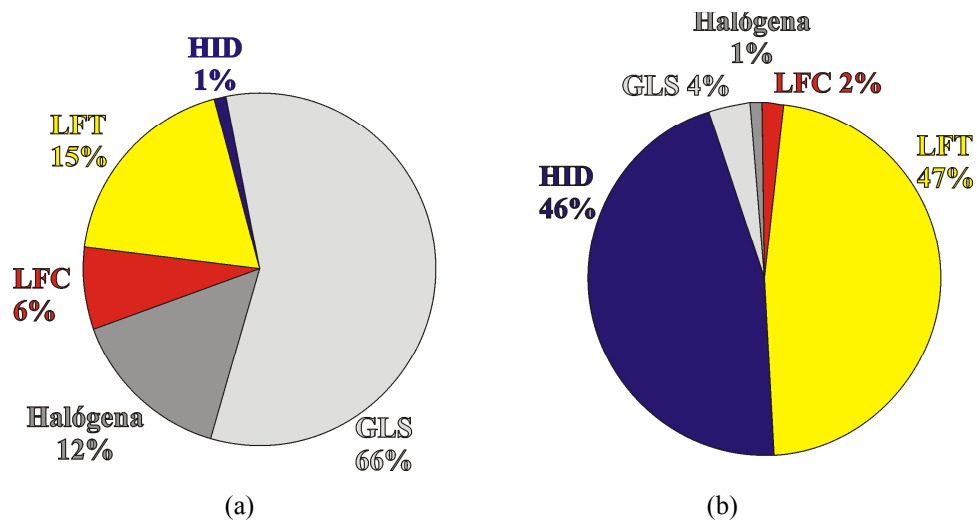


Figura 1.1 - Percentual anual: (a) vendas de cada tipo de lâmpada – (b) lúmens em função do tipo de lâmpada no mercado europeu ocidental [2]

As LF precisam de uma alta tensão para sua ignição (partida) [4]-[6] e ter limitada a corrente em regime permanente. Para isso, utilizam-se circuitos limitadores de corrente, denominados reatores, que podem ser eletrônicos ou eletromagnéticos. Os eletromagnéticos, ainda bastante utilizados, apresentam ruído audível e cintilamento em baixa frequência (120 Hz) [7]. Os eletrônicos, que operam em alta frequência, possuem menor peso e volume. Os reatores eletrônicos proporcionam um aumento do fluxo luminoso para uma mesma potência, o que aumenta a eficiência do sistema e também propiciam um acréscimo de 33% de luminosidade, se comparados aos reatores eletromagnéticos [4]. Os reatores eletrônicos vêm substituindo os reatores eletromagnéticos numa taxa crescente de aproximadamente 20% ao ano [8].

Os reatores eletrônicos auto-oscilantes são uma alternativa eficiente e de baixo custo para a alimentação das LF. Contudo, novos reatores com possibilidade de variação da intensidade luminosa, correção do fator de potência (CFP) e proteções contra tensões e correntes elevadas vêm sendo cada vez mais desenvolvidos, contrastando com seu custo ainda elevado, o que dificulta uma maior aceitação no mercado dos sistemas de iluminação.

1.1 Objetivo do trabalho

O objetivo do trabalho é o desenvolvimento de uma metodologia de projeto de um reator eletrônico auto-oscilante (REAO) com entrada universal, através da característica de potência x frequência do filtro ressonante que alimenta a LF, para manter a potência da lâmpada no valor nominal independente da tensão de alimentação. A metodologia de projeto é dividida em etapas que compreendem: dados de projeto, projeto do filtro ressonante, projeto do circuito de comando, projeto do circuito adicional e avaliação da oscilação auto sustentada.

1.2 Revisão Bibliográfica

Nessa seção será feita uma revisão bibliográfica de artigos relacionados com o tema da dissertação. Os artigos estudados abordam análises de filtros ressonantes para aplicação em reatores eletrônicos, métodos de variação da intensidade luminosa das LF e algumas aplicações do REAO.

O projeto de um reator eletrônico depende do filtro ressonante, para que a lâmpada tenha elevada eficiência e vida útil. Em [9] é apresentada uma análise de várias topologias de filtros ressonantes para aplicação em reatores eletrônicos. A análise é baseada no ângulo de fase entre a corrente e a tensão aplicada ao filtro.

Um filtro ressonante bem projetado deve atender os seguintes requisitos: ignição da lâmpada, possibilidade de comutação suave (ZVS), ausência de corrente contínua (CC) na LF, pré-aquecimento dos filamentos e seleção da banda de frequência desejada.

Dentre as configurações de filtros ressonantes existentes, foram analisadas as seguintes: LC série, L série C paralelo, C série LC paralelo, LC série C paralelo, LC série L paralelo, L série LC paralelo e LC série LC paralelo. A configuração que atende todos os requisitos: partida instantânea, comutação suave, ausência de corrente CC, capacitor série para retirar nível CC, pequeno capacitor paralelo para evitar superaquecimento dos filamentos da lâmpada é a configuração LC série C paralelo, mostrada na Figura 1.2.

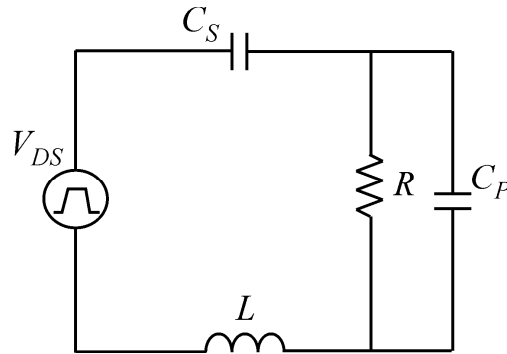


Figura 1.2 - Filtro ressonante LC série C paralelo (L , C_S , C_P)

Essa configuração de filtro ressonante é analisada em [10], onde são consideradas as características de ignição e de variação da intensidade luminosa através da variação da frequência de operação do reator que alimenta a LF.

A frequência de ignição deve ser igual à frequência de ressonância do filtro LCC, para garantir uma tensão elevada suficiente na lâmpada, facilitando a partida. Quanto mais distante da frequência de ressonância for a frequência de ignição, menor o valor da tensão atingida sobre o capacitor paralelo (C_P), e mais difícil é a partida, considerando o mesmo pré-aquecimento dos filamentos.

A variação da intensidade luminosa em baixos níveis de potência não é aconselhada devido ao aumento da potência reativa, as perdas significativas nos filamentos e ao aumento do efeito *skin*. Esses fatores reduzem a eficiência do reator, chegando ao valor aproximado de 20%, quando uma lâmpada de 40 W apresenta aproximadamente 2,5 W, e quase 100% de eficiência quando a lâmpada está em sua potência nominal [10].

Existem diversos métodos de variação da intensidade luminosa das LF, como: variação da frequência de operação do reator que alimenta a LF, variação da tensão contínua de barramento, variação da razão cíclica, entre outros. Em [11] foi apresentado um estudo comparativo entre os métodos de variação da intensidade luminosa por variação da frequência e por variação da tensão de barramento, utilizando para alimentação da lâmpada um conversor *half-bridge* com estágio de CFP, mostrado na Figura 1.3.

No método da variação da frequência, o estágio PFC disponibiliza uma tensão de barramento constante. Controlando a frequência de comutação dos interruptores, a reatância do indutor ressonante do filtro (L_I) é alterada, desse modo, a potência da lâmpada pode ser ajustada.

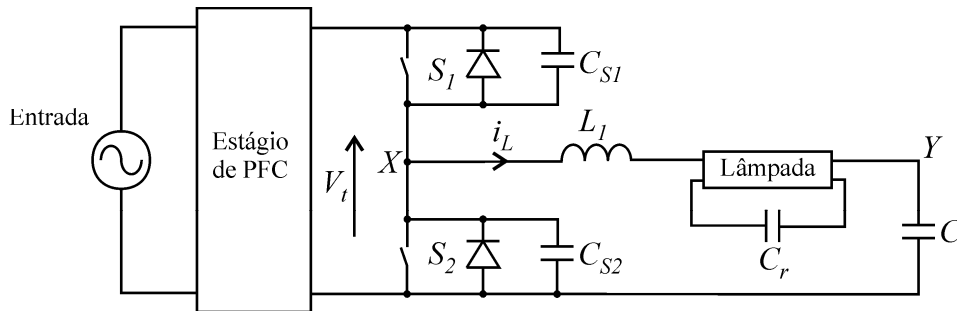


Figura 1.3 - Conversor *half-bridge* utilizado para variação da intensidade luminosa

Essa técnica de variação da intensidade luminosa é simples e muito difundida nos reatores eletrônicos comerciais, contudo, a sensibilidade da potência na lâmpada para a frequência de comutação aumenta significativamente com a diminuição do nível de luminosidade, diminuindo a controlabilidade do reator.

Variação da intensidade luminosa por variação da tensão contínua de barramento, com frequência de comutação constante: nesse método é controlada a tensão de barramento, ao contrário do método anterior. A frequência de operação do reator é fixa e deve ser maior que a frequência de ressonância do filtro ressonante para garantir a comutação ZVS, diminuindo as perdas de comutação.

Os filamentos da LF são aquecidos pela corrente da lâmpada e pela corrente do capacitor paralelo do filtro (C_p). A resistência quente dos filamentos pode ser de 4 a 6 vezes maior que o valor da resistência fria. Quando é alterada a intensidade luminosa da lâmpada, a potência dos filamentos pode ser reduzida, assim como a temperatura, que se diminuída em excesso pode ser insuficiente para manter o arco da LF estável. Desse modo, é desejável manter a potência dos filamentos constante em todo processo de variação da intensidade luminosa, garantindo uma vida mais longa para a LF. A potência dos filamentos aumenta com a diminuição da potência da LF no método de variação da intensidade luminosa por variação da frequência. No método de variação da intensidade luminosa por variação da tensão de barramento, a potência dos filamentos permanece constante, sendo esse método mais aconselhado considerando esse critério.

O projeto do REAO é complexo, o que torna esse reator eletrônico difundido na literatura. Em [12] é apresentada a análise e o projeto do circuito do REAO mostrado na Figura 1.4.

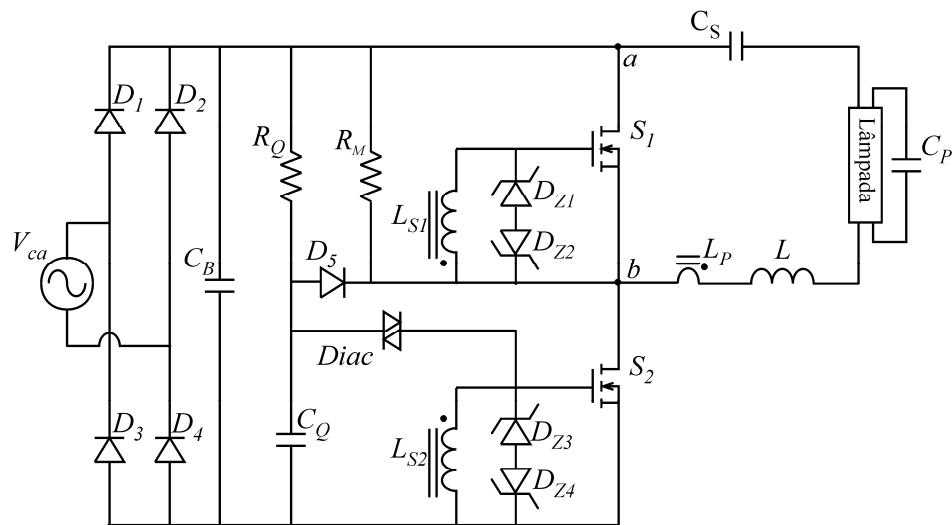


Figura 1.4 - Reator eletrônico auto-oscilante (REAO)

O circuito do REAO não pode ser analisado com técnicas de controle clássico para sistemas lineares. Isso, porque o sistema apresenta um comportamento não linear, originado da troca de estado dos interruptores do conversor *half-bridge*, que liga e desliga o filtro ressonante ao barramento de tensão contínua, retificada e filtrada. Para análise do REAO devem-se utilizar técnicas de análise de circuitos não lineares. Em [12], a análise e o projeto são feitos através da função descritiva e do critério de estabilidade estendido de Nyquist, técnicas que permitem que sejam determinadas as equações de projeto para o REAO, assim como a avaliação de uma oscilação auto-sustentada.

Em [13] são apresentadas duas possibilidades de variação da intensidade luminosa por variação da frequência de operação do REAO. Essas possibilidades são derivadas do fato de que os parâmetros que definem a frequência de operação do reator são a indutância de magnetização do Transformador de Corrente (TC), representado por L_{S1} , L_{S2} e L_P , e a tensão sobre os diodos zener dos secundários (D_{Z1} - D_{Z4}). As alternativas de variação da intensidade luminosa propostas consistem na inclusão de um braço B_D no circuito de comando, que pode ser uma rede LR ou CR, mostradas na Figura 1.5.

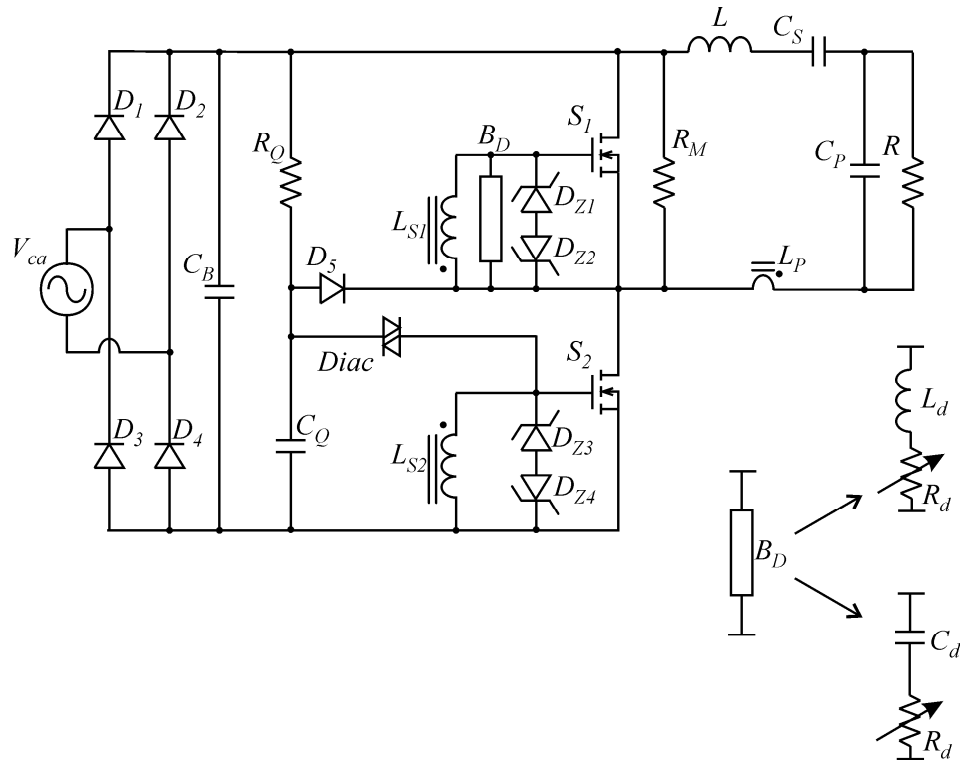


Figura 1.5 - REAO com redes LR e CR

A inclusão de uma rede LR permite aumentar a frequência de comutação do REAO através da alteração no valor do resistor R_d . Quanto menor o valor do resistor, maior a frequência, e conseqüentemente, menor a potência da LF.

A rede CR diminui a frequência de comutação do REAO. Desse modo, a potência da lâmpada aumenta quanto menor for o valor de R_d .

Um circuito para variação da intensidade luminosa por variação da frequência do REAO é proposto em [14]. Na Figura 1.6 é mostrado o circuito equivalente do método de variação da intensidade luminosa proposto.

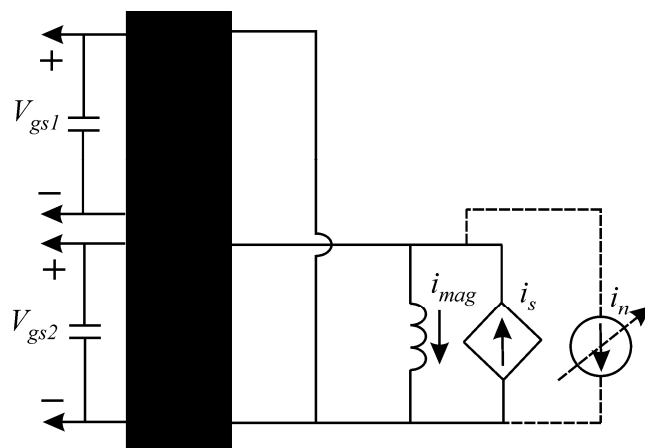


Figura 1.6 - Circuito equivalente para variação da intensidade luminosa

Para a variação da frequência, deve-se controlar a corrente magnetizante (i_{mag}) através da mudança da magnitude da tensão aplicada sobre o secundário do TC, alterando assim a inclinação de i_{mag} . O problema a ser resolvido é como controlar a tensão do secundário do TC. Uma possível solução é mostrada na Figura 1.7, onde pode-se controlar a tensão sobre o secundário através do controle da carga do capacitor C , em paralelo com o resistor R . A frequência de comutação cresce com o aumento da tensão V_{ctrl} , ou seja, com a alteração dessa tensão, é alterada a inclinação de i_{mag} , que somada com a corrente senoidal i_s refletida do primário do TC, altera a frequência de comutação do conversor *half-bridge*.

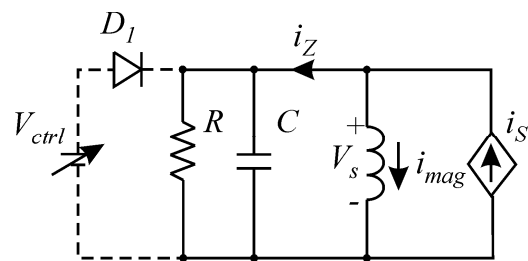


Figura 1.7 – Circuito equivalente do secundário

O REAO possui diversas aplicações para variação da intensidade luminosa, pelo fato de possuir comando auto-oscilante, que possibilita a variação automática da frequência. Em [15] é proposta uma aplicação do REAO para variação da intensidade luminosa, mostrada na Figura 1.8.

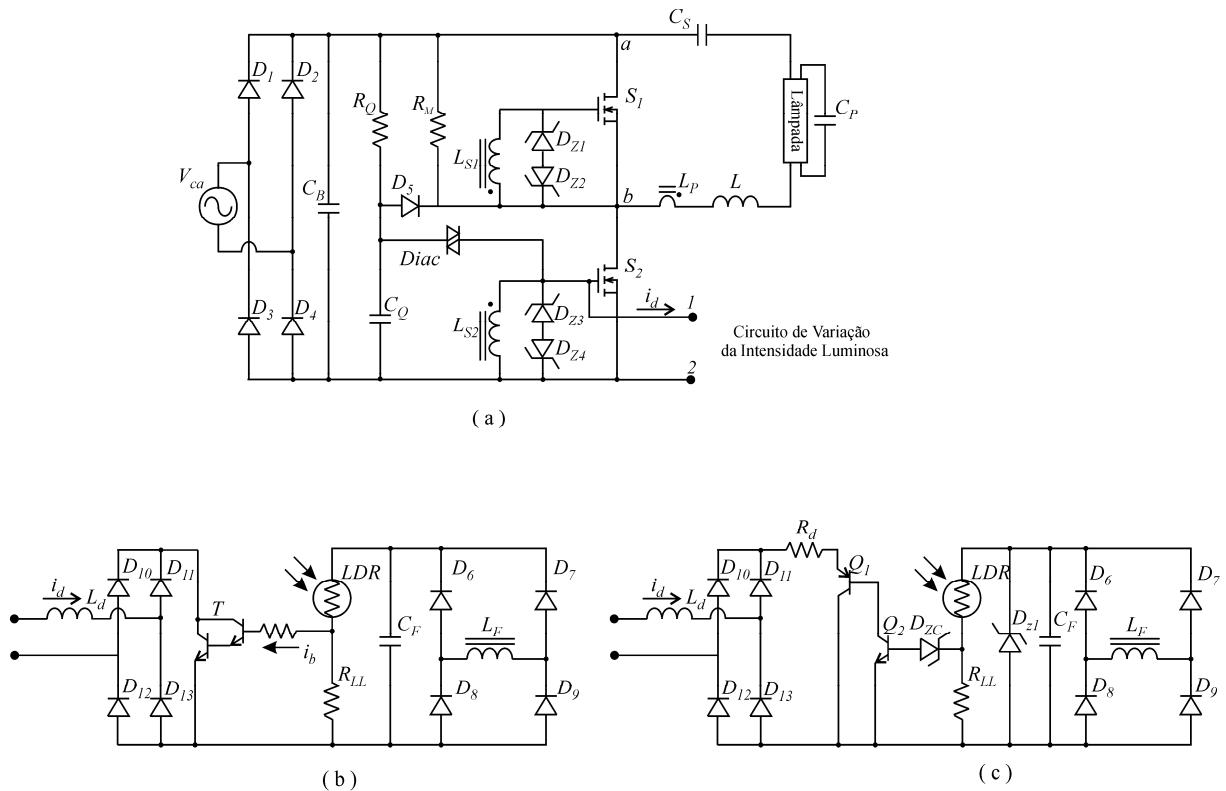


Figura 1.8 – (a) REAO – (b) primeira alternativa para variação da intensidade luminosa. (c) segunda alternativa para variação da intensidade luminosa

A variação da intensidade luminosa é obtida através da variação da frequência de comutação do REAO que alimenta a LF. O controle do fluxo luminoso é baseado no sinal de um resistor dependente da luz (LDR). O aumento da frequência é controlado através da corrente no indutor de variação da intensidade luminosa (L_d). O LDR deve ler o nível de iluminação do ambiente e através da variação da sua resistência fazer o controle da corrente de base dos transistores (T , Q_1/Q_2), mostrados nos circuitos das Figuras 1.8(b) e 1.8(c), respectivamente. Dessa maneira, a corrente do coletor dos transistores é aumentada, assim como a corrente i_d , levando a alteração da frequência, desde que os transistores operem na região linear.

Em [16] é proposta outra aplicação do REAO para variação da intensidade luminosa, que consiste em um reator eletrônico com detecção de presença e variação automática da luminosidade utilizando um microcontrolador. É utilizado o método da variação da frequência do comando auto-oscilante para controle da potência da LF, de acordo com a luminosidade do ambiente. A topologia proposta é mostrada na Figura 1.9.

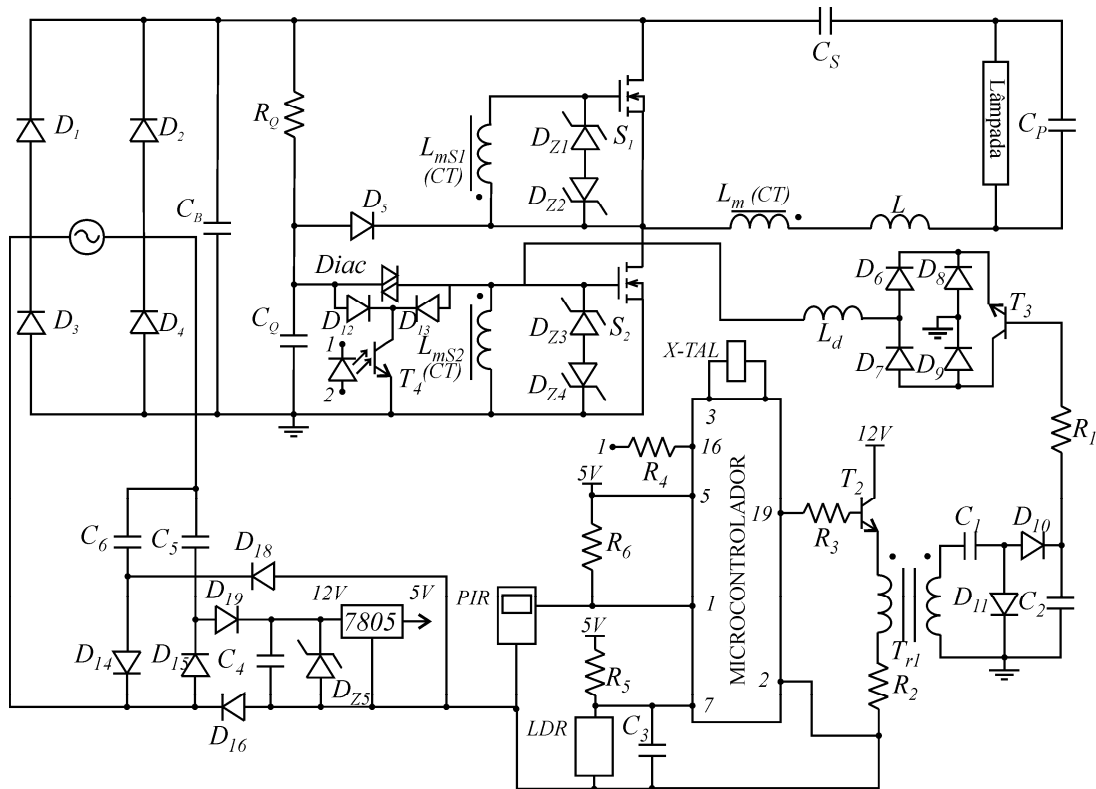


Figura 1.9 - Circuito do REAO com detecção de presença e controle de luminosidade

A função do microcontrolador é fazer a aquisição dos sinais do sensor de presença e do sensor de luminosidade, LDR, processá-los e controlar a intensidade luminosa da LF e o ‘ligamento’ ou ‘desligamento’ do reator eletrônico, que é feito através de um circuito auxiliar conectado ao comando auto-oscilante, onde o transistor T_4 desliga o REAO através de um curto circuito no secundário do TC.

É apresentado em [17] um método de controle alternativo para reatores eletrônicos, baseado em um indutor variável do filtro ressonante, cujo circuito é mostrado na Figura 1.10. A frequência de comutação nesse método é mantida constante, enquanto a tensão de entrada do conversor ou a razão cíclica são alteradas. Algumas vantagens apresentadas na configuração proposta são isolamento no controle, características de controle mais lineares, potência constante nos filamentos e alta eficiência. A variação da intensidade luminosa por variação da frequência apresenta algumas desvantagens como, por exemplo, alta interferência eletromagnética (EMI), baixa eficiência em baixas potências, pequena linearidade na variação da intensidade luminosa e elevada potência nos filamentos em baixos níveis de luminosidade, se a LF for alimentada por um filtro ressonante com capacitor em paralelo com a lâmpada. [17], [18].

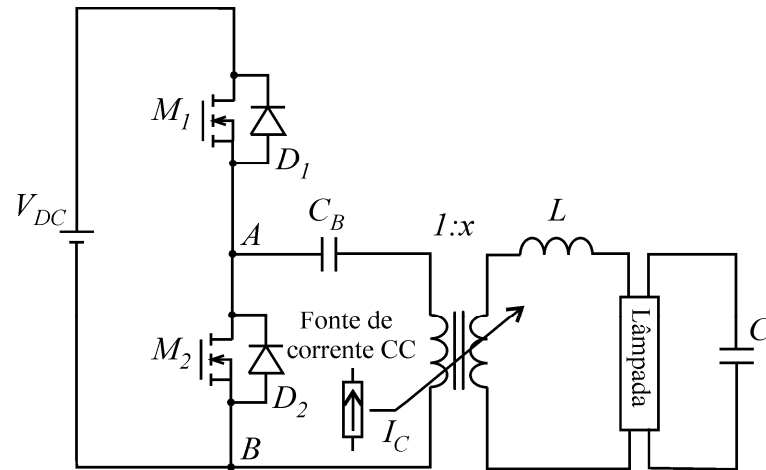


Figura 1.10 - Estratégia de controle de reatores eletrônicos baseada em indutor variável

Em [19] é apresentado um REAO bi-volt (127 – 220 V). O sistema proposto consiste em um REAO tradicional com circuito auxiliar, cuja função é ler a tensão do barramento, comparar com um valor de referência e atuar no controle da potência da LF. Quando a tensão de alimentação for 127 V_{RMS} , o circuito auxiliar fica desligado e o REAO opera com uma frequência fixa pré-determinada. Quando a tensão de entrada for 220 V_{RMS} , o circuito auxiliar atua aumentando a frequência de comutação do conversor *half-bridge*, para compensar o aumento da tensão de entrada do filtro ressonante, mantendo a potência da lâmpada no seu valor nominal.

Em [20] são apresentadas seis alternativas para variação da intensidade luminosa das LF, utilizando reatores eletrônicos com comando auto-oscilante e variação da intensidade luminosa por variação da frequência. Na Figura 1.11 é mostrada uma das alternativas.

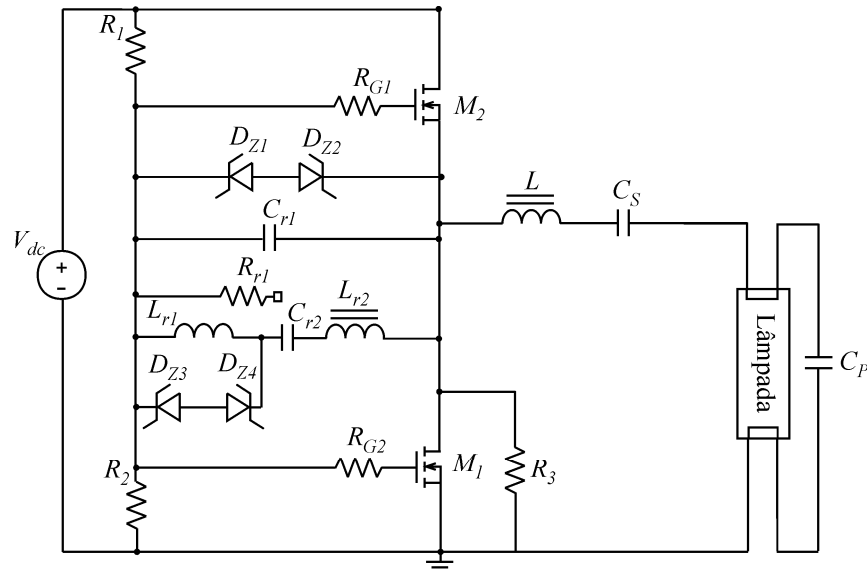


Figura 1.11 – Reator eletrônico com controle de intensidade luminosa

O circuito de comando do reator eletrônico da Figura 1.11 difere do circuito de comando do REAO tradicional, pois os elementos que definem a frequência de comutação formam um circuito ressonante, através dos capacitores C_{r1} e C_{r2} , e dos indutores L_{r1} e L_{r2} . O indutor L_{r2} é acoplado com o indutor do filtro ressonante (L), garantindo a auto-oscilação do reator eletrônico. O indutor L_{r1} atua na ignição da LF, garantindo que no momento da partida, a defasagem angular entre a tensão e a corrente aplicada ao filtro ressonante seja nula, ou seja, o reator opera na frequência de ressonância.

A frequência de comutação pode ser alterada nesse circuito através da inserção do resistor R_{r1} no circuito ressonante. Alterando o valor desse resistor, é alterada a frequência de comutação do conversor e conseqüentemente a potência da LF. Os outros circuitos para variação da intensidade luminosa propostos em [20] derivam da mesma idéia de alteração da frequência através de um resistor no circuito ressonante. Contudo, além do resistor associado ao circuito ressonante, indutores ou resistores de valor fixo podem ser inseridos, visando limitar a máxima frequência de operação do reator eletrônico.

Em [21] são apresentadas alternativas para variação da intensidade luminosa de uma LF alimentada por um REAO tradicional, utilizando a variação da intensidade luminosa por variação da tensão contínua de barramento aplicada ao reator eletrônico. O objetivo da patente é fornecer alternativas para converter um REAO sem possibilidade de variação da intensidade luminosa em um REAO com possibilidade de variação da intensidade luminosa, sem alteração no circuito do reator eletrônico, apenas com a inserção de um bloco entre a rede de alimentação e o reator. Esse bloco constitui-se de um conversor CA-CC que permite uma

tensão de saída variável (40 V até 380 V), regulando assim a potência da LF de acordo com a tensão contínua de saída desse conversor. Como exemplo, é implementado um conversor *flyback* para avaliação da idéia e obtenção de resultados. A frequência de oscilação do comando auto-oscilante é dependente da carga, ou seja, da resistência equivalente da LF. Quando a potência da lâmpada é alterada, a resistência equivalente é alterada, com isso, a frequência de comutação do reator eletrônico também muda. No conversor implementado, é avaliada a variação da frequência de acordo com a variação da tensão contínua de saída do conversor, para saber o quanto a frequência interfere na variação da intensidade luminosa da LF. Segundo [21], a variação da frequência do reator eletrônico é menor que 30% para toda a variação da tensão de saída (40 - 380 V) do conversor *flyback*.

A Figura 1.12 mostra a variação da intensidade luminosa da LF utilizada com relação à variação da tensão contínua de saída do conversor *flyback*.

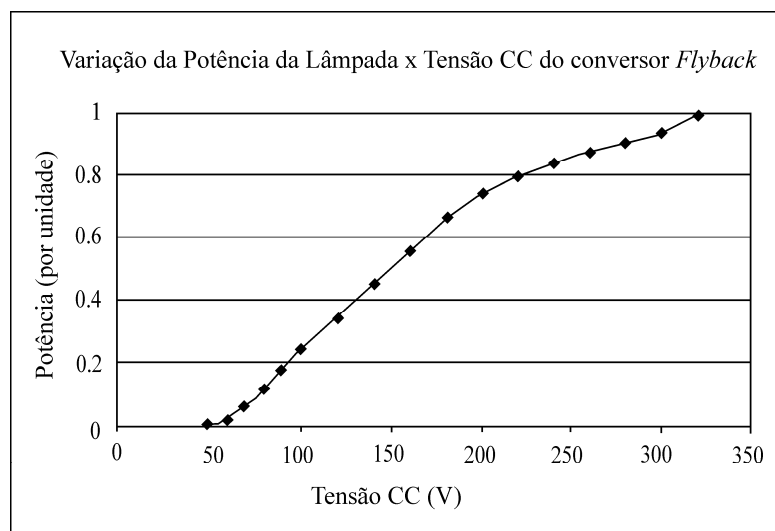


Figura 1.12 - Intensidade luminosa x tensão CC do conversor implementado

Através da Figura 1.12 é possível perceber a grande variação da intensidade luminosa da LF em função da variação da tensão contínua aplicada à entrada do reator eletrônico. Conclui-se que a variação da intensidade luminosa deve-se principalmente à variação da tensão de saída do conversor *flyback*, e não pela variação da frequência de operação do reator eletrônico, que ocorre devido à variação da resistência equivalente da LF.

1.3 Organização do trabalho

O capítulo 1 apresentou a introdução e o objetivo do trabalho. Foi realizada também uma revisão bibliográfica relacionada ao tema da dissertação.

No capítulo 2 é mostrado um estudo sobre as LF. São abordados conceito, princípio de funcionamento e fatores que influenciam na vida útil da lâmpada, entre outros aspectos. Esse capítulo é determinante para o desenvolvimento do trabalho e o projeto do reator eletrônico proposto.

O capítulo 3 apresenta o REAO, seu princípio de funcionamento e metodologia de projeto do filtro ressonante empregado. O funcionamento do REAO deve ser entendido para que, no capítulo 4, seja introduzido o REAO com entrada universal.

No capítulo 4 é apresentado o REAO com entrada universal. Seu princípio de funcionamento e metodologia de projeto são demonstrados, além de um exemplo de projeto, que mostra a necessidade de adicionar um projeto interativo à metodologia proposta.

O capítulo 5 mostra o projeto interativo que deve ser acrescido à metodologia de projeto. É feita uma variação dos parâmetros do REAO com entrada universal, utilizando como ferramenta de análise o critério de estabilidade estendido de Nyquist (CEEN).

No capítulo 6 é apresentada a implementação do REAO com entrada universal, considerando a metodologia desenvolvida nos capítulos 3, 4 e 5. São mostrados resultados de simulação e experimentais do protótipo montado em laboratório.

O último capítulo apresenta as conclusões finais acerca do REAO com entrada universal e dos resultados obtidos, que comprovam que a metodologia de projeto desenvolvida satisfaz todas as condições de operação do REAO com entrada universal.

CAPÍTULO 2

LÂMPADAS FLUORESCENTES

Desde o seu surgimento, em meados da década de 40, as LF continuam em desenvolvimento, com novas técnicas e novos materiais. No aspecto físico-químico, vem sendo buscada a melhoria na sua eficiência e na reprodução de cores, como por exemplo, as LF T8 da linha Lumilux da OSRAM, que apresentam eficiência luminosa 18% superior as LF T8 padrão, além de um índice de reprodução de cores (IRC) elevado, de 80 a 89, comparado ao IRC das LF T8 padrão, que varia de 50 a 79 [22]. No aspecto da engenharia elétrica, é dado ênfase no desenvolvimento dos dispositivos de alimentação, ignição e controle de corrente, além de técnicas para melhorar a eficiência das lâmpadas.

Nesse capítulo são apresentadas as LF, seu conceito, tipos, princípio de funcionamento, métodos de ignição, além de outras características gerais do aspecto físico químico, que são importantes para um bom projeto de um sistema de iluminação fluorescente.

2.1 Conceito

De acordo com a NBR14418, 1999, a LF é uma lâmpada de descarga de vapor de mercúrio em baixa pressão, onde a maior parte da luz é emitida por uma ou mais camadas de fósforo excitadas pela radiação ultravioleta da descarga.

2.2 Tipos e Nomenclatura

Existem dois tipos de LF: sem eletrodos (*electrodeless*) e com eletrodos. As lâmpadas sem eletrodos apresentam algumas características que as diferenciam, como por exemplo, o fato de possuírem ignição e re-ignição instantâneas, pois não necessitam de pré-aquecimento dos filamentos [23]. Outra característica que difere as lâmpadas sem eletrodos é a forma de

acionamento, que pode ser vários tipos, como: capacitivo, indutivo, por microondas, entre outras.

As LF com eletrodos podem ser de dois tipos: tubulares (LFT) e compactas (LFC). Quanto ao cátodo, são classificadas como de cátodo quente e cátodo frio. As LF de cátodo frio, caracterizadas pela emissão de elétrons através do efeito de campo elétrico, possuem um cátodo cilíndrico de ferro de amplas dimensões, comparado aos eletrodos com tungstênio do sistema de cátodo quente, que proporciona longa vida útil à lâmpada. O cátodo cilíndrico das LF de cátodo frio é recoberto com uma camada de óxidos emissores de elétrons, que bombardeiam a camada interna de fósforo do tubo da lâmpada. Em operação, os eletrodos atingem uma temperatura térmica de 150 °C. As LF de cátodo frio possuem a metade da capacidade de emissão de uma LF de cátodo quente, necessitando do dobro do tamanho. Esse sistema caiu em desuso para sistemas de iluminação residencial, devido haver, atualmente, uma tendência mundial de compactação das lâmpadas e das luminárias [24]. Entretanto, as LF de cátodo frio têm sido utilizadas como *back light* para aumentar a visibilidade em monitores de computador e outros equipamentos que utilizam tela de cristal líquido (LCD).

As LF de cátodo quente possuem eletrodos de tungstênio espiralados, recobertos com uma camada de óxidos emissores de elétrons, que assim como nas LF de cátodo frio, bombardeiam a camada interna de fósforo do tubo da lâmpada. Existem dois tipos básicos de sistemas fluorescentes de cátodo quente desenvolvidos: um com pré-aquecimento, de uso mais abrangente e comum no Brasil, e outro, o sistema de operação sem pré-aquecimento, que é identificado pela existência de um único pino em cada extremidade da lâmpada. Esse sistema sem pré-aquecimento é utilizado em aplicações especiais, mais comuns na Europa e Estado Unidos. Em operação, o tungstênio no sistema de cátodo quente atinge uma temperatura térmica de aproximadamente 900 °C, ideal para emissão termiônica [25], [26].

A nomenclatura das LF tubulares é geralmente designada por um T, que identifica a lâmpada como sendo tubular, acrescida do diâmetro do tubo em oitavos de polegada. Alguns fabricantes utilizam a letra F para designar LF. Assim, uma LF T5 apresenta diâmetro de 5/8 polegadas. Nas Figuras 2.1(a) e (b) são mostradas as LFT e LFC, respectivamente.



(a) (b)

Figura 2.1 - Lâmpadas fluorescentes: (a) LFT. (b) LFC [27]

2.3 Aplicação

As aplicações das LF vão desde o uso doméstico, passando pelo industrial e chegando ao uso laboratorial. Nesse caso, são amplamente utilizadas sem cobertura de fósforo, para equipamentos de esterilização por radiação ultravioleta (UV). Outra aplicação bastante utilizada é para bronzeamento artificial, onde as lâmpadas devem ter um equilíbrio nas radiações UV A e B, além de potências elevadas, que variam de 80 a 400 W.

2.4 Construção e função de cada elemento

A seguir são mostrados os elementos que fazem parte de uma LF e suas respectivas funções.

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

Camada de fósforo: reveste internamente o tubo. Sua função é transformar a radiação ultravioleta em radiação visível;

Eletrodos (filamentos): têm a função de facilitar a transferência da corrente dos condutores de alimentação para o gás;

Vapor de mercúrio: sua função é emitir radiação UV;

Gás inerte: tem a função de facilitar a ignição da lâmpada, proteger os filamentos contra o bombardeio excessivo de íons e aumentar a eficiência do processo de emissão da radiação UV;

Hastes metálicas: têm a função de impedir o rápido enegrecimento das extremidades das lâmpadas;

Bases: têm função de conexão entre a lâmpada e a luminária;

Bulbo exaustor: local por onde o ar é exaurido do tubo durante o processo de fabricação e por onde é introduzido o gás inerte no tubo. Usualmente, é utilizado o argônio ou uma mistura de argônio e neônio como gás inerte nas LF. Uma alternativa é a adição do criptônio, que possui um potencial de excitação e ionização maior que o do mercúrio. Assim, as colisões entre os elétrons e os átomos de criptônio não afetam diretamente as características da radiação óptica emitida pela LF [28]. Durante cada colisão, a direção dos elétrons é alterada, sendo equivalente a aumentar a distância entre os eletrodos, o que permite, através da inserção do criptônio, que seja reduzido o tamanho da LF [28]. Na Figura 2.2 são mostrados os elementos que compõem uma LF.

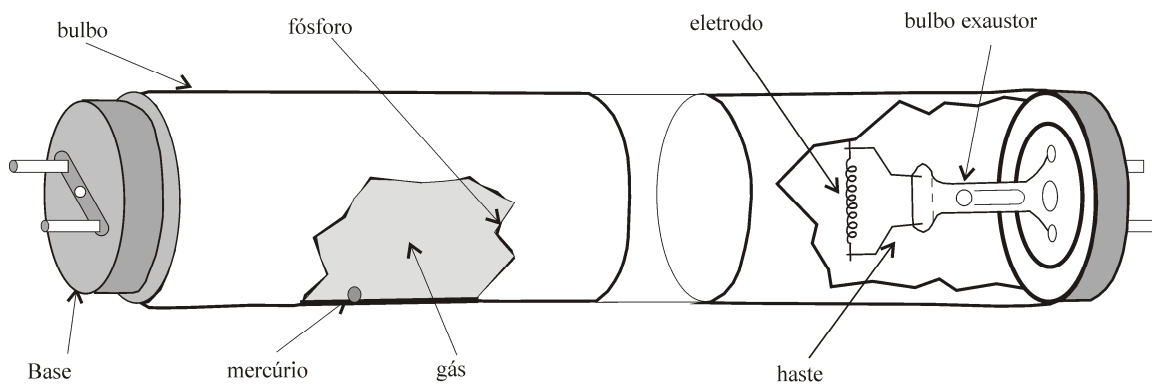


Figura 2.2 - Construção das LFT [29]

2.5 Quantificação do mercúrio em lâmpadas fluorescentes

As lâmpadas que contêm mercúrio (fluorescente, mista, vapor de mercúrio, vapor de sódio e vapor metálico) apresentam vantagens com relação às lâmpadas que não contêm, como por exemplo, eficiência luminosa de 3 a 6 vezes maior, vida útil de 4 a 15 vezes superior, além de redução no consumo de energia elétrica de aproximadamente 80% [30]. Contudo, o mercúrio é um metal reconhecidamente tóxico, que pode contaminar o solo, as plantas, os animais e a água. Por isso, existe atualmente, uma preocupação com o descarte das LF. As grandes empresas têm se adequado às legislações ambientais, remetendo as lâmpadas, depois de usadas, a empresas de reciclagem. Ao contrário, as lâmpadas de uso residencial, geralmente são descartadas sem nenhum cuidado, ou são misturadas com os demais resíduos não inertes.

A quantidade de mercúrio de uma LF pode variar de acordo com o tipo de lâmpada, o fabricante e o ano de fabricação. Ao longo dos anos, essa quantidade vem diminuindo significativamente. Existe um estudo realizado pela *National Electrical Manufacturers Association (NEMA)*, que mostra que a quantidade de mercúrio das LF foi reduzida em aproximadamente 40%, entre os anos de 1995 e 2000. Segundo a *United States Environmental Protection Agency (U.S.EPA)*, a quantidade de mercúrio de uma LF de 40 W é atualmente 21 mg aproximadamente. Com relação às espécies do mercúrio de uma LF, existem controvérsias quanto à sua quantidade. Dados fornecidos pela *NEMA* indicam que 0,2% estão sob a forma de mercúrio elementar, no estado de vapor. Os outros 99,8% estão sob a forma Hg^{2+} , absorvido pela camada de fósforo e o vidro [31].

2.6 Princípio de funcionamento das LF de cátodo quente

Quando uma LF é submetida a um potencial elevado, como mostrado na Figura 2.3, a circulação da corrente elétrica através dos eletrodos origina a liberação de elétrons. Esses elétrons colidem com os átomos de mercúrio, provocando o deslocamento de um elétron no átomo para uma órbita de maior nível de energia, que ocorre pela absorção da energia cinética do elétron. Essa situação é instável e por isso o elétron retorna para a sua órbita original, liberando energia na forma de radiação UV com comprimentos de onda de aproximadamente 253,7 nm e 184,9 nm (ver Figura 2.4) [4], [5], [26], [29], [32]. Esses comprimentos de onda não são visíveis ao olho humano, que compreende a faixa de 380 a 770 nm. A camada de fósforo que reveste as paredes internas do tubo da lâmpada absorve a radiação UV com os dois comprimentos de onda citados, contudo, apenas a radiação constituída pela linha ressonante com comprimento de onda de 253,7 nm é convertida em luz visível [26].

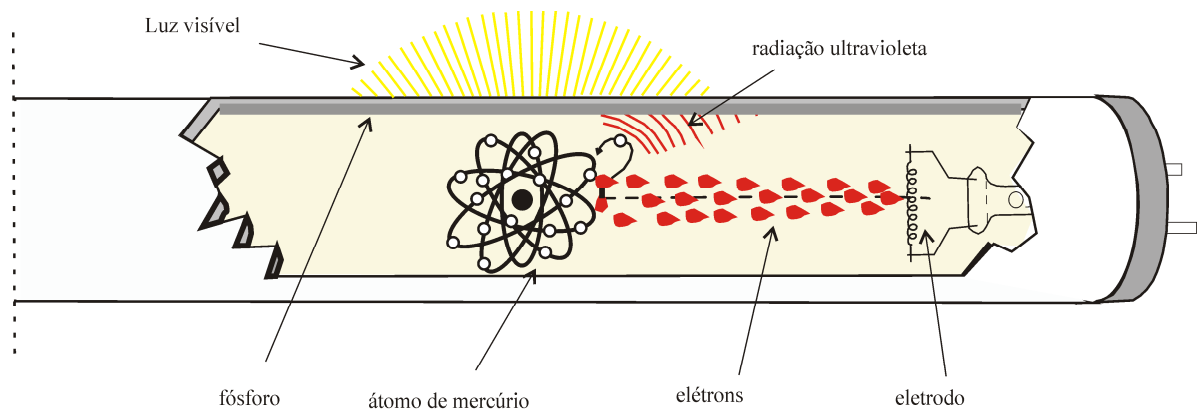


Figura 2.3 - Princípio de funcionamento de uma LFT [3]

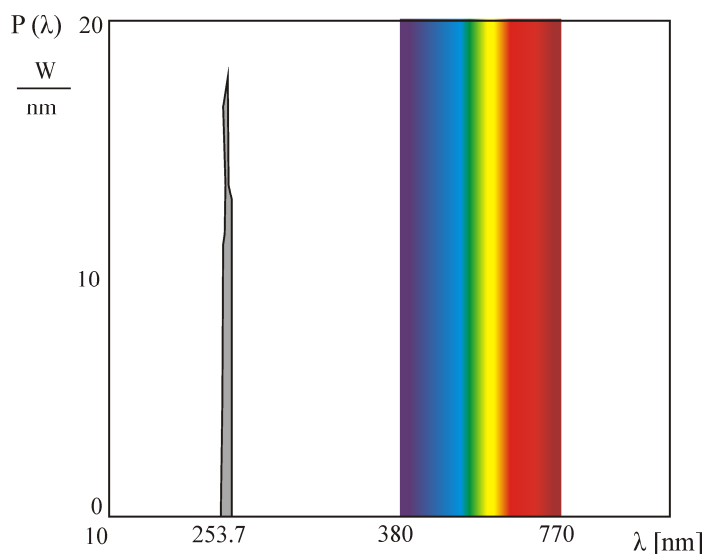


Figura 2.4 - Espectro de radiação e as cores correspondentes com relação ao comprimento de onda [33]

O fósforo é um composto orgânico, que quando excitado por radiação UV do espectro do mercúrio, emite radiação num comprimento de onda visível ao olho humano. Para uma melhor eficiência da lâmpada, o fósforo que reveste o tubo deve absorver o máximo da radiação UV produzida pela lâmpada e convertê-la em radiação visível. Além da eficiência, o IRC e a temperatura de cor da LF estão diretamente ligados à composição do fósforo. As LFT padrão do tipo T12 atingem uma eficiência luminosa de até 70 lm/W e IRC entre 48 e 70. Já as lâmpadas que empregam metais terras raras, os trifósforos, chegam a uma eficiência de 100 lm/W e IRC de 85 [3]. Esses metais permitiram reduzir o diâmetro das LF, possibilitando a fabricação das LFC, que têm eficiência na faixa de 50 a 80 lm/W e IRC de 85.

A eficiência luminosa depende também da espessura da camada de fósforo. Essa camada deverá ser tão fina quanto possível para evitar demasiada absorção, contudo, espessa o suficiente para evitar transparência para a radiação UV. A temperatura do tubo da LF também influencia na eficiência. Atualmente, tem-se usado amálgama de índio para estabilizar o fluxo luminoso com a variação da temperatura [33]. Na Figura 2.5 é mostrado um gráfico com a comparação da variação da eficiência luminosa em função da temperatura do tubo de uma LF com tubo normal e uma LF com tubo que contém amálgama de índio.

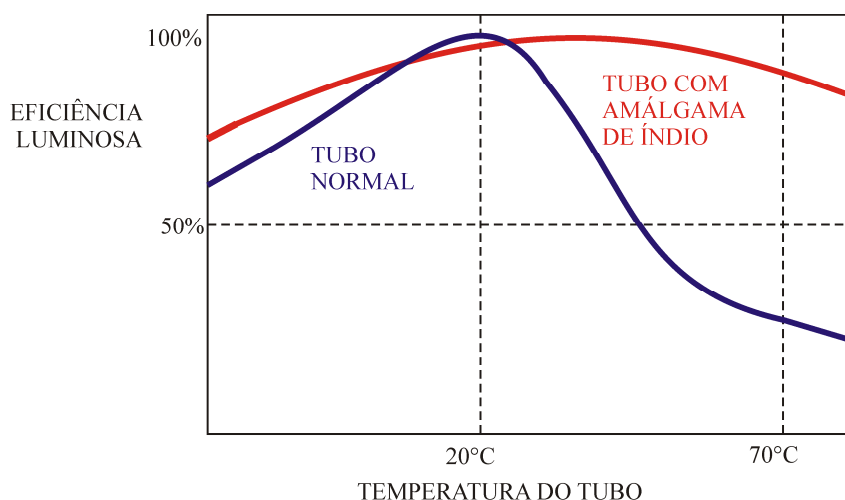


Figura 2.5 - Eficiência luminosa x temperatura de uma LF com tubo normal e com amálgama de índio [33]

Através da Figura 2.5 é possível ver que a eficiência luminosa de uma LF com tubo normal é bastante suscetível a variações de temperatura, podendo ser diminuída em menos de 50% em temperaturas elevadas. Outro fator que influencia na eficiência luminosa é a frequência de operação. Para altas frequências, na faixa de 35 a 50 kHz, a eficiência luminosa de uma LF atinge seu valor mais elevado [7].

Com relação à potência emitida por uma LF, aproximadamente 65% é convertida em calor, enquanto 30% da potência é emitida em forma de radiação visível e aproximadamente 0,5% é emitida em forma de radiação UV [6], [33].

2.7 Estabilização da corrente em regime permanente

Quando uma alta diferença de potencial é aplicada em uma LF, os elétrons emitidos por um dos eletrodos previamente aquecidos, o cátodo, são acelerados em direção ao outro eletrodo, que tem a função de ânodo. No percurso entre os eletrodos, o gás é ionizado e há a produção de pares íons-elétrons, através de um processo em cascata, que aumenta a condutividade do meio, até atingir o limite de corrente que a fonte de alimentação pode fornecer e/ou a destruição da lâmpada. Para alcançar uma eficiência elevada, a emissão de luz pela lâmpada exige que ela opere com uma corrente preestabelecida, que é limitada pelo reator, eletrônico ou eletromagnético.

Tem sido dada especial atenção no desenvolvimento dos reatores eletrônicos, devido aos benefícios que eles trazem, citados no capítulo 1. Entre esses benefícios está a ausência do *flicker* em baixa frequência.

2.7.1 *Flicker* (Cintilamento)

O *flicker* ou cintilamento é a medida da modulação da luz emitida [6], [26]. Em sistemas que operam em baixa frequência, ele é causado pela modulação da tensão da rede de alimentação.

O *flicker* percentual pode alcançar valores de até 33% [34], pelo fato de haver a extinção da descarga 120 vezes por segundo. Se a lâmpada for alimentada em alta frequência (> 20 kHz devido ao ruído audível), o cintilamento pode cair à zero, desde que a tensão da lâmpada não possua modulação em baixa frequência. Em frequências elevadas, não há a extinção da descarga, devido à inércia do fósforo que reveste o tubo da LF.

O *flicker* pode causar desconforto e também reduzir a produtividade em algumas pessoas, principalmente as que trabalham próximo a monitores de vídeo, devido à interferência com a taxa de atualização do vídeo [6]. Logo, a redução do *flicker* é um dos muitos benefícios da alimentação das LF em alta frequência, se não houver uma modulação relevante da tensão de alimentação da lâmpada em baixa frequência.

2.8 Características quanto a alimentação das lâmpadas fluorescentes

Quando uma LF é alimentada em baixa frequência, 60 Hz, ocorre a re-ignição da lâmpada 120 vezes por segundo, ou seja, toda vez que a tensão da rede passar abaixo do valor de arco, quando a descarga é cessada. Ocorre nova ignição quando a tensão sobre a LF atinge o valor de partida no próximo semiciclo. Esse processo diminui a vida útil da lâmpada, devido aos picos de tensão para a re-ignição. No processo repetitivo de partida, os eletrodos trocam de função a cada semiciclo, operando alternadamente como ânodo e cátodo. Outra característica da re-ignição é que o processo de emissão de luz da LF é prejudicado com a extinção periódica da descarga. Uma alternativa seria a alimentação da lâmpada em corrente contínua. Contudo, nesse caso, ocorreria um desgaste desigual dos eletrodos, além do fenômeno conhecido como cataforese, que diminui o tempo de vida útil da LF devido à diferença de temperatura dos eletrodos e o seu consumo desigual de energia [35]. A cataforese provoca também o deslocamento de parte do vapor de mercúrio para os eletrodos, gerando deformações no arco e alterações de cor.

A solução empregada nos últimos anos é a alimentação da LF em alta frequência, que garante uma eficiência luminosa elevada e igual a da alimentação em corrente contínua, além de garantir operação estável da lâmpada [6], [25], [29].

2.9 Perdas nos eletrodos

Nessa seção serão analisados separadamente os eletrodos da LF, ânodo e cátodo, considerando os fenômenos relacionados a ambos.

2.9.1 Ânodo

A corrente de descarga de uma LF é conduzida pelos elétrons, por possuírem uma maior mobilidade com relação aos íons. O número de elétrons gerados e perdidos por difusão para a parede do tubo, em uma unidade de volume, deve ser igual para manter a neutralidade da coluna positiva [6].

Na região adjacente ao ânodo são gerados os íons positivos, que devem ser fornecidos à região anódica da coluna positiva. Essa região possui um campo elétrico intenso, onde existe uma diferença de potencial na ordem de grandeza de 3 a 15 V, aproximadamente. Essa diferença de potencial acelera os elétrons, de forma que estes produzam uma taxa de ionização suficiente para suprir a demanda de íons da coluna positiva e compensar as perdas por difusão para a parede do tubo.

A queda de tensão na região anódica tem característica oscilatória. O potencial no ânodo é elevado sempre que a parte ativa dos eletrodos na fase anódica não consegue acumular elétrons suficientes, surgindo assim a diferença de potencial citada acima, que acelera os elétrons e provoca uma ionização adicional do gás. Essa ionização tende a compensar a camada de carga negativa que se estabelece nas vizinhanças do ânodo, reduzindo o seu potencial até se igualar ao do plasma. Na operação em baixa frequência, o suprimento de íons na região adjacente ao ânodo se esgota antes da inversão do sentido da corrente na lâmpada, provocando oscilações, que aparecem também na envoltória da tensão na LF, quando esta for alimentada em alta frequência com tensão modulada em baixa frequência.

Se a frequência de operação da tensão de alimentação da lâmpada for aumentada gradativamente, existe um limiar, no qual a quantidade de íons gerados no semiciclo anterior é suficiente para satisfazer a demanda do lado anódico da coluna positiva. Assim, a queda de tensão do ânodo assume um valor baixo durante toda fase anódica do eletrodo, desaparecendo as oscilações [26].

2.9.2 Cátodo

Durante a fase catódica o eletrodo tem a função de emissão de elétrons. Para a emissão termiônica, o calor necessário ao eletrodo é fornecido pelo bombardeamento de íons na fase catódica e por elétrons na fase anódica, além do efeito Joule, que é resultante da circulação de corrente pelo eletrodo.

A emissão de elétrons durante o semiciclo em que o eletrodo funciona como cátodo é maior que o necessário para manter uma dada corrente na descarga, fato que ocorre devido à inércia térmica dos eletrodos. Devido a essa emissão de elétrons em excesso, surge um acúmulo de cargas ao redor do eletrodo, que faz com que se estabeleça um potencial que diminui o bombardeamento de íons sobre o mesmo, limitando a circulação de elétrons.

A frequência de operação é um fator que também tem influência sobre as perdas no cátodo. A constante de tempo de decaimento dos portadores de carga por difusão ambipolar é de aproximadamente 500 μs . Para frequências acima de 3 kHz, a constante de decaimento da densidade de elétrons na descarga é longa comparada com o período do semiciclo, não ocorrendo assim a desionização da coluna positiva. Desse modo, as condições para o restabelecimento da descarga em alta frequência são mais favoráveis do que em 60 Hz [6], [26].

Na ignição em alta frequência, não ocorre descarga negativa [25], fato que reduz o bombardeamento de íons sobre os eletrodos, aumentando assim a eficiência da lâmpada operando acima de 3 kHz.

2.10 Características de ignição

A ignição é um dos fatores que mais influenciam na vida útil de uma LF. Se não for adequada, pode gerar incandescência nos eletrodos da lâmpada, o que gera descoloração nas extremidades da LF, diminuindo sua luminosidade e vida útil. Para evitar esse fenômeno indesejado, a corrente de descarga luminescente, conhecida como corrente *glow*, deve ser limitada em 25 mA [6], [25].

Para uma adequada emissão termiônica, os filamentos da LF devem ser aquecidos até uma temperatura de aproximadamente 900 °C antes da formação do arco de descarga. Nessa temperatura a emissão termiônica é excelente [4], [6], [25], [26], [32].

A Figura 2.6 sugere que, limitando apropriadamente a tensão de circuito aberto do reator durante 500 ms, a mistura gasosa pode ser aquecida aplicando uma tensão nos

filamentos, que deve estar entre o valor máximo e mínimo, mostrados na figura. Desde que não exista corrente de arco circulando pela LF, não haverá crepitação nos eletrodos [25]. Após, aproximadamente, 500 ms de pré-aquecimento, a mistura gasosa está na temperatura adequada para ignição e nesse instante a tensão de circuito aberto total pode ser aplicada. Dessa forma, a corrente de descarga do arco pode fluir pela lâmpada para completar a seqüência de ignição adequadamente.

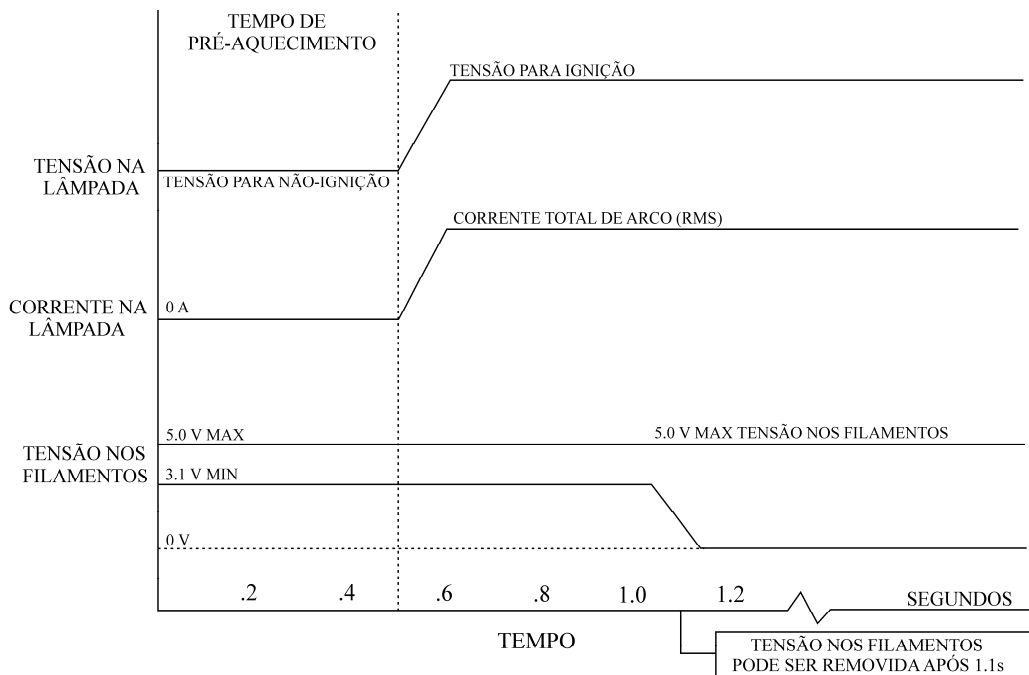


Figura 2.6 - Tensões e correntes em uma LF em um sistema com partida rápida

A forma de onda da corrente de arco deve ser preferivelmente senoidal, não modulada e contendo a menor modulação em baixa frequência do barramento possível. Além disso, o fator de crista da corrente para a condição de operação deve ser o mais baixo possível, para aumentar a vida útil da lâmpada [25], [26].

Com o propósito de melhorar a eficiência do sistema, o aquecimento dos filamentos pode ser desligado após o processo de ignição estar completo, depois de aproximadamente 1,1 s, quando a mistura gasosa já está estabilizada [6], [25], [32].

Uma diferença importante entre sistemas que operam em 60 Hz e sistemas que operam em alta frequência é a relação de proximidade entre a lâmpada e a luminária. Essa relação não deve ser menor que 1/8 de polegada em alta frequência, porque caso seja inferior, ocorrerá o aumento do acoplamento capacitivo entre a lâmpada e a luminária, o que pode aumentar substancialmente a quantidade de corrente que flui da lâmpada para a luminária [5],

[25], [26], [32]. Em sistemas que operam em 60 Hz, essa distância não é problema porque o acoplamento capacitivo é bem menor. Normalmente é requerida uma distância de auxílio de 1/2 polegada para que se tenha uma partida confiável.

2.10.1 Tensão de circuito aberto

Antes da ignição da LF, a tensão de circuito aberto deve ser a menor possível. Entretanto, essa tensão tem um valor mínimo que deve ser respeitado para garantir a ignição.

Com tempo de pré-aquecimento de 500 ms e temperatura ambiente de 25 °C, é necessária uma tensão senoidal na lâmpada superior a 250 V_{RMS} para partir uma LF de cátodo quente de 40 W, independente da frequência de operação. Para a ignição da mesma lâmpada sem pré-aquecimento, a uma distância de 5 mm de uma luminária metálica, é necessária a aplicação de uma tensão de aproximadamente 1500 V na LF, valor que é dependente da temperatura ambiente, umidade do ar e distância da luminária [25], [26].

2.11 Fim da vida útil de uma LF

O fim da vida útil de uma LF ocorre, principalmente, devido à perda do material emissivo dos eletrodos da lâmpada [36], [37]. Ruptura dos filamentos é observada em algumas circunstâncias, tais como: operação em alta frequência e ignição frequente em reatores de partida instantânea (sem pré-aquecimento).

2.12 Fatores que influenciam na vida útil da lâmpada

Existem três fatores que influenciam na vida útil da LF: fator de crista da corrente, sobretensão nos eletrodos (superaquecimento) e corrente nominal através da lâmpada. O elemento que determina esses fatores é o reator que alimenta a LF, por isso, há grande preocupação com um bom projeto e o cumprimento das normas existentes.

O fator de crista é a razão entre o valor de pico e o valor eficaz (RMS) da corrente na lâmpada. Um fator de crista elevado indica uma forma de onda distorcida e com elevada corrente de pico, o que pode danificar os eletrodos da LF e diminuir sua vida útil. O máximo fator de crista permitido pela norma ANSI C82.11 é 1.7 [38]. Uma senóide apresenta um fator de crista de 1.41. O limite dado pela norma é baseado na operação em 60 Hz, por isso, em alta frequência esse valor é questionável [39]. Fatores de crista acima de 1.7 podem ser aceitáveis

na operação em alta frequência, devido à maior eficiência no aquecimento dos filamentos [26].

A máxima eficiência com relação ao fator de crista seria alcançada na alimentação da lâmpada em corrente contínua, que teria fator de crista igual a 1. Todavia, como já citado, esse tipo de alimentação não é aconselhado devido aos problemas que ocasiona.

A maioria dos reatores aplica uma tensão sobre os filamentos da LF em regime permanente, para que permaneçam aquecidos durante todo tempo de operação da lâmpada. Reatores de partida instantânea e reatores de partida rápida modificados não aplicam tensão sobre os filamentos, ou seja, não os aquecem. Alguns reatores eletrônicos de partida rápida e a maioria dos reatores eletromagnéticos continuam a aplicar uma tensão de aproximadamente 3.5 V nos filamentos, em regime permanente. Essa tensão faz com que seja aumentada a potência ativa do sistema, entretanto, diminui ou pode evitar a crepitação do material emissivo dos eletrodos, que ocorre se a temperatura dos mesmos cai para valores abaixo de 700 °C. Quando a intensidade luminosa de uma LF é alterada, a temperatura dos filamentos pode cair para valores abaixo de 700 °C, se não for mantido o aquecimento dos mesmos por uma “fonte externa”, pois, na variação da intensidade luminosa há diminuição da corrente na LF, podendo reduzir a potência dos filamentos, e conseqüentemente sua temperatura. Assim, uma tensão aplicada mesmo após a ignição, pode ser aconselhada para manter os filamentos aquecidos. Já para temperaturas superiores a 1000 °C, a vida útil da LF é reduzida devido à evaporação do material emissivo dos eletrodos [6], [25].

Corrente nominal na LF é a corrente que flui em regime permanente na lâmpada. A medição da luminosidade gerada (*ballast factor*) é a razão entre o fluxo luminoso de uma lâmpada operando com um dado reator e o fluxo luminoso dessa mesma lâmpada operando com um reator de referência. Esses parâmetros são diretamente relacionados com o fato de que reduzindo a corrente de operação da lâmpada, reduz-se o nível de luminosidade da LF e também o *ballast factor*. A *American National Standards Institute (ANSI)* limita um valor para a máxima e mínima corrente de operação de uma LF. O limite máximo tem o objetivo de minimizar a evaporação do material emissivo dos eletrodos. Já o limite mínimo tem o objetivo de minimizar a crepitação dos mesmos.

2.13 Tipos de ignição e efeitos na vida útil da LF

Existem quatro principais métodos de ignição ou partida de uma LF, que são: partida com pré-aquecimento, partida rápida (incluindo a partida rápida modificada), partida programada e partida instantânea.

Nos sistemas com pré-aquecimento, o *starter* desvia a corrente da lâmpada para os filamentos para aquecê-los. Quando o *starter* abre, uma diferença de potencial que varia de 200 a 300 V_{RMS} é aplicada na LF para propiciar sua ignição. Esse método é obsoleto, contudo, ainda bastante utilizado [3].

Reatores com partida rápida incluem um circuito de aquecimento dos filamentos, o qual fornece uma diferença de potencial de aproximadamente 3.5 V nos filamentos, para que atinjam uma temperatura entre 700 e 1000 °C, ao mesmo tempo em que uma tensão de 200 a 300 V_{RMS} é aplicada na lâmpada. A ignição ocorre geralmente em 1 ou 2 segundos. Alguns modelos de reatores eletrônicos com partida rápida continuam aquecendo os filamentos mesmo após a ignição, aumentando o consumo do reator entre 1.5 e 3 W. Nos reatores de partida rápida modificada, a tensão de aquecimento é desligada após a ignição da lâmpada.

No método de partida programada, os filamentos da LF são pré-aquecidos até uma temperatura suficiente para emissão adequada de elétrons, sem surgimento de ionização dos eletrodos, mantendo a tensão da lâmpada baixa suficiente para que a corrente *glow* não supere o valor máximo permitido. Após terminar o período de pré-aquecimento, uma tensão é aplicada para iniciar a descarga elétrica. Existem alguns métodos para avaliar a temperatura dos filamentos da LF durante o pré-aquecimento. Entre esses, destaca-se o método SoS (*sum of the squared lead wire currents* – soma dos quadrados das correntes nos terminais) [3], [40], que consiste no cálculo da relação entre resistência quente do filamento (R_h) e a resistência fria (na temperatura ambiente 25 °C) do mesmo filamento (R_c). Em [36] foi mostrado que essa relação de resistências no instante da ignição da LF, alimentada com reatores eletrônicos de partida rápida, influi diretamente na vida útil da lâmpada. Para uma relação de $R_h/R_c = 2.75$, a vida útil da LF analisada ficou em 12000 horas, aproximadamente. Para uma relação de $R_h/R_c = 4.25$, a vida útil aumentou para até 42000 horas.

Na partida instantânea é aplicada uma tensão elevada na lâmpada, acima de 700 V para uma LF T8 de 40 W. Apesar dos reatores que apresentam esse método de ignição consumirem menos energia elétrica, a partida sem pré-aquecimento pode danificar os eletrodos e reduzir a vida útil da lâmpada.

2.14 Impacto da variação da frequência na vida útil da lâmpada

Quando é alterada a intensidade luminosa de uma LF, através da variação da frequência da tensão de alimentação, a redução da potência entregue a LF pode acarretar em subaquecimento dos filamentos. Contudo, em casos em que ocorre aumento da frequência, mas sem diminuição da potência, pode ocorrer um superaquecimento dos filamentos. Em reatores eletrônicos que possuem circuito ressonante para alimentação da LF, especialmente reatores que apresentam capacitor em paralelo com a lâmpada, quando a frequência de comutação é alterada, ocorre uma alteração na impedância dos elementos reativos do filtro, e conseqüente, alteração da corrente que circula no circuito ressonante. Em casos de manutenção da potência da LF independente da frequência de operação do reator, quando a frequência é aumentada, ocorre uma redução da impedância do capacitor em paralelo com a lâmpada, aumentando a corrente que circula por esse capacitor (i_{CP}) e pelos filamentos da lâmpada (r_e), conforme mostra a Figura 2.7. Mantendo a potência da LF fixa, não há diminuição no valor da corrente que circula na lâmpada (i_L). Desse modo, com o aumento de i_{CP} , pode ocorrer superaquecimento dos filamentos.

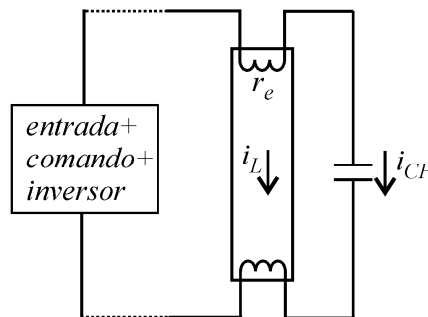


Figura 2.7 - Esquemático de uma LF considerando a resistência dos eletrodos

2.15 Conclusão

Nesse capítulo foi realizada uma análise geral das LF, desde o princípio de funcionamento até as características que influem na operação e comportamento desse tipo de lâmpada de descarga. Foi mostrada também a importância fundamental dos filamentos, que influem diretamente na vida útil de uma LF.

Deve ser ressaltada a importância do conhecimento das características e comportamento da carga que será trabalhada. Para o projeto de um reator eletrônico, por

exemplo, deve-se ter consciência da característica de impedância incremental negativa da LF, além de considerar que é necessária uma alta tensão de ignição, entre outras particularidades.

CAPÍTULO 3

REATOR ELETRÔNICO AUTO-OSCILANTE – REAO

3.1 Introdução

Os reatores eletrônicos possuem vantagens conhecidas com relação aos eletromagnéticos, apresentadas no capítulo 1. Entre essas vantagens, inclui-se a operação em alta frequência, maior que 20 kHz até centenas de quilohertz. Entretanto, operando em frequências elevadas, os reatores eletrônicos podem apresentar elevadas perdas de comutação, por isso, deve-se ter atenção com a comutação ZVS.

É apresentado na literatura que conversores como: *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *Flyback* e *Zeta*, têm sido usados para alimentar lâmpadas de descarga em aplicações com CFP [41]-[44]. Para alimentação das LF, o inversor *half-bridge* com comando auto-oscilante tem sido empregado, pois, esse tipo de comando tem características favoráveis, tais como: robustez, simplicidade e confiabilidade [5], [29].

Existem diversos tipos de circuitos de comando para reatores eletrônicos. Entre os mais utilizados, além do circuito de comando auto-oscilante, estão os circuitos que empregam *voltage controlled oscillator* (VCO), constituídos por microcontroladores ou circuitos integrados (CIs). Esses CIs funcionam como *gate drivers*, para acionamento dos interruptores dos circuitos inversores, geralmente MOSFETs ou IGBTs. A principal diferença entre os circuitos de comando auto-oscilante e os que empregam VCO é a dependência da carga. O circuito de comando auto-oscilante tem seu funcionamento dependente dos parâmetros dos componentes que o compõem, além de depender da carga, fato que dificulta sua utilização em aplicações com carga variável. Ao contrário, o circuito de comando que emprega VCO não é influenciado pela carga que o conversor está alimentando. Contudo, em aplicações para

controlar a intensidade luminosa, o circuito de comando auto-oscilante pode ser utilizado, pela possibilidade de variação automática da frequência de acordo com parâmetros de projeto.

Historicamente, o circuito de comando auto-oscilante começou a se tornar difundido em 1955, com o surgimento do transistor bipolar. Antes de ser aplicado em reatores eletrônicos, o circuito de comando auto-oscilante teve aplicações para modulação em frequência, demodulação, amplificação, conversores de potência, entre outras [45]-[47].

O circuito de comando auto-oscilante é constituído por um transformador de corrente, entre outros componentes. Por isso, sua aplicação com transistores bipolares foi facilitada, já que, muitas vezes, os circuitos auto-oscilantes eram implementados empiricamente. Assim, tornava-se necessário a apresentação de um projeto adequado para inversores ressonantes com circuito de comando auto-oscilante empregando transistores bipolares. Em [48]-[50] são mostrados o projeto de reatores eletrônicos utilizando esse tipo de semicondutor como interruptores.

Com o surgimento do MOSFET, esse semicondutor tornou-se uma boa alternativa no projeto de reatores eletrônicos utilizando o circuito de comando auto-oscilante. Em [13], [51], [52] são mostrados o projeto do circuito de comando auto-oscilante do REAO, utilizando MOSFETs como dispositivo de comutação do inversor *half-bridge*. Em [29] é mostrado o projeto do REAO utilizando técnicas adequadas para o seu projeto, considerando que o circuito comporta-se como um sistema de controle de uma entrada e uma saída (SISO), com comportamento não-linear.

Nesse capítulo será feita uma análise do REAO. Será apresentado o princípio de funcionamento e o projeto do filtro ressonante LCC utilizado. É de fundamental importância o entendimento do princípio de funcionamento e procedimento de projeto do REAO, para que seja empregado no projeto do REAO com entrada universal, apresentado no capítulo 4.

3.2 Descrição e princípio de funcionamento do REAO

Na Figura 3.1 é apresentado o circuito do REAO. A descrição da operação desse reator eletrônico é realizada assumindo que são satisfeitas as condições para o sistema apresentar uma oscilação auto-sustentada [3], [53].

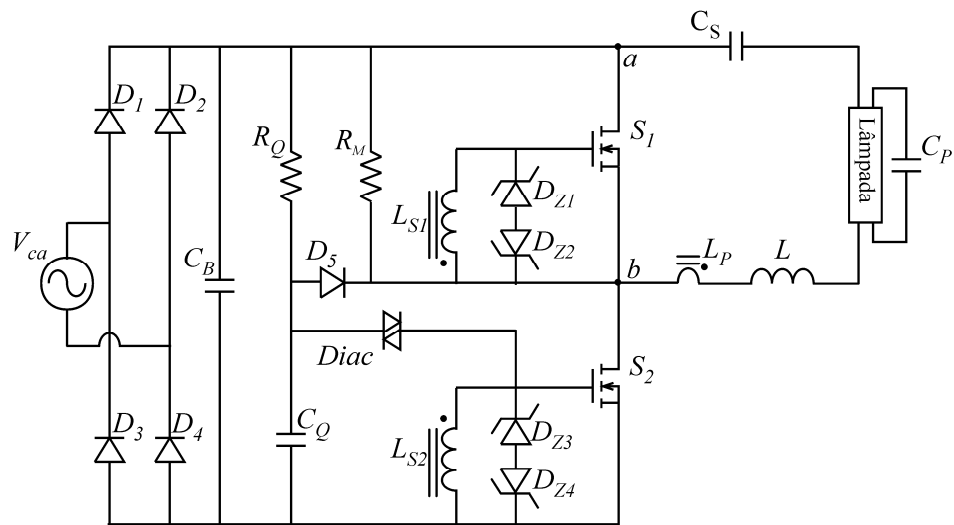


Figura 3.1 – Reator eletrônico auto-oscilante (REAO)

Para realizar a análise do circuito, os elementos do filtro ressonante (L , C_S , C_P) são assumidos ideais, a rede de alimentação (V_{ca}), a ponte retificadora (D_1 - D_4) e o capacitor de barramento (C_B) são representados por uma fonte de tensão contínua (E). Além disso, a LF é representada pela sua resistência equivalente (R), os elementos parasitas dos MOSFETs (S_1 , S_2) são desprezados, os diodos zener (D_{Z1} - D_{Z4}) são considerados ideais e também são desconsideradas as perdas no (TC) e seus elementos parasitas. Assim, o circuito da Figura 3.1 é representado pelo circuito da Figura 3.2.

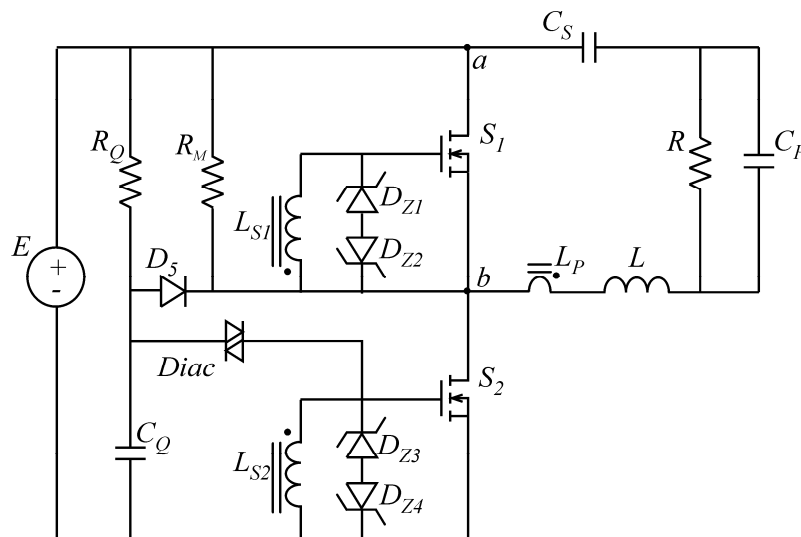


Figura 3.2 - Circuito do REAO com condições para oscilação auto-sustentada

O princípio de funcionamento do REAO é dividido em três partes, para facilitar seu entendimento, mostradas a seguir:

- Primeira parte: consiste do circuito de disparo, constituído por R_Q , C_Q , R_M , D_5 e *Diac*.
- Segunda parte: consiste do filtro ressonante e lâmpada.
- Terceira parte: é constituída pelo circuito de comando formado pelo TC (L_P , L_{S1} , L_{S2}) e pelos diodos zener D_{Z1} - D_{Z4} .

Quando o circuito é energizado, ocorre a carga do capacitor C_Q através do resistor R_Q . Quando a tensão em C_Q alcança a tensão de avalanche do *Diac*, que é aproximadamente 30 V, esse semiconductor “dispara” aplicando uma tensão positiva nos terminais *gate-source* do interruptor S_2 . O interruptor conduz então, forçando a circulação de corrente no circuito ressonante. A corrente que circula no circuito ressonante, circula também pelo primário do TC (L_P), fazendo assim, os secundários (L_{S1} e L_{S2}), conduzirem também, comutando S_1 e S_2 de forma complementar, “ligando” e “desligando” o filtro ressonante com a tensão contínua do barramento, E .

Nessa etapa, antes da ignição, a lâmpada comporta-se como um circuito aberto. Após a partida, a LF assume o seu valor de resistência equivalente em regime permanente [54]-[57]. O resistor R_M descarrega os capacitores série (C_S) e paralelo (C_P) do filtro ressonante, evitando que a amplitude da corrente inicial no filtro LCC seja insuficiente para o comando dos interruptores, quando a tensão inicial dos capacitores C_S e C_P eventualmente seja próxima a E . A função do diodo D_5 é descarregar C_Q sempre que S_2 entrar em condução, o que evita que o *Diac* “dispare” novamente quando o circuito está em regime permanente. Com relação à C_Q , sua constante de tempo deve ser superior ao tempo de condução dos interruptores, para que esse capacitor seja descarregado antes de atingir a tensão de disparo do *Diac*. A função dos diodos zener D_{Z1} - D_{Z4} , é “grampear” a tensão *gate-source* de S_1 e S_2 .

Na Figura 3.3(a) é mostrado o circuito equivalente do secundário do REAO.

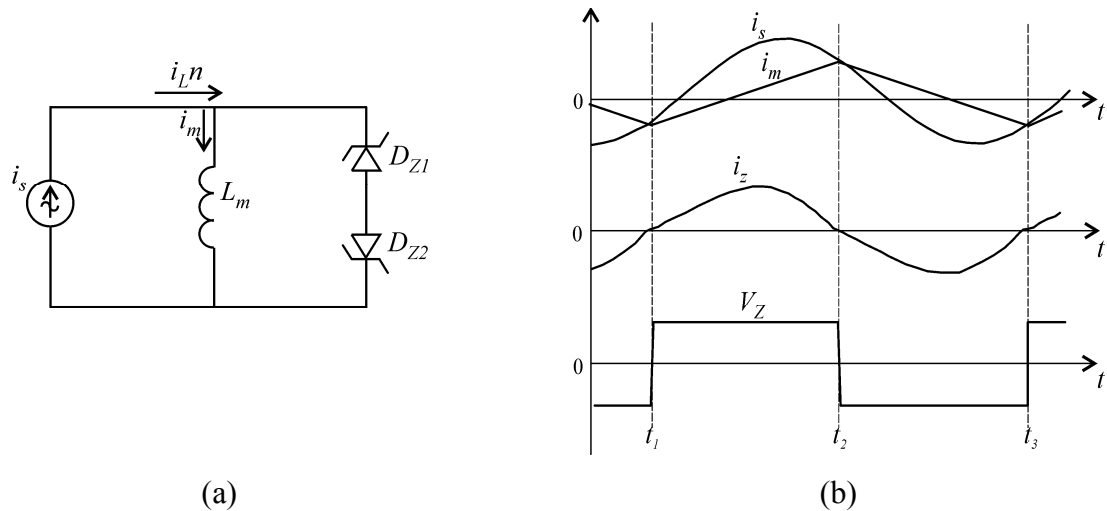


Figura 3.3 - (a) Circuito equivalente do secundário do REAO. (b) Formas de onda do circuito equivalente

A fonte de corrente i_s representa a corrente do filtro ressonante refletida para o secundário do TC. A indutância L_m representa a indutância magnetizante do TC referida ao secundário. Na Figura 3.3(b) são mostradas as formas de onda do circuito equivalente. As relações de corrente mostradas nas Figuras 3.3 (a) e (b) definem a troca de polaridade da tensão sobre D_{Z1} e D_{Z2} , e conseqüentemente sobre S_1 e S_2 . É possível verificar pelas figuras, que a troca da polaridade da tensão sobre D_{Z1} e D_{Z2} ocorre no instante que a corrente sobre esses diodos (i_z) cruza por zero. Das leis de Kirchoff, tem-se que i_z é o somatório das correntes i_s e i_m , que é a corrente da indutância magnetizante do TC referida ao secundário. Assim, i_z cruza por zero no instante que i_s e i_m se igualam. Como a corrente ressonante tem um valor fixo, determinado pelo projeto do filtro ressonante, conclui-se que, para determinar a frequência da troca de polaridade da tensão zener, e conseqüentemente, da tensão sobre S_1 e S_2 , deve-se primeiramente escolher a tensão zener de projeto, além de projetar adequadamente L_m .

Na Figura 3.4 é mostrada a representação do REAO por diagrama de blocos.

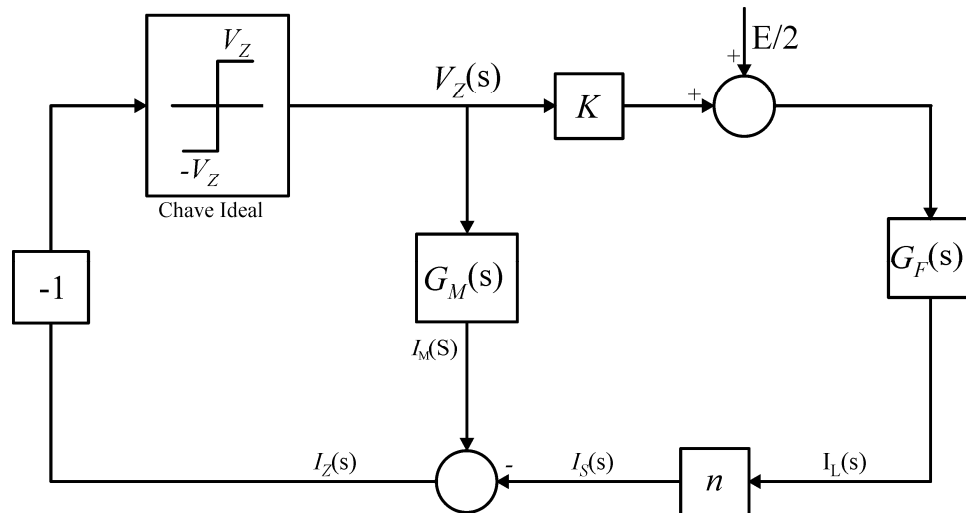


Figura 3.4 - Diagrama de blocos do REAO

O diagrama de blocos da Figura 3.4 pode ser dividido em duas partes: uma com comportamento linear e outra com comportamento não linear. A primeira parte, linear, é representada pelos blocos $G_F(s)$, que é a função de transferência da corrente ressonante em função da tensão aplicada ao filtro ressonante (V_{ab}), e $G_M(s)$, que é a função de transferência entre a corrente magnetizante e a tensão zener (V_Z). Também constituem a parte linear a constante n , que representa a relação de espiras do TC, e a constante K , que relaciona V_Z com V_{ab} . A segunda parte, com comportamento não linear, é representada pela chave ideal, que relaciona i_z e a tensão *gate-source* da saída V_Z , considerando as aproximações adotadas.

Por apresentar um comportamento não linear, a análise não pode ser realizada com técnicas de análise de circuitos lineares. Isso porque, há a descontinuidade devido à troca de estado dos interruptores do circuito do REAO, que permite caracterizá-lo como um sistema SISO com comportamento não linear. Em [13], [29], [52], [53], é mostrado a análise e o projeto do REAO como um sistema de controle com comportamento não linear, considerando o método da função descritiva e o critério de estabilidade estendido de Nyquist, que serão mostrados no capítulo 4.

3.3 Procedimento de projeto

O projeto do REAO possui uma seqüência lógica a ser seguida. Primeiramente, devem-se definir os dados de projeto, tais como: tensão de alimentação, potência da LF e a tensão dos diodos zener do circuito de comando. Em seguida, deve-se projetar o filtro ressonante, como será mostrado na seção 3.3.1. O terceiro passo é o projeto do circuito de

comando auto-oscilante. Por fim, o último passo é a análise da oscilação auto-sustentada. Não serão demonstrados nesse capítulo o projeto do circuito de comando e a análise da oscilação auto-sustentada. Esses itens serão apresentados no capítulo 4, pois apresentam algumas modificações com relação à análise para o projeto do REAO com entrada universal.

3.3.1 Projeto do filtro ressonante LCC

Como citado no capítulo 1, o projeto de um reator eletrônico depende do filtro ressonante, que deve atender os seguintes requisitos: ignição da LF, possibilidade de comutação ZVS, ausência de corrente contínua na lâmpada e pré-aquecimento dos filamentos.

Para o projeto do filtro ressonante, algumas aproximações são adotadas: a LF é representada pela sua resistência equivalente, utiliza-se a aproximação fundamental, ou seja, apenas a harmônica fundamental da tensão aplicada ao filtro ressonante é considerada. Além disso, todos os componentes do filtro são considerados ideais, desprezando seus elementos parasitas.

O projeto deve seguir as seguintes etapas:

- 1ª etapa: determinação da impedância de entrada: o filtro ressonante é constituído por uma impedância série e uma impedância paralela, ilustradas na Figura 3.5.

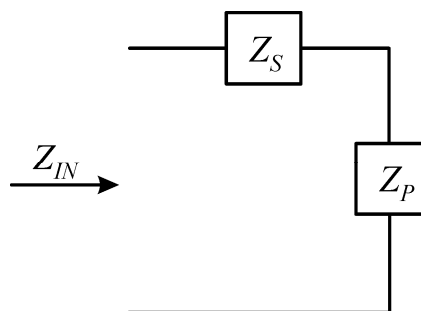


Figura 3.5 - Impedância de entrada do filtro LCC

A impedância de entrada do circuito é dada pela soma das impedâncias série e paralela, conforme (3.1).

$$Z_{IN} = Z_S + Z_P \quad (3.1)$$

A impedância série é dada por (3.2):

$$Z_S = j.\omega.L + \frac{1}{j.\omega.C_S} \quad (3.2)$$

A impedância paralela é definida em (3.3):

$$Z_P = \frac{R}{1 + j.\omega.C_P.R} \quad (3.3)$$

Racionalizando (3.3) para eliminar a parte imaginária do denominador, tem-se (3.4):

$$Z_P = \frac{R}{1 + j.\omega.C_P.R} \cdot \left(\frac{1 - j.\omega.C_P.R}{1 - j.\omega.C_P.R} \right) \quad (3.4)$$

Finalmente, tem-se a impedância paralela definida em (3.5).

$$Z_P = \frac{R - j.R^2.\omega.C_P}{1 + \omega^2.C_P^2.R^2} \quad (3.5)$$

A impedância de entrada pode então ser reescrita em (3.6) e (3.7).

$$Z_{IN} = \frac{R}{1 + \omega^2.C_P^2.R^2} + j \left(\omega.L - \frac{1}{\omega.C_S} - \frac{R^2.\omega.C_P}{1 + \omega^2.C_P^2.R^2} \right) \quad (3.6)$$

$$Z_{IN} = \frac{R}{1 + \omega^2.C_P^2.R^2} + j \left[\frac{(\omega.L - 1/\omega.C_S).(1 + \omega^2.C_P^2.R^2) - R^2.\omega.C_P}{1 + \omega^2.C_P^2.R^2} \right] \quad (3.7)$$

- 2ª etapa: determinação do ângulo de fase da impedância:

A impedância de entrada, dada por (3.7), é representada pela soma das partes real e imaginária, mostrada em (3.8).

$$Z_{IN} = \text{Re}(Z_{IN}) + j \text{Im}(Z_{IN}) \quad (3.8)$$

Sendo $\text{Re}(Z_{IN})$ e $\text{Im}(Z_{IN})$ dadas por (3.9) e (3.10), respectivamente:

$$\text{Re}(Z_{IN}) = \frac{R}{1 + \omega^2.C_P^2.R^2} \quad (3.9)$$

$$\text{Im}(Z_{IN}) = \left[\frac{(\omega.L - 1/\omega.Cs) \cdot (1 + \omega^2.CP^2.R^2) - R^2.\omega.CP}{1 + \omega^2.CP^2.R^2} \right] \quad (3.10)$$

O ângulo da impedância pode ser determinado através de (3.11).

$$\phi = \text{arctg} \left(\frac{\text{Im}(Z_{IN})}{\text{Re}(Z_{IN})} \right) \quad (3.11)$$

Substituindo os valores da parte real e da parte imaginária, tem-se o ângulo da impedância de entrada do filtro ressonante, definido em (3.12).

$$\phi = \text{arctg} \left(\frac{(\omega.L - 1/\omega.Cs) \cdot (1 + \omega^2.CP^2.R^2) - R^2.\omega.CP}{R} \right) \quad (3.12)$$

Aplicando a função $\text{tg}(\phi)$ em (3.12), tem-se (3.13):

$$\text{tg}(\phi).R = (\omega.L - 1/\omega.Cs) \cdot (1 + \omega^2.CP^2.R^2) - R^2.\omega.CP \quad (3.13)$$

- 3ª etapa: determinação da potência ativa entregue a lâmpada:

Como a LF é representada pela sua resistência equivalente, para o cálculo da potência ativa entregue a lâmpada, é considerada apenas a parte real da admitância ($1/Z_{IN}$) do filtro ressonante, deduzida nas equações subseqüentes.

$$\frac{1}{Z_{IN}} = \frac{1}{\text{Re}(Z_{IN})} + \frac{1}{j \text{Im}(Z_{IN})} \quad (3.14)$$

Substituindo (3.13) em (3.10), da parte imaginária de Z_{IN} , tem-se a admitância dada por (3.15):

$$\frac{1}{Z_{IN}} = \frac{1 + \omega^2.CP^2.R^2}{R + j.\text{tg}(\phi).R} \quad (3.15)$$

Para eliminar a parte imaginária, deve-se multiplicar (3.15) pelo conjugado, como mostrado em (3.16) a (3.18):

$$\frac{1}{Z_{IN}} = \frac{1 + \omega^2 \cdot C_P^2 \cdot R^2}{R + j \cdot \text{tg}(\phi) \cdot R} \cdot \left(\frac{R - j \cdot \text{tg}(\phi) \cdot R}{R - j \cdot \text{tg}(\phi) \cdot R} \right) \quad (3.16)$$

$$\frac{1}{Z_{IN}} = \frac{R - j \cdot \text{tg}(\phi) \cdot R + R^3 \cdot \omega^2 \cdot C_P^2 - j \cdot R^3 \cdot \omega^2 \cdot C_P^2 \cdot \text{tg}(\phi)}{R^2 + \text{tg}^2(\phi) \cdot R^2} \quad (3.17)$$

$$\frac{1}{Z_{IN}} = \frac{R + R^3 \cdot \omega^2 \cdot C_P^2}{R^2 + \text{tg}^2(\phi) \cdot R^2} - j \frac{\left(\text{tg}(\phi) \cdot R + R^3 \cdot \omega^2 \cdot C_P^2 \cdot \text{tg}(\phi) \right)}{R^2 + \text{tg}^2(\phi) \cdot R^2} \quad (3.18)$$

Dessa forma, tem-se a potência entregue a lâmpada conforme (3.19):

$$P(\phi) = \text{Re} \left(\frac{V_{ef}^2}{Z_{IN}} \right) \quad (3.19)$$

Onde V_{ef} é o valor eficaz da componente fundamental da tensão aplicada ao filtro ressonante, derivada da série de *Fourier* e dada por (3.20):

$$V_{ab}(t) = a_o + \sum_{i=1}^{\infty} \left[a_i \cdot \cos\left(\frac{2\pi i \cdot t}{T}\right) + b_i \cdot \text{sen}\left(\frac{2\pi i \cdot t}{T}\right) \right] \quad (3.20)$$

A forma de onda aplicada ao filtro ressonante é quadrada e é uma função par. Além disso, o nível contínuo é retirado pelo capacitor série, logo $a_o = 0$ e os termos em $\text{sen}(t) = 0$. Sendo assim, temos os termos a_i dados por (3.21):

$$a_i = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} E \cdot \cos\left(\frac{n \cdot \pi \cdot t}{T}\right) dt \quad (3.21)$$

Onde E é o valor da tensão contínua do barramento aplicada na entrada do filtro. Resolvendo a integral, tem-se (3.22):

$$ai = \frac{2.E.\text{sen}\left(\frac{n.\pi}{2}\right)}{n.\pi} \quad (3.22)$$

De (3.20) e (3.22) tem-se a componente fundamental da tensão aplicada ao filtro LCC dada por (3.23):

$$V_{ef} = \frac{2.E.\text{sen}\left(\frac{\pi}{2}\right)}{\pi} \cdot \cos(2.\pi) \quad (3.23)$$

Logo, V_{ef} pode ser reescrita em (3.24):

$$V_{ef} = \frac{2.E}{\pi} \quad (3.24)$$

Substituindo (3.24) e o valor real de (3.18) em (3.19), tem-se a potência ativa na LF dada por (3.25):

$$P(\phi) = \left(\frac{2.E}{\pi}\right)^2 \cdot \frac{R(1+R^2.\omega^2.CP^2)}{R^2[1+tg^2(\phi)]} \quad (3.25)$$

- 4ª etapa: Relacionar o ângulo da impedância (ϕ) com a potência na LF:

Para a escolha do ângulo ϕ com relação à potência, algumas condições devem ser satisfeitas, como: o ângulo deve garantir a comutação ZVS dos interruptores, deve proporcionar a ignição da lâmpada, ou seja, propiciar um ganho de tensão elevado ao filtro ressonante na partida e também garantir a potência nominal da LF em regime permanente. É utilizado um método gráfico para a determinação do ângulo ϕ que satisfaça essas condições. O método consiste em plotar o gráfico a potência da lâmpada em função de ϕ para as condições de partida e de regime permanente, mostrado na Figura 3.6. Além disso, o ângulo escolhido deve ser positivo para que o filtro ressonante tenha característica indutiva, garantindo assim a comutação ZVS [9].

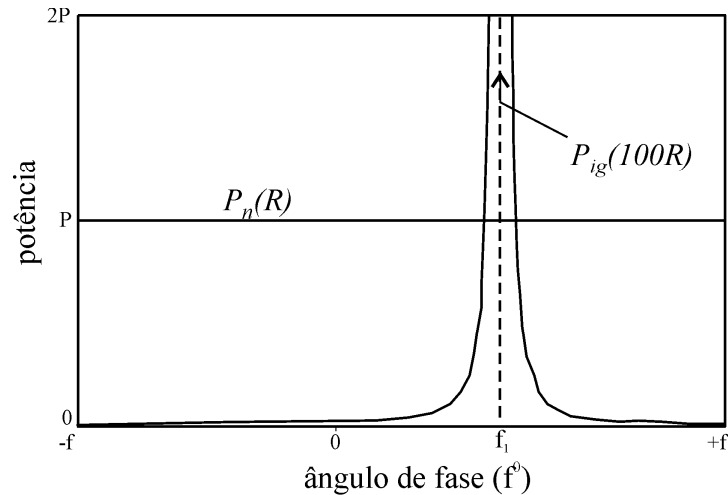


Figura 3.6 - Potência x ângulo de fase da impedância do filtro LCC

Onde $P_n(R)$ representa a potência nominal da LF, enquanto $P_{ig}(100R)$ representa a potência na ignição, para uma resistência da lâmpada 100 vezes maior que a resistência em regime permanente.

- 5ª etapa: determinação dos componentes do filtro:

Depois de determinar o ângulo da impedância do filtro que satisfaça as condições necessárias, podem-se determinar os componentes do filtro ressonante. Primeiramente, deve-se escolher o valor do capacitor série, que seja suficiente para não influenciar na frequência de ressonância na ignição e também para filtrar o nível contínuo da tensão aplicada na entrada do filtro ressonante [29].

O segundo passo consiste na determinação do capacitor paralelo, que é calculado isolando C_P em (3.25):

$$C_P(\phi) = \frac{1}{R \cdot \omega} \cdot \frac{\sqrt{R \cdot P(1 + \operatorname{tg}^2(\phi)) - 1}}{\left(\frac{2 \cdot E}{\pi}\right)^2} \quad (3.26)$$

Para projetar o indutor ressonante, deve-se isolar L em (3.13), chegando a (3.27):

$$L(\phi) = \frac{\operatorname{tg}(\phi) \cdot R + R^2 \cdot \omega \cdot C_P}{\omega(1 + \omega^2 \cdot C_P^2 \cdot R^2)} + \frac{1}{\omega^2 \cdot C_S} \quad (3.27)$$

Depois de projetado o filtro ressonante, deve-se projetar o circuito de comando auto-oscilante e avaliar a oscilação auto-sustentada, que serão apresentados no capítulo 4.

3.4 Conclusão

Nesse capítulo foi apresentado o circuito do REAO. Foi mostrado seu princípio de funcionamento e metodologia de projeto do filtro ressoante que alimenta a lâmpada, o qual é muito importante em um reator eletrônico, visto que, no caso do REAO, o circuito de comando é projetado em função dos parâmetros do filtro. Além disso, esse sistema ressonante tem funções bem definidas para alimentação das LF, aumentando a eficiência dos sistemas de iluminação fluorescente. Dentre os diversos métodos de projeto existentes na literatura, foi escolhido o que é baseado na defasagem angular entre a corrente e a tensão de entrada aplicada ao filtro, porém, qualquer outra metodologia poderia ser empregada.

Esse capítulo é a base necessária para o projeto do REAO com entrada universal, que será mostrado no capítulo 4, no qual será apresentado o projeto do circuito de comando e análise da oscilação auto-sustentada, além do projeto do circuito adicional, que é uma particularidade desse sistema com entrada universal.

CAPÍTULO 4

REATOR ELETRÔNICO AUTO-OSCILANTE COM ENTRADA UNIVERSAL

4.1 Introdução

Nos diferentes países do mundo, ou até mesmo, em diferentes regiões de um mesmo país, podem existir valores de tensão de alimentação diferentes nos sistemas de distribuição de energia elétrica. Países como Brasil, Bolívia, Colômbia, Coreia, Taiwan, entre outros, apresentam duas tensões de alimentação monofásicas, que são 127 ou 220 V_{RMS} . Já nos Estados Unidos, Canadá, México e Cuba, a tensão da rede é de 120 V_{RMS} [58]. Esses valores diferentes de tensão variam entre 100 V_{RMS} até 240 V_{RMS} nos diferentes países, com alguns valores intermediários, constituindo os valores de tensão de entrada universal.

Como não há a perspectiva da padronização da tensão da rede de energia elétrica devido, entre outros fatores, ao custo, que tornaria essa alternativa inviável, os fabricantes de aparelhos eletrônicos tendem cada vez mais a desenvolver sistemas com alimentação bivolt ou universal. Muitos fabricantes utilizam seleção manual para alimentação bivolt de seus dispositivos eletrônicos, o que possibilita risco de danificação do equipamento, no caso de imperícia ou negligência do operador. No caso de sistemas de iluminação, se desenvolvido um reator eletrônico que possibilite tensão de entrada universal, sem necessidade de nenhum ajuste manual, este torna-se uma boa alternativa, tanto para segurança do equipamento e do operador, quanto para os fabricantes desses dispositivos eletrônicos para alimentação de lâmpadas, que poderiam vender seus reatores para qualquer mercado consumidor, independente da tensão de alimentação.

O objetivo desse capítulo é propor uma metodologia de projeto de um REAO com tensão de entrada universal, sem necessidade de ajuste, independentemente da tensão de alimentação. Um circuito adicional junto ao REAO possibilita a tensão de entrada universal através de um controle *feedforward*, que é um controle feito com base nos dados da entrada. O controle *feedforward* permite que seja modificada a frequência de comutação do inversor *half-bridge* que alimenta o filtro ressonante, alterando o seu ganho e mantendo a potência da LF no seu valor nominal.

Um reator eletrônico com entrada universal foi proposto anteriormente em [59], contudo com circuito e metodologia de projeto diferente. Em [19] foi proposto um REAO com entrada bivolt, com possibilidade de variação da frequência, mas com metodologia de projeto diferente da apresentada nesse trabalho.

O REAO com entrada universal é uma aplicação do REAO, com variação da frequência, de acordo com a variação da tensão de entrada, para manter a potência da LF no seu valor nominal, que nesse trabalho é uma LF T8 32 W. Primeiramente, será mostrado o circuito do reator eletrônico e seu princípio de funcionamento. Posteriormente, será analisada sua metodologia de projeto. Para finalizar o capítulo, será mostrado um exemplo de projeto empregando a metodologia desenvolvida.

4.2 Descrição e princípio de funcionamento do REAO com entrada universal

Na Figura 4.1 é apresentado o REAO com entrada universal. Pelo fato de ser uma aplicação do REAO tradicional, novamente, a descrição da operação do reator eletrônico é realizada assumindo que são satisfeitas as condições para o sistema apresentar uma oscilação auto-sustentada [3], [53].

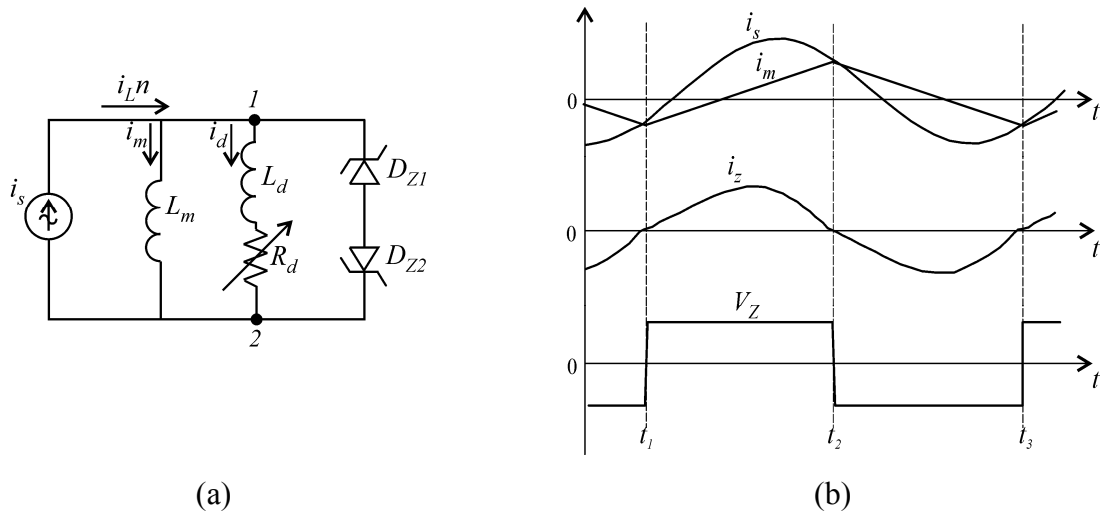


Figura 4.2 - (a) Circuito equivalente do secundário. (b) formas de onda do circuito equivalente

No circuito equivalente da Figura 4.2, o indutor L_d em série com o resistor R_d , que é a resistência equivalente do transistor bipolar T_{SC} , controlam a frequência de comutação do circuito. Como explicado no capítulo 3, as relações entre i_s , i_m e i_z determinam a troca da polaridade da tensão sobre D_{Z1} e D_{Z2} , e conseqüentemente, sobre S_1 e S_2 . Como i_s é fixa, uma alteração na inclinação de i_m altera a frequência com que i_z cruza por zero, e conseqüentemente, a frequência de comutação do inversor *half-bridge*. Esta é a função do braço L_d - R_d , que possui uma corrente variável (i_d), em função da resistência variável R_d , que é dependente da corrente de base (i_b) de T_{SC} . Assim, i_b controla i_d , mas é controlada pelo divisor de tensão composto pelos resistores R_1 e R_2 . Com a variação de i_d , a inclinação de i_m , que está em paralelo com i_d , é alterada também, mudando assim a frequência com que i_z cruza por zero. A ponte retificadora D_6 - D_9 garante que i_d , que é bidirecional, seja modulada em uma corrente unidirecional para o coletor de T_{SC} . O diodo zener D_{ZC} garante a operação do circuito adicional, conduzindo quando a tensão sobre este semiconductor atingir um valor pré-determinado por R_1 e R_2 .

4.2.1 Análise do REAO com entrada universal como um sistema de controle

O REAO com entrada universal, assim como o REAO tradicional, pode ser caracterizado como um sistema SISO com comportamento não linear, representado pelo diagrama de blocos da Figura 4.3.

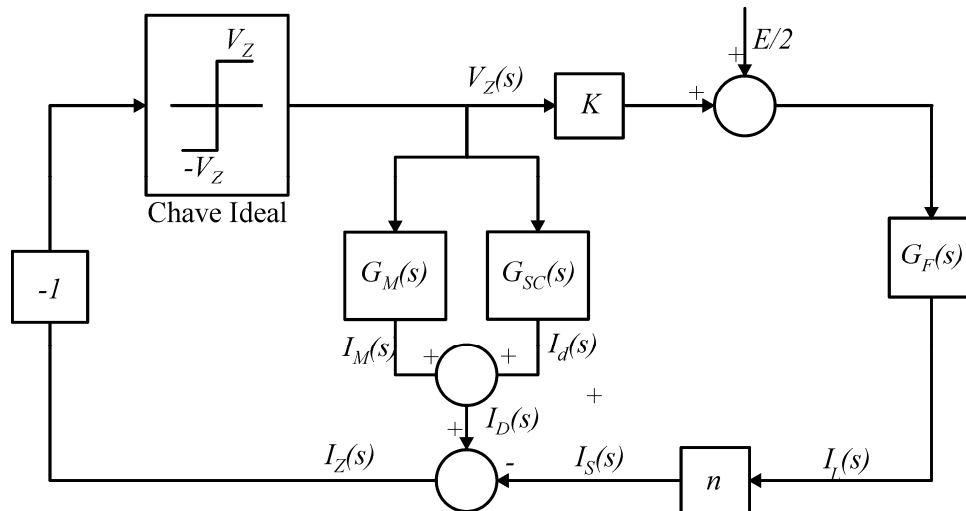


Figura 4.3 - Diagrama de blocos do REAO com entrada universal

O diagrama de blocos da Figura 4.3 é igual ao do REAO tradicional, com exceção do bloco $G_{SC}(s)$, que representa a função de transferência do circuito adicional. As mesmas simplificações feitas para obtenção do diagrama de blocos da Figura 3.4 são utilizadas para obtenção do diagrama da Figura 4.3. A análise novamente não pode ser realizada com técnicas de análise de circuitos lineares, devido à descontinuidade da troca de estado dos interruptores do circuito do REAO. Assim, a análise e o projeto do REAO com entrada universal podem ser feitos considerando o método da função descritiva e o critério de estabilidade estendido de Nyquist.

4.2.1.1 Métodos para análise

Existem algumas técnicas para o projeto do circuito de comando auto-oscilante. No domínio da frequência destaca-se a técnica denominada *Tsyarkin Locus* [51], [60], [61], onde se considera um número limitado de componentes harmônicas para a forma de onda de tensão quadrada aplicada ao conjunto filtro ressonante e LF. Já no domínio do tempo, uma técnica similar a *Tsyarkin Locus*, chamada *Hammel Locus* é mostrada em [62]. Nessa técnica é necessário solucionar equações diferenciais que dependem da ordem da função de transferência do sistema em análise. As duas técnicas apresentam soluções complexas para o projeto. A característica de filtro passa baixa empregado em reatores eletrônicos possibilita o uso da função descritiva, uma vez que as harmônicas de ordem superior à fundamental são filtradas.

O método da função descritiva foi utilizado em [52] e mostrou-se uma excelente alternativa para o projeto do circuito de comando auto-oscilante. É possibilitado o uso desse método devido ao filtro ressonante apresentar característica passa-baixa, satisfazendo uma das condições necessárias para a aplicação da função descritiva, que são:

- Existência de um componente não-linear e, na existência de dois ou mais, devem ser representados por uma única função descritiva, ou deve ser considerado o elemento não-linear mais significativo;
- O componente não-linear é invariante no tempo;
- Apenas a componente fundamental da não-linearidade é considerada, condição satisfeita pelo filtro ressonante;
- A não linearidade é do tipo ímpar.

Como o REAO com entrada universal satisfaz essas condições, o método da função descritiva pode ser empregado para o projeto do circuito de comando. Em [29] é mostrado que a função descritiva da não-linearidade do tipo *hard limit*, para a mudança de estado dos interruptores a partir de i_z e V_Z é:

$$N = \frac{4.V_Z}{\pi.I_Z} \angle 0^\circ \quad (4.1)$$

Sendo V_Z constante e determinado na especificação do diodo zener escolhido para o projeto (Anexo A). A variável I_Z é a amplitude da corrente de polarização, definida entre 10 e 100% da potência do diodo zener utilizado, para polarizá-lo corretamente.

4.2.1.2 Critério de estabilidade estendido de Nyquist

O critério de Nyquist é um dos diversos métodos utilizados para avaliar a estabilidade de sistemas lineares. Para sistemas não lineares com característica passa baixa, pode-se utilizar a função descritiva, para que possibilite que seja empregado o Critério de Estabilidade Estendido de Nyquist (CEEN), para avaliação da estabilidade e a existência de ciclos limite.

O diagrama de blocos da Figura 4.3 pode ser reduzido no diagrama da Figura 4.4, onde N representa a função descritiva do elemento não linear, e $G(s)$ representa a função de transferência dos elementos com comportamento linear do diagrama de blocos.

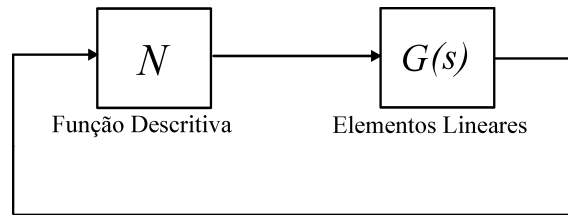


Figura 4.4 - Diagrama de blocos simplificado do REAO com entrada universal

Considerando $s = j\omega$, da equação característica do sistema, tem-se a seguinte igualdade:

$$G(j\omega) = -\frac{1}{N} \quad (4.2)$$

Se (4.2) possuir solução, então o sistema da Figura 4.4 pode apresentar ciclo limite, e a posição relativa dos lugares geométricos de $-1/N$ e de $G(j\omega)$ fornece informações sobre a estabilidade. Através da análise da Figura 4.5, verifica-se que o ponto P representa uma possível oscilação auto-sustentada, para um sistema qualquer.

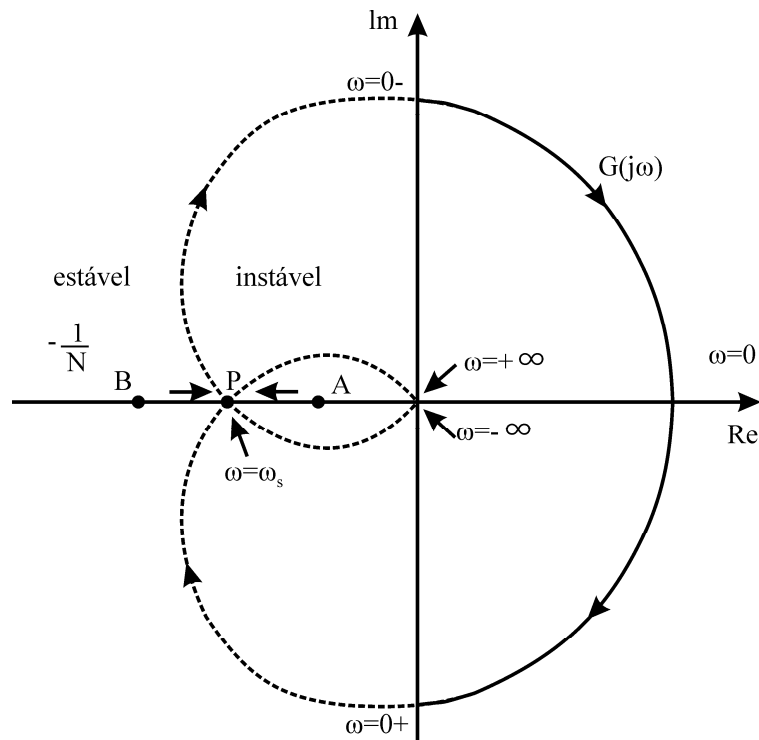


Figura 4.5 - Critério de estabilidade estendido de Nyquist

A análise da estabilidade e existência de ciclos limite é semelhante à análise do critério de Nyquist para sistemas lineares [63]. É assumido primeiramente, que o ponto P se desloca para o ponto A , sendo envolvido por $G(j\omega)$ e cortando $-1/N$ duas vezes no sentido horário. Essa região representa instabilidade, assim, a amplitude de A tende a aumentar, retornando ao ponto P . Ao contrário, se houver um distúrbio em P que leve ao ponto B , que não é envolvido por $G(j\omega)$, o comportamento do sistema passa a ser estável, fazendo o sistema tender novamente para o ponto P . Sendo assim, esse ponto representa uma possível oscilação auto-sustentada. Solucionando (4.2), é possível determinar as equações de projeto do REAO com entrada universal.

4.3 Etapas e Estratégia de projeto do REAO com entrada universal

Assim como no REAO tradicional, para o projeto do REAO com entrada universal devem ser seguidas as seguintes etapas: definição dos parâmetros de projeto, projeto do filtro ressonante e projeto do circuito de comando. Contudo, uma nova etapa deve ser acrescentada, que é o projeto do circuito adicional. Por fim, deve-se avaliar a existência de uma oscilação auto-sustentada, completando a seqüência de projeto. Além das etapas de projeto, deve-se adotar uma estratégia adequada, visando atender requisitos como: comutação ZVS e manutenção da potência nominal da LF, ambos durante toda faixa de variação da tensão de entrada do reator.

Se o projeto não levar a resultados em que o sistema atenda a todas as condições de operação, uma metodologia de projeto iterativo deve ser acrescida as etapas de projeto, sendo necessário redefinir parâmetros para que o circuito atenda a necessidade de operação. A tabela 4.1 relaciona o projeto do filtro ressonante, comando auto-oscilante e indutor L_d com as tensões de entrada mínima e máxima, assim como as frequências de comutação mínima e máxima.

Tabela 4.1 – Estratégia de Projeto

	Tensão de entrada		Frequência de comutação	
	V_{\min}	V_{\max}	$f_{s\min}$	$f_{s\max}$
Filtro ressonante (L, C_S, C_P)	x	-	x	-
Comando auto-oscilante (L_m, L_{S1}, L_{S2})	x	-	x	-
Indutor L_d ($R_d=0$)	-	x	-	x

Dois passos podem resumir a estratégia de projeto da tabela 4.1.

- Passo 1: Considerando a tensão de alimentação da rede elétrica, a frequência de comutação deve ser maior que a frequência de ressonância do filtro LCC, para garantir comutação ZVS para toda faixa da tensão de entrada ($90 - 240 V_{RMS}$). Assim, o filtro ressonante deve ser projetado para a menor tensão de operação, escolhida $100 V_{RMS}$, desde que a frequência de comutação seja aumentada e o ganho do filtro seja reduzido com o aumento da tensão de entrada, de modo a garantir a potência nominal da LF durante toda faixa de operação.

O comando auto-oscilante, assim como o filtro ressonante, deve ser projetado para a tensão de entrada de $100 V_{RMS}$. Desse modo, para essa tensão de entrada é projetado um REAO tradicional. As tensões de projeto, mínima e máxima são escolhidas, $100 V_{RMS}$ e $220 V_{RMS}$, respectivamente, considerando uma tolerância de $\pm 20\%$ na tensão de alimentação. Logo, os extremos $90 V_{RMS}$ e $240 V_{RMS}$ estão incluídos nos valores da estratégia de projeto da tabela 4.1.

- Passo 2: O indutor L_d permite aumentar a frequência de comutação, desde que seja percorrido pela corrente bidirecional i_d , alterando i_z . Para a menor tensão de entrada, não há corrente em T_{SC} , estando desligado o circuito adicional, de acordo com a estratégia da tabela 4.1. Assim, L_d é determinado para a maior frequência de comutação, cujo cálculo será mostrado posteriormente. O circuito adicional começa a atuar quando a tensão sobre R_2 atinge o valor da tensão de condução de D_{ZC} mais a tensão base-emissor de T_{SC} , que ocorre para tensões de entrada elevadas e pré-determinadas de acordo com os valores de R_1 e R_2 .

Depois de definida a estratégia de projeto, o próximo passo consiste em definir as etapas de projeto.

4.3.1 Dados de projeto

Os dados de projeto devem ser definidos: tensão de alimentação, para a qual será projetado o filtro ressonante, nesse caso $100 V_{RMS}$. Depois deve-se definir a tensão dos diodos zener do circuito de comando. Por fim, deve ser determinada a resistência equivalente da LF em regime permanente, a partir de (4.3). A equação que define o modelo exponencial da lâmpada foi obtida experimentalmente considerando o método proposto em [56].

$$R(P) = 4013.e^{(-0.074P)} + 9447.e^{(-0.332P)} \quad (4.3)$$

4.3.2 Projeto do filtro ressonante LCC

O projeto do filtro ressonante, de acordo com a tabela 4.1, deve ser feito para a menor tensão de entrada escolhida. O método de projeto do filtro que será empregado no REAO com entrada universal e suas equações foram mostrados no capítulo 3.

4.3.3 Projeto do circuito de comando

Para projetar o circuito de comando é necessário a redução do diagrama de blocos da Figura 4.4. Desse diagrama, tem-se que N representa a função descritiva do elemento não linear, dada por (4.1). O bloco $G(s)$ representa a função de transferência dos elementos lineares, dada por (4.4):

$$G(s) = (G_M(s) + G_{SC}(s)) - K.n.G_F(s) \quad (4.4)$$

Na Figura 4.3 $G_F(s)$ representa a função de transferência da corrente ressonante em função da tensão V_{ab} aplicada na entrada do filtro, e $G_M(s)$ é a função de transferência entre a corrente i_m e a tensão V_Z . A constante K relaciona a tensão V_Z com V_{ab} e n representa a relação de espiras do TC.

A função $G_M(s)$ é dada por (4.5).

$$G_M(s) = \frac{1}{L_m.s} \quad (4.5)$$

A função de transferência do circuito adicional é definida em (4.6):

$$G_{SC}(s) = \frac{1}{L_d.s + R_d} \quad (4.6)$$

A função de transferência $G_F(s)$ é definida a partir de (4.7) e da Figura 4.6, que mostra o circuito equivalente do conjunto filtro ressonante e LF.

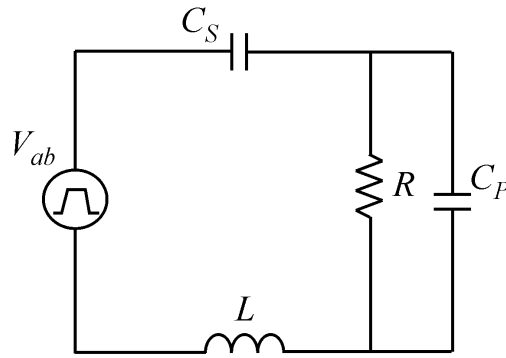


Figura 4.6 - Elementos do filtro ressonante

$$V_{ab}(s) = \frac{1}{s.C_S} I(s) + s.L.I(s) + \left(\frac{R}{1 + s.R.C_P} \right) I(s) \quad (4.7)$$

Colocando $I(s)$ em evidência, são obtidas (4.8) e (4.9):

$$V_{ab}(s) = I(s) \left[\frac{1 + s.R.C_P + (s.C_S).(s.L).(1 + s.R.C_P) + s.R.C_S}{s.C_S.(1 + s.R.C_P)} \right] \quad (4.8)$$

$$\frac{V_{ab}(s)}{I(s)} = \left(\frac{1 + s.R.C_P + s^2.L.C_S + s^3.R.L.C_S.C_P + s.R.C_S}{s.C_S + s^2.R.C_S.C_P} \right) \quad (4.9)$$

Dividindo (4.9) por $R.C_S.C_P$, tem-se (4.10) e (4.11):

$$\frac{V_{ab}(s)}{I(s)} = \frac{s^2 + s \left(\frac{1}{R.C_P} \right)}{s^3.L + s^2 \left(\frac{L}{R.C_P} \right) + s \left(\frac{1}{C_P} + \frac{1}{C_S} \right) + \frac{1}{R.C_S.C_P}} \quad (4.10)$$

$$\frac{V_{ab}(s)}{I(s)} = \frac{1}{L} \frac{s^2 + s \left(\frac{1}{R.C_P} \right)}{s^3 + s^2 \left(\frac{1}{R.C_P} \right) + s \left(\frac{1}{L.C_P} + \frac{1}{L.C_S} \right) + \frac{1}{R.L.C_S.C_P}} \quad (4.11)$$

Fazendo $a = \frac{1}{R.C_P}$; $b = \frac{1}{L.C_P} + \frac{1}{L.C_S}$; $c = \frac{1}{R.L.C_S.C_P}$, tem-se a função de transferência

do filtro ressonante, definida em (4.12):

$$\frac{V_{ab}(s)}{I(s)} = G_F(s) = \frac{1}{L} \frac{s^2 + s.a}{s^3 + s^2.a + s.b + c} \quad (4.12)$$

Definidos os termos de $G(s)$, é possível achar a solução do diagrama de blocos da Figura 4.4. A Figura 4.7 ilustra o CEEN de um sistema qualquer.

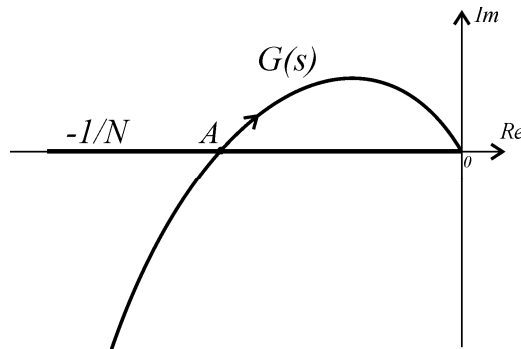


Figura 4.7 - CEEN de um sistema genérico

De acordo com (4.1) e a Figura 4.7, tem-se que a função descritiva não apresenta defasagem angular entre a componente fundamental da saída e a entrada senoidal. Desse modo, o lugar geométrico de $G(s)$ que corta $-1/N$ apresenta parte imaginária nula e pode-se utilizar essa intersecção sobre o eixo imaginário para determinar as equações para o projeto do REAO com entrada universal, de acordo com (4.13).

$$\text{Im}(G(j\omega)) = 0 \quad (4.13)$$

Aplicando (4.13) nas funções de transferência de (4.5), (4.6) e (4.12), tem-se (4.14), (4.15) e (4.16):

$$K_M = \text{Im}(G_M(j\omega)) = \frac{-1}{L_m \cdot \omega} \quad (4.14)$$

$$K_{SC} = \text{Im}(G_{SC}(j\omega)) = \frac{-L_d \cdot \omega}{R_d^2 + L_d^2 \cdot \omega^2} \quad (4.15)$$

$$\text{Im}(G_F(j\omega)) = \frac{1}{L} \frac{(j\omega)^2 + j\omega.a}{(j\omega)^3 + (j\omega)^2.a + j\omega.b + c} \quad (4.16)$$

Racionalizando (4.16), são obtidas (4.17) e (4.18):

$$\text{Im}(G_F(j\omega)) = \frac{1}{L} \frac{-\omega^2 + j\omega.a}{(c - \omega^2.a) + j(\omega.b - \omega^3)} \cdot \frac{(c - \omega^2.a) - j(\omega.b - \omega^3)}{(c - \omega^2.a) - j(\omega.b - \omega^3)} \quad (4.17)$$

$$\text{Im}(G_F(j\omega)) = \frac{1}{L} \frac{\omega^2(\omega.b - \omega^3) + \omega.a(c - \omega^2.a)}{(c - \omega^2.a)^2 + (\omega.b - \omega^3)^2} \quad (4.18)$$

Inserindo o termo $K.n$ de (4.4) em (4.18), define-se $K_F(\omega)$ em (4.19):

$$K_F(\omega) = K.n \text{Im}(G_F(j\omega)) = \frac{K.n}{L} \frac{\omega^2(\omega.b - \omega^3) + \omega.a(c - \omega^2.a)}{(c - \omega^2.a)^2 + (\omega.b - \omega^3)^2} \quad (4.19)$$

A partir da estratégia definida na tabela 4.1 e de (4.13), é possível definir as equações para L_m e L_d .

4.3.3.1 Projeto da indutância magnetizante

A partir (4.13) reescreve-se (4.4).

$$K_M(\omega) + K_{SC}(\omega) - K_F(\omega) = 0 \quad (4.20)$$

De acordo com a tabela 4.1, o circuito adicional não atua para baixas tensões de entrada, então é considerado que a resistência equivalente de T_{SC} tem um valor elevado. Assim, (4.20) pode ser reescrita novamente em (4.21).

$$\lim_{R_d \rightarrow \infty} (K_M(\omega) + K_{SC}(\omega) - K_F(\omega)) = 0 \quad (4.21)$$

Como $R_d = \infty$, (4.21) pode ser reescrita em (4.22).

$$K_M(\omega) - K_F(\omega) = 0 \quad (4.22)$$

De (4.22) pode-se encontrar uma equação para o projeto de L_m , dada por (4.23).

$$L_m(\omega) = \frac{-1}{\omega.K_F(\omega)} \quad (4.23)$$

Substituindo $K_F(\omega)$ em (4.23), tem-se (4.24):

$$L_m(\omega) = \frac{-1}{\omega \left(\frac{K.n}{L} \frac{\omega^2 (\omega.b - \omega^3) + \omega.a (c - \omega^2.a)}{(c - \omega^2.a)^2 + (\omega.b - \omega^3)^2} \right)} \quad (4.24)$$

Simplificando (4.24), é obtida a expressão final para o cálculo da indutância magnetizante $L_m(\omega)$, dada por (4.25).

$$L_m(\omega) = -\frac{L}{K.n} \frac{c^2 + \omega^2 (b^2 - 2.a.c) + \omega^4 (a^2 - 2.b) + \omega^6}{\omega.a.c + \omega^3 (b - a^2) - \omega^5} \quad (4.25)$$

Como o circuito apresenta dois secundários, para definir a valor da indutância de cada secundário divide-se L_m por dois, como mostrado em (4.26):

$$L_{ms}(\omega) = \frac{L_m(\omega)}{2} \quad (4.26)$$

Em (4.25), K é a constante que relaciona V_Z e V_{ab} , dada por (4.27):

$$K = \frac{E}{2.V_Z} \text{sign}(iz) \quad (4.27)$$

A relação de espiras deve ser calculada de modo que forneça corrente suficiente para a polarização dos diodos zener do circuito de comando. Como o circuito possui dois secundários, a relação de espiras é definida em (4.28):

$$n = 2 \frac{i_s}{i_p} \quad (4.28)$$

Nessa relação, i_s é a corrente do diodo zener e i_p é a corrente que circula no filtro ressonante e primário do TC. Como a corrente necessária para a polarização de um diodo zener deve estar entre 10 e 100% de seu valor máximo, existe um grau de liberdade no cálculo da relação de espiras, e conseqüentemente, no cálculo de L_m .

4.3.4 Projeto do circuito adicional

O projeto do circuito adicional consiste em determinar diversos parâmetros. Primeiramente, deve-se determinar a máxima freqüência de comutação a ser alcançada na máxima tensão de entrada. Em seguida, deve ser calculado o indutor do circuito adicional. O próximo passo é a escolha do transistor utilizado e do diodo zener D_{ZC} . Após, devem ser calculados os resistores R_1 e R_2 que atendam os limites de corrente e tensão coletor-emissor (V_{CE}) do transistor empregado, para operação na região linear.

4.3.4.1 Determinação da máxima freqüência de comutação

De (3.13), tem-se a equação da potência da LF definida por (4.29).

$$P(\phi) = \left(\frac{2.E}{\pi} \right)^2 \cdot \frac{R(1 + R^2 \cdot \omega^2 \cdot C_P^2)}{R^2 (1 + \text{tg}^2(\phi))} \quad (4.29)$$

Substituindo (3.25) em (3.13), tem-se (4.30):

$$P(\phi) = \left(\frac{2.E}{\pi} \right)^2 \cdot \frac{R(1 + \omega^2 \cdot R^2 \cdot C_P^2)}{R^2 + \omega^2 \left[\left(L - \frac{1}{\omega^2 \cdot C_S} \right) \cdot (1 + \omega^2 \cdot R^2 \cdot C_P^2) - R^2 \cdot C_P \right]^2} \quad (4.30)$$

Reorganizando (4.30), tem-se (4.31):

$$P(\phi) \left\{ R^2 + \omega^2 \left[\left(L - \frac{1}{\omega^2 \cdot C_S} \right) \cdot (1 + \omega^2 \cdot R^2 \cdot C_P^2) - R^2 \cdot C_P \right]^2 \right\} - V_{abef} [R(1 + \omega^2 \cdot R^2 \cdot C_P^2)] = 0 \quad (4.31)$$

Em que, V_{abef} é a máxima tensão eficaz aplicada ao filtro ressonante, $(2.E / \pi)^2$, e E é a máxima tensão de barramento. Em (4.31) são relacionados os elementos do filtro ressonante com a potência na LF e a tensão aplicada ao filtro. Como os elementos do filtro são conhecidos, assim como a potência da lâmpada e a tensão V_{abef} , é possível determinar a frequência angular necessária para a potência nominal da LF na máxima tensão de entrada. A equação (4.31) apresenta oito soluções, que devem ser interpretadas e analisadas. Apenas uma solução dessa equação satisfaz as características necessárias para o projeto do REAO com entrada universal.

4.3.4.2 Projeto do indutor L_d

Para projetar L_d , novamente é necessário utilizar (4.20). Entretanto, nesse caso, $R_d=0$, para representar a máxima influência de L_d na operação do REAO, mostrado em (4.32) a (4.34).

$$\lim_{R_d \rightarrow 0} (K_M(\omega) + K_{SC}(\omega) - K_F(\omega)) = 0 \quad (4.32)$$

$$K_M(\omega) + \frac{1}{\omega \cdot L_d(\omega)} - K_F(\omega) = 0 \quad (4.33)$$

$$\frac{1}{\omega \cdot L_d(\omega)} = K_F(\omega) - K_M(\omega) \quad (4.34)$$

Isolando L_d em (4.34), obtém-se (4.35):

$$L_d(\omega) = \frac{1}{\omega (K_F(\omega) - K_M(\omega))} \quad (4.35)$$

Substituindo os valores de $K_F(\omega)$ e $K_M(\omega)$, tem-se (4.36):

Alguns parâmetros podem ser definidos na entrada em operação do circuito adicional, de acordo com (4.37) a (4.41):

$$i_b = 0 \quad (4.37)$$

$$i_{1 \min} = i_2 = \frac{V_2}{R_2} \quad (4.38)$$

$$i_{1 \min} (R_1 + R_2) = E_{\min} \quad (4.39)$$

$$i_{1 \min} R_1 + V_2 = E_{\min} \quad (4.40)$$

$$\frac{V_2}{R_2} R_1 + V_2 = E_{\min} \quad (4.41)$$

Assim, R_1 pode ser definido por (4.42).

$$R_1 = \frac{R_2 (E_{\min} - V_2)}{V_2} \quad (4.42)$$

Para solução de (4.42), é preciso determinar uma equação que elimine R_2 , a qual é obtida da condição de máxima tensão de barramento.

4.3.4.5 Circuito adicional na máxima tensão de barramento

Na Figura 4.9 é ilustrado o circuito equivalente para a condição de máxima tensão de barramento (E_{max}). Nesse momento, a corrente na base do transistor tem um valor máximo (i_{bmax}) e a tensão V_{CE} tem um valor mínimo, que faz com que a resistência equivalente de T_{SC} seja baixa, idealmente zero, para que L_d tenha a máxima influência sobre o circuito do REAO.

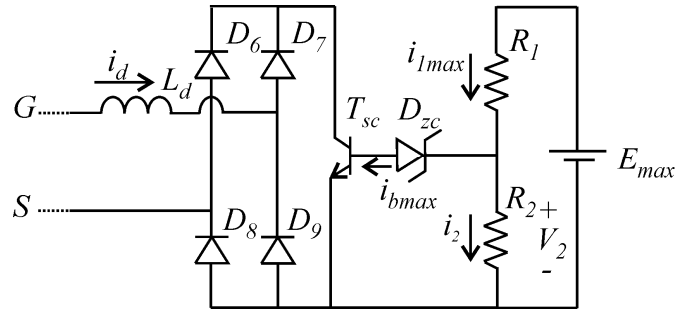


Figura 4.9 - Circuito adicional na condição de máxima tensão de barramento

Em (4.43) é mostrada a relação das correntes para E_{max} .

$$i_{b\ max} = i_1 - i_2 \quad (4.43)$$

Onde $i_{b\ max}$ é escolhido da curva característica do transistor.

$$i_{b\ max} = i_1 - \frac{V_2}{R_2} \quad (4.44)$$

Substituindo (4.42) em (4.44), tem-se (4.45):

$$I_{b\ max} = \frac{V_2(E_{max} - V_2)}{R_2(E_{min} - V_2)} - \frac{V_2}{R_2} \quad (4.45)$$

Isolando R_2 em (4.45), é obtida (4.46):

$$R_2 = \frac{V_2(E_{max} - V_2) - (E_{min} - V_2)}{I_{b\ max}(E_{min} - V_2)} \quad (4.46)$$

A partir de (4.42) e (4.46) determinam-se R_1 e R_2 , de acordo com os valores desejados de corrente para operação na região linear de T_{SC} .

4.3.5 Avaliação da oscilação auto-sustentada

A última etapa de projeto do REAO com entrada universal é a avaliação da existência de uma oscilação auto-sustentada, que permite obter informações sobre a estabilidade do

circuito. Deve-se utilizar o CEEN, mostrado na seção 4.2.1.2, para verificar uma possível oscilação auto-sustentada. Para garantir a operação adequada REAO com entrada universal, a existência de uma oscilação auto-sustentada deve ser avaliada para toda a faixa de operação do circuito.

Caso o sistema não apresente uma oscilação auto-sustentada em alguma das faixas de operação, devem ser alterados parâmetros das etapas de projeto anteriores, para que todas as etapas de projeto do REAO com entrada universal sejam satisfeitas.

4.4 Exemplo de projeto do REAO com entrada universal

Será apresentado um exemplo de projeto do REAO com entrada universal utilizando a metodologia desenvolvida na seção 4.3.

Os dados de projeto são:

- Tensão de entrada mínima: $100 V_{RMS} \pm 20\%$, 60 Hz ;
- Tensão de entrada máxima: $220 V_{RMS} \pm 20\%$, 60 Hz ;
- Lâmpada fluorescente OSRAM F032W/841 LUMILUX: Potência $P=32 \text{ W}$;
- Resistência equivalente da LF: $R \cong 376 \Omega$, definida através de (4.3);
- Tensão dos diodos zener $D_{Z1}-D_{Z4}$: $V_Z=12 \text{ V}$, $1/2 \text{ W}$;
- Frequência mínima de operação: $f_{smin}=30 \text{ kHz}$;
- Frequência máxima de operação: $f_{smax}=40 \text{ kHz}$, definida em (4.31).

A partir da definição dos dados de projeto e utilizando a metodologia desenvolvida, têm-se os parâmetros do circuito do reator eletrônico definidos na tabela 4.2:

Tabela 4.2 – Parâmetros do REAO com entrada universal (primeiro exemplo)

Filtro ressonante		
C_S	Capacitor polipropileno	150 nF / 1600 V
C_P	Capacitor polipropileno	24 nF / 2000 V
L	Indutor ressonante	1.34 mH / EE25 – IP12 - Thornton
Comando auto-oscilante		
L_P, L_{S1}, L_{S2}	Transformador de corrente	$L_P=30 \mu\text{H}$; $L_{S1}=L_{S2}=720 \mu\text{H}$; NT 15/9/8
$D_{Z1}-D_{Z4}$	Diodo zener	C12ST
Outros componentes do REAO		
D_1-D_4	Diodos	4x1N4007
C_B	Capacitor eletrolítico	100 μF / 400 V_{dc}
$Diac$		DB3
C_Q	Capacitor cerâmico	100 nF / 63 V
R_Q	Resistor	220 $K\Omega$ / 1/8 W
R_M	Resistor	470 $K\Omega$ / 1/8 W
S_1, S_2	Interruptores	IRF740
R	Lâmpada fluorescente	OSRAM F032W/841 LUMILUX
Circuito adicional		
L_d	Indutor circuito adicional	345 μH / EE20 – IP12 - Thornton
D_6-D_9	Diodos	1N4148
T_{SC}	Transistor bipolar	2N2222A
D_{ZC}	Diodo zener	C12ST
R_1	Resistor	150 $K\Omega$ / 1/8 W
R_2	Resistor	12 $K\Omega$ / 1/8 W

4.4.1 Resultados experimentais

São apresentados os resultados experimentais do exemplo de projeto utilizando os componentes definidos na tabela 4.2.

Através da quinta etapa de projeto, avaliação da oscilação auto-sustentada, pode-se prever que em algumas faixas de operação o sistema não apresentará uma oscilação auto-sustentada, fato comprovado através das formas de onda mostradas nas Figuras 4.10 e 4.11 e também no diagrama estendido de Nyquist da Figura 4.12.

Na Figura 4.10 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente na LF.

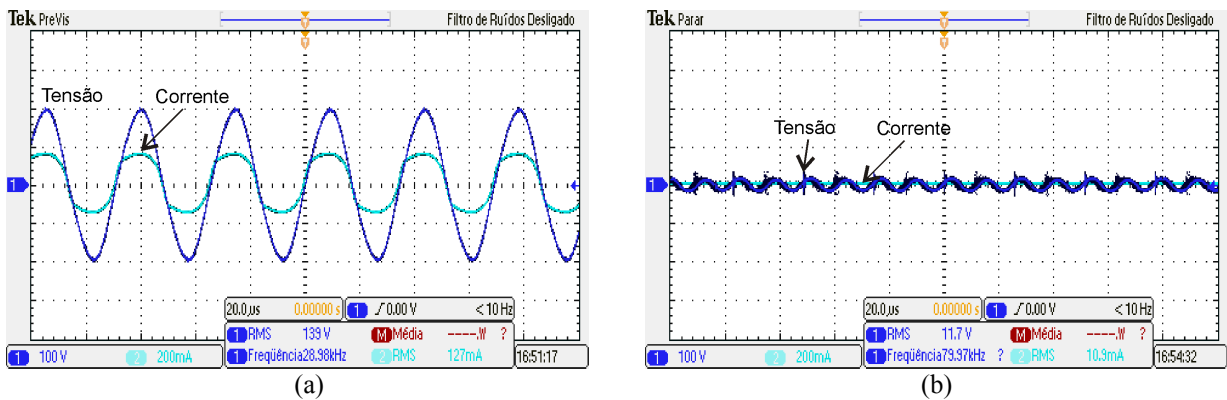


Figura 4.10 – Tensão e corrente na LF – (a) Tensão de entrada de 100 V_{RMS} (100 V/div, 200 mA/div, 20µs). (b) Tensão de entrada de 135 V_{RMS} (100 V/div, 200 mA/div, 20µs)

Foi utilizado um variador de tensão na entrada do REAO com entrada universal, para que o reator eletrônico pudesse ser avaliado para todas as tensões de entrada. Na tensão de entrada de 100 V_{RMS}, mostrada na figura 4.10(a), o circuito comportou-se como projetado, tendo frequência de comutação de 29 kHz e potência na LF de 30 W. Contudo, quando a tensão de entrada alcançou o valor de 135 V_{RMS}, o sistema não convergiu para uma oscilação auto-sustentada, como mostrado na Figura 4.10(b), a qual mostra um salto de frequência para aproximadamente 80 kHz, fazendo com que a LF fosse desligada.

Na Figura 4.11 são mostradas as formas de onda de tensão *gate-source* do interruptor S_2 para as duas situações.

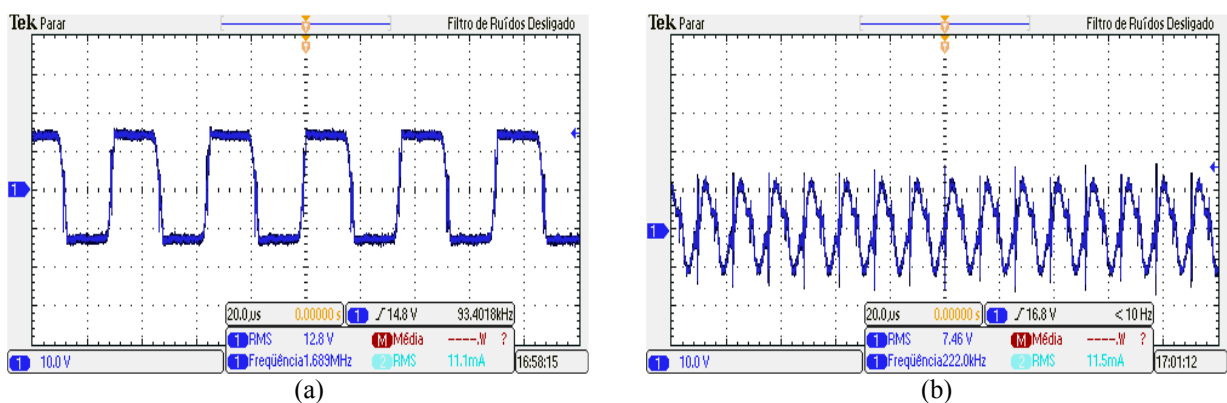


Figura 4.11 – Tensão *gate-source* do interruptor S_2 – (a) Tensão de entrada de 100 V_{RMS} (10 V/div, 20µs). (b) Tensão de entrada de 135 V_{RMS} (10 V/div, 20µs)

Na Figura 4.11(a) a forma de onda da tensão *gate-source* é quadrada e apresenta a frequência de 29 kHz. Já na Figura 4.11(b) é mostrada a mesma situação da Figura 4.10(b),

ocorrendo um salto de frequência e desligamento da LF quando a tensão de entrada atingiu o valor de $135 V_{RMS}$.

Esse problema foi previsto através da análise da oscilação auto-sustentada. A Figura 4.12 mostra o diagrama estendido de Nyquist para as duas situações de tensão de entrada avaliadas nos resultados experimentais.

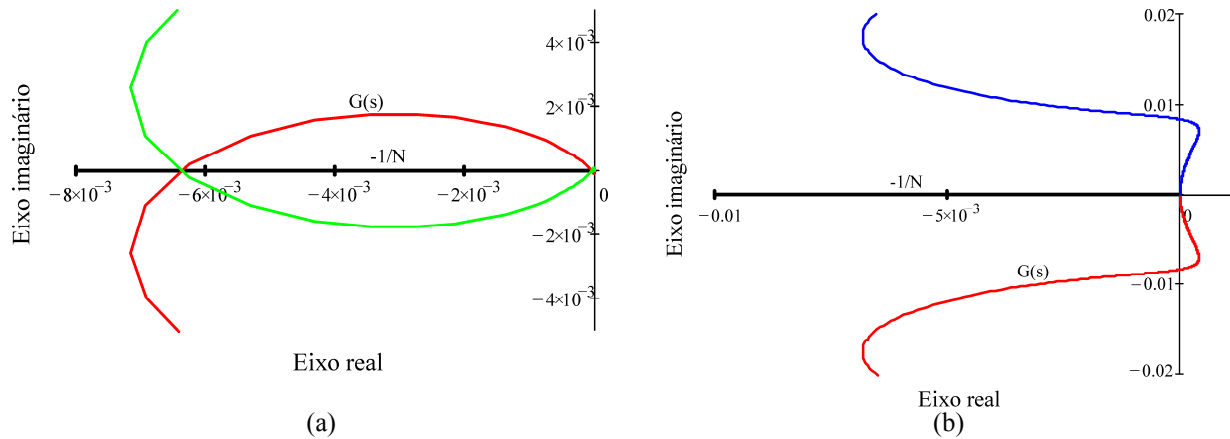


Figura 4.12 – Diagrama estendido de Nyquist – (a) Tensão de entrada de $100 V_{RMS}$. (b) Tensão de entrada de $135 V_{RMS}$

Na Figura 4.12(a), $G(s)$ intercepta a função descritiva na frequência mínima de projeto, 30 kHz , garantindo uma oscilação auto-sustentada para essa condição. Na Figura 4.12(b), nota-se que $G(s)$ não intercepta a função descritiva para a condição de tensão de entrada de $135 V_{RMS}$, o que permite identificar a não existência de uma oscilação auto-sustentada para essa tensão de alimentação. Com o intuito de identificar quais parâmetros têm determinado esse comportamento, foi retirado o circuito adicional e realizado novamente o teste da avaliação da oscilação auto-sustentada. Na Figura 4.13 é mostrado o diagrama estendido de Nyquist para a condição de tensão de entrada de $135 V_{RMS}$, com o circuito adicional desligado, operando apenas o REAO.

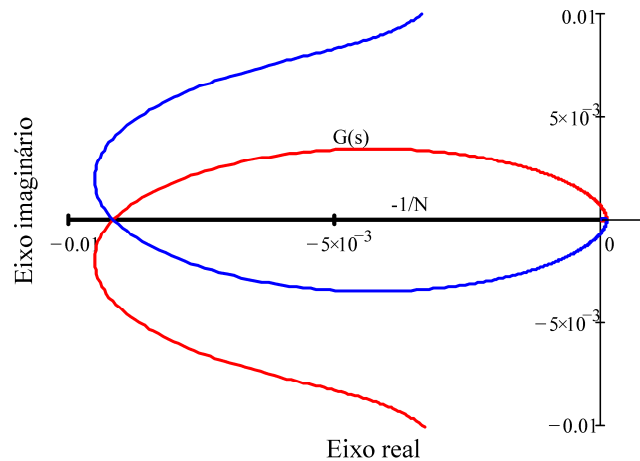


Figura 4.13 – Diagrama estendido de Nyquist para tensão de entrada de $135 V_{RMS}$ sem o circuito adicional

Pela Figura 4.13 pode-se ver que o sistema apresenta uma oscilação auto-sustentada para essa condição de tensão de entrada, sugerindo que, nesse caso, a não ocorrência de uma oscilação auto-sustentada pode ser gerada pelo circuito adicional. Entretanto, o que se tem conhecimento é que o conjunto REAO mais circuito adicional não apresenta uma oscilação auto-sustentada para algumas faixas de operação. Assim, torna-se necessário realizar um projeto iterativo, no intuito de modificar parâmetros nas etapas de projeto anteriores e buscar uma alternativa para que o sistema satisfaça a todas as etapas de projeto, mas sem que o REAO com entrada universal perca sua característica de variação da frequência.

4.5 Conclusão

Nesse capítulo foi apresentado o REAO com entrada universal, que é uma aplicação do REAO tradicional. Foi desenvolvida uma estratégia de projeto, obtida da estratégia de projeto do REAO tradicional, com o acréscimo do projeto do circuito adicional. A metodologia proposta deve atender a todas as faixas de operação, mantendo as principais características do REAO tradicional.

O exemplo de projeto mostrado no final do capítulo mostrou que o protótipo não atendeu a última etapa de projeto, sendo necessário acrescentar um projeto iterativo às etapas de projeto, para que o REAO com entrada universal atenda as condições de operação, para toda faixa de variação da tensão de entrada.

CAPÍTULO 5

ADEQUAÇÃO DE PROJETO DO REAO COM ENTRADA UNIVERSAL

5.1 Introdução

A metodologia de projeto desenvolvida no capítulo 4 mostrou a necessidade de buscar uma alternativa de projeto, pois a avaliação da oscilação auto-sustentada mostrou que o protótipo não atenderia a todas as condições de operação estabelecidas. Será utilizado o CEEN como ferramenta principal para desenvolver um projeto interativo, que atenda as condições de operação.

5.2 Alternativas de projeto do REAO com entrada universal

Como mostrado no exemplo de projeto do capítulo 4, quando a tensão de entrada alcançou o valor de $135 V_{RMS}$, o REAO com entrada universal não apresentou uma oscilação auto-sustentada, o que mostrou que o protótipo não atenderia a todas as condições de projeto. Com o objetivo de solucionar esse problema, será realizada uma análise do REAO com entrada universal empregando o diagrama estendido de Nyquist. A estratégia consiste em variar parâmetros do circuito, no intuito de determinar faixas de operação com oscilação auto-sustentada. Essa alternativa é utilizada por possibilitar uma análise direta da oscilação auto-sustentada. A partir de possíveis soluções encontradas, devem-se redefinir novos parâmetros nas etapas de projeto e adequá-las a essa nova condição.

Como o circuito adicional contribui para a não existência de ciclos limite, primeiramente será analisado o diagrama estendido de Nyquist para diferentes valores de L_d , sendo esses valores maiores e menores que o valor de projeto, mantendo os outros elementos

do circuito fixos de acordo com a metodologia de projeto do capítulo 4. Na Figura 5.1 é mostrado o diagrama estendido de Nyquist para valores de $0.8L_d$ até $1.4L_d$.

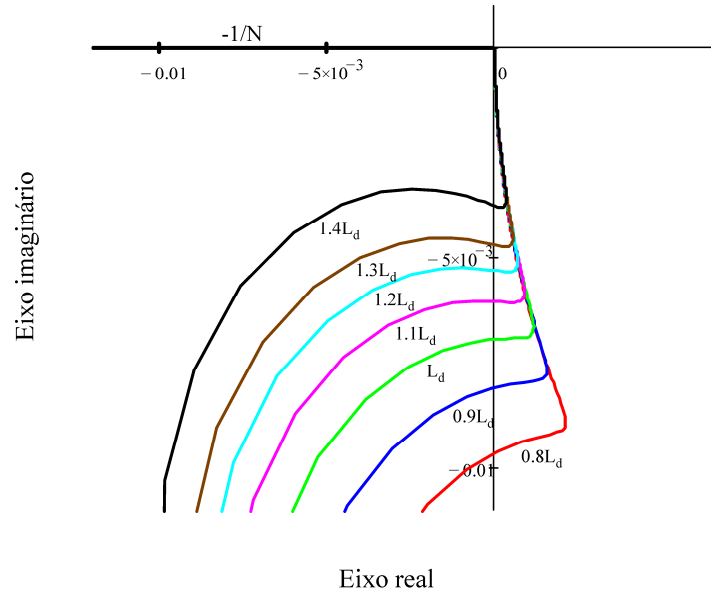


Figura 5.1 – Diagrama estendido de Nyquist para diferentes valores de L_d

Através da análise da Figura 5.1 pode-se concluir que apenas uma variação em L_d não é suficiente para garantir uma oscilação auto-sustentada do REAO com entrada universal, visto que, em nenhuma das curvas, $G(s)$ interceptou a função descritiva. Portanto, devem ser buscadas outras alternativas que satisfaçam a condição de projeto.

A segunda alternativa é alterar o valor de L_m , mantendo os demais parâmetros do circuito fixos. Na Figura 5.2 é mostrado o diagrama estendido de Nyquist para valores de L_m que variam de $0.8L_m$ até $1.3L_m$.

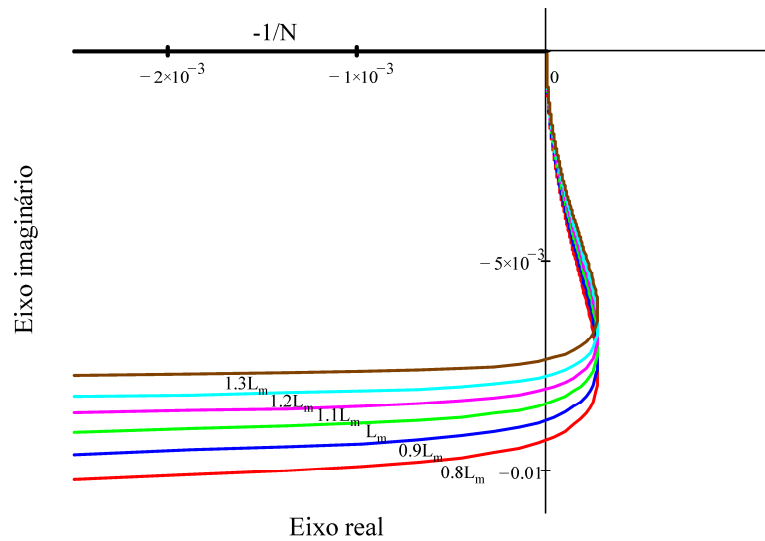


Figura 5.2 – Diagrama estendido de Nyquist para diferentes valores de L_m

Através da Figura 5.2 é possível constatar que nenhum dos valores de L_m satisfaz a condição de projeto, tornando essa alternativa insuficiente para solucionar o problema da não existência de uma oscilação auto-sustentada do REAO com entrada universal.

O próximo passo consiste na alteração dos dados de projeto do filtro ressonante. Se a variação de pelo menos um dos elementos do filtro for suficiente para garantir uma oscilação auto-sustentada, o filtro deve ser reprojeto em função desse elemento.

O primeiro elemento do filtro analisado é o capacitor série ressonante C_S , tendo seu valor alterado de $0.2C_S$ até $0.9C_S$. Na Figura 5.3 é mostrado o diagrama estendido de Nyquist para os diferentes valores de C_S .

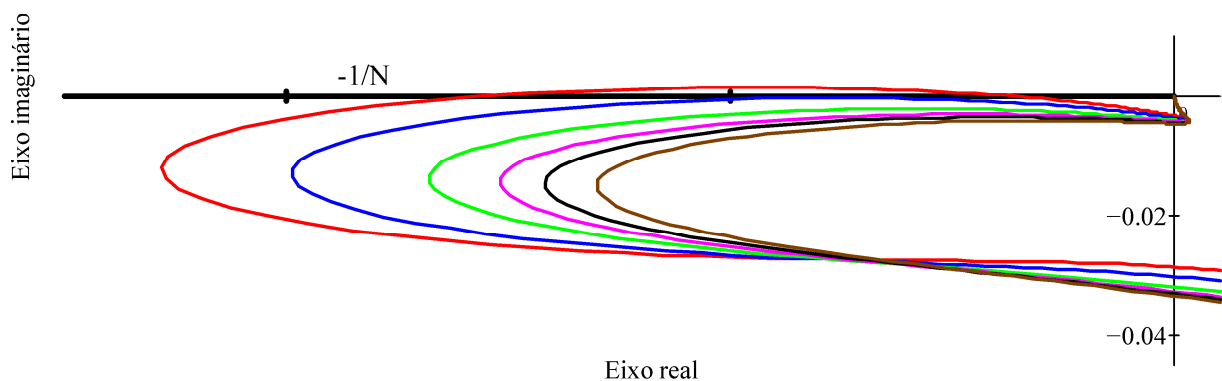


Figura 5.3 – Diagrama estendido de Nyquist para diferentes valores de C_S

Para valores baixos de C_S , $G(s)$ intercepta a função descritiva. Desse modo, a variação nos valores de C_S torna-se uma alternativa possível de ser implementada para melhorar a

condição de oscilação auto-sustentada do REAO com entrada universal. Contudo, um valor diferente de C_S implica em diferentes valores de L e C_P , para que o filtro atenda as exigências de projeto necessárias. Assim, após a definição dos novos valores dos componentes do filtro, a oscilação auto-sustentada deve ser avaliada novamente.

Na busca de mais alternativas, o próximo elemento a ser testado é o capacitor paralelo ressonante C_P , tendo variação de $0.41C_P$ a $1.12C_P$, novamente, mantendo os demais parâmetros do circuito fixos. Na Figura 5.4 é mostrado o diagrama estendido de Nyquist para os diferentes valores de C_P .

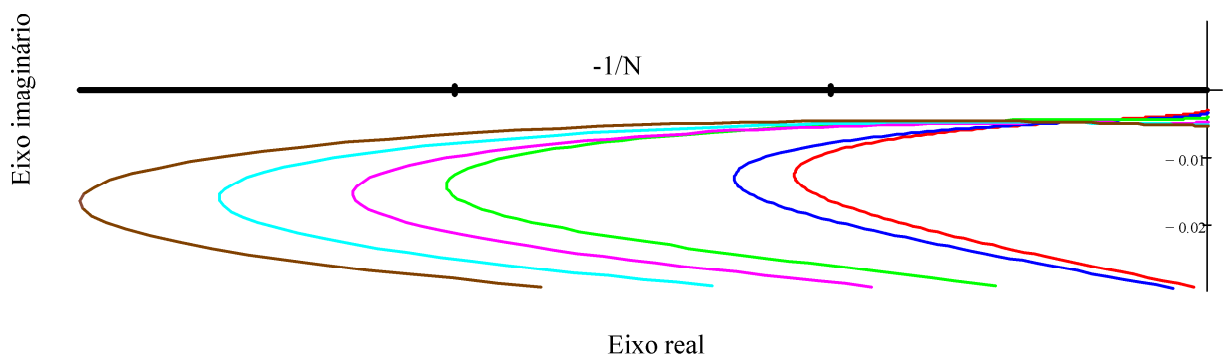


Figura 5.4 – Diagrama estendido de Nyquist para diferentes valores de C_P

A Figura 5.4 mostra que apenas alterando o valor de C_P não é possível garantir uma oscilação auto-sustentada. Assim, a variação de C_P não se constitui numa boa alternativa de adequação de projeto.

O próximo elemento a ser testado é o indutor ressonante L . Na Figura 5.5 é mostrado o diagrama estendido de Nyquist para valores de $0.44L$ até $1.1L$.

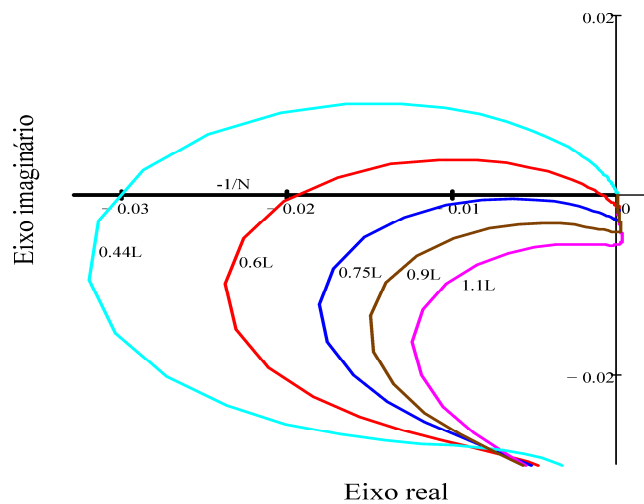


Figura 5.5 – Diagrama estendido de Nyquist para diferentes valores de L

Para valores baixos de L , menores que $600 \mu\text{H}$, o REAO com entrada universal passa a satisfazer a condição de estabilidade, já que $G(s)$ intercepta a função descritiva, sendo uma alternativa possível de ser implementada. Entretanto, o valor de L , assim como C_P , está condicionado à metodologia de projeto, impossibilitando a variação desses parâmetros sem que seja alterado o método de projeto do filtro ressonante. Ao contrário, C_S é o primeiro elemento determinado, possibilitando alteração de seu valor sem interferência na metodologia de projeto.

5.3 Adequação do projeto do filtro ressonante

Como mostrado na seção 5.2, existem duas possibilidades de adequação do projeto do REAO com entrada universal, ambas relacionadas ao filtro ressonante. Opta-se por alterar o valor de C_S , não sendo necessária uma alteração na metodologia de projeto do filtro ressonante. O novo valor de C_S determinado é 20 nF , que satisfaz a condição da existência de uma oscilação auto-sustentada, conforme restrição do diagrama estendido de Nyquist da Figura 5.3. Depois de reprojeto do filtro ressonante, deve-se avaliar a existência de uma oscilação auto sustentada antes de implementar o circuito do reator eletrônico.

Utilizando a metodologia de projeto desenvolvida no capítulo 4, têm-se os seguintes dados de projeto para o segundo exemplo do REAO com entrada universal:

- Tensão de entrada mínima: $100 V_{RMS} \pm 20\%$, 60 Hz ;
- Tensão de entrada máxima: $220 V_{RMS} \pm 20\%$, 60 Hz ;
- Lâmpada fluorescente OSRAM F032W/841 LUMILUX: Potência $P=32 \text{ W}$;

- Resistência equivalente da LF: $R \cong 376 \Omega$, definida através de (4.3);
- Tensão dos diodos zener $D_{Z1}-D_{Z4}$: $V_Z=12 V$, $1/2 W$;
- Frequência mínima de operação: $f_{smin}=30 kHz$;
- Frequência máxima de operação: $f_{smax}=36 kHz$, definida em (4.31).

Os novos parâmetros do REAO universal são definidos na tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Parâmetros do REAO com entrada universal (segundo exemplo)

Filtro ressonante		
C_S	Capacitor polipropileno	20 nF / 1600 V
C_P	Capacitor polipropileno	24 nF / 2000 V
L	Indutor ressonante	1.52 mH / EE25 – IP12 - Thornton
Comando auto-oscilante		
L_P, L_{S1}, L_{S2}	Transformador de corrente	$L_P=33.7 \mu H$; $L_{S1}=L_{S2}=660 \mu H$: NT 15/9/8
$D_{Z1}-D_{Z4}$	Diodo zener	C12ST
Outros componentes do REAO		
D_1-D_4	Diodos	4x1N4007
C_B	Capacitor eletrolítico	100 μF / 400 V_{dc}
<i>Diac</i>		DB3
C_Q	Capacitor cerâmico	100 nF / 63 V
R_Q	Resistor	220 $K\Omega$ / 1/8 W
R_M	Resistor	470 $K\Omega$ / 1/8 W
S_1, S_2	Interruptores	IRF740
R	Lâmpada fluorescente	OSRAM F032W/841 LUMILUX
Circuito adicional		
L_d	Indutor circuito adicional	345 μH / EE20 – IP12 - Thornton
D_6-D_9	Diodos	1N4148
T_{SC}	Transistor bipolar	2N2222A
D_{ZC}	Diodo zener	C12ST
R_1	Resistor	150 $K\Omega$ / 1/8 W
R_2	Resistor	12 $K\Omega$ / 1/8 W

A partir da definição dos novos parâmetros de projeto, a oscilação auto-sustentada é avaliada na Figura 5.6, para a mínima tensão de entrada, 100 V_{RMS} , e para a máxima tensão de entrada, 220 V_{RMS} .

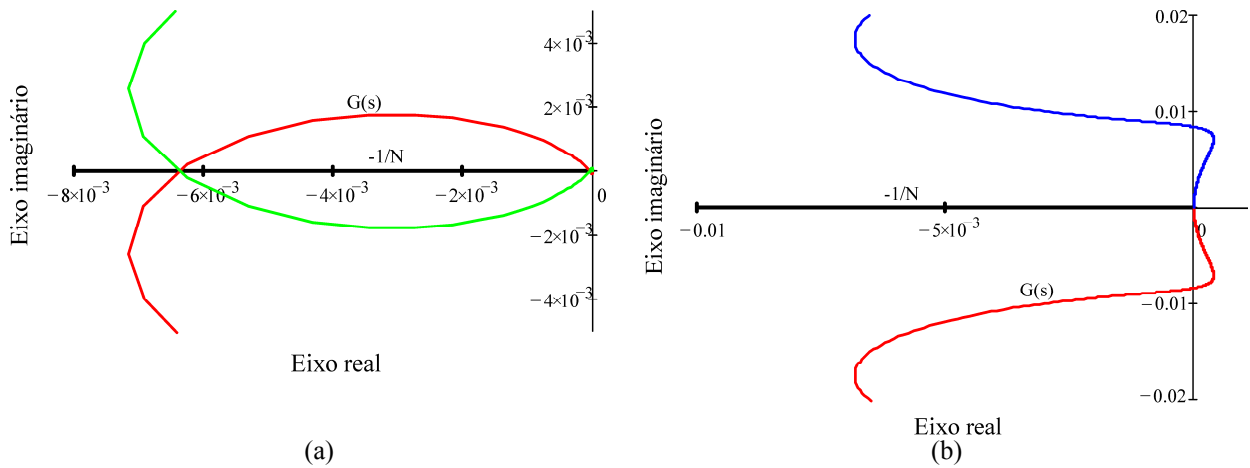


Figura 5.6 – Avaliação da oscilação auto-sustentada – (a) Tensão de entrada de 100 V_{RMS}. (b) Tensão de entrada de 220 V_{RMS}

Na Figura 5.6(a), o sistema apresenta uma oscilação auto-sustentada, já que $G(s)$ intercepta a função descritiva na frequência de projeto, 30 kHz. Todavia, para máxima tensão de entrada, Figura 5.6(b), novamente o REAO com entrada universal não apresenta uma oscilação auto-sustentada. Deve-se então continuar na busca de alternativas que satisfaçam todas as condições de projeto.

5.4 Possível modificação no circuito adicional

Uma possível modificação no circuito do REAO com entrada universal é a inserção de um resistor em série com L_d . Esse resistor (R_{dl}), somado com a resistência equivalente de T_{sc} (R_d), poderá fazer com que o sistema atenda a condição da existência de um oscilação auto-sustentada, dependendo dos valores que R_{dl} assumir. Assim, o circuito adicional, se confirmado a influência positiva de R_{dl} , passará a ter a nova configuração mostrada na Figura 5.7.

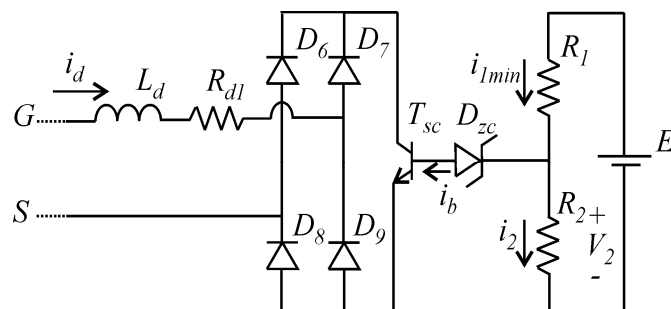


Figura 5.7 – Nova configuração do circuito adicional

Para verificar a validade dessa alteração no circuito adicional, deve-se avaliar a existência de uma oscilação auto-sustentada para diferentes valores de R_{d1} , mantendo os demais parâmetros do REAO com entrada universal fixos, com os valores do projeto original, mostrados na tabela 4.2. Quanto maior o valor de R_{d1} , maior será sua influência sobre o circuito adicional, diminuindo o efeito de L_d , e desse modo, dificultando a manutenção da potência da LF no seu valor nominal para toda faixa de operação. Por isso, R_{d1} deve ter o menor valor possível, que garanta a existência de uma oscilação auto-sustentada e influencie o mínimo possível no circuito adicional. Na Figura 5.8 é mostrado o diagrama de Nyquist para diferentes valores R_{d1} , que variam de 10 Ω até 150 Ω .

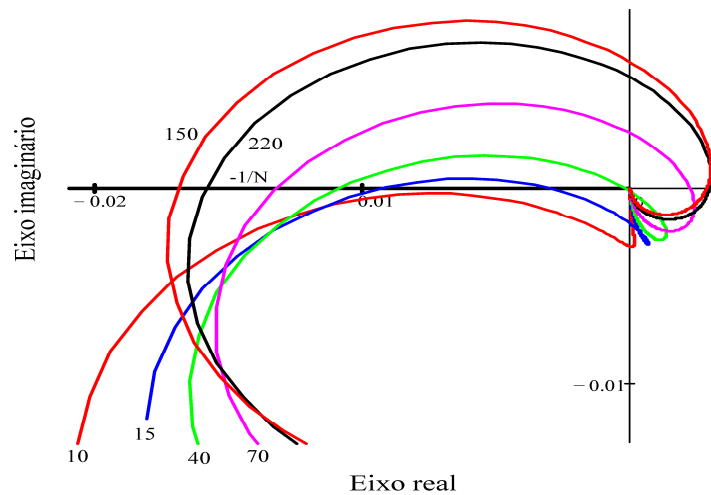


Figura 5.8 – Diagrama estendido de Nyquist para diferentes valores de R_{d1}

Analisando a Figura 5.8, conclui-se que a inserção de R_{d1} é uma alternativa possível para garantir uma oscilação auto-sustentada do REAO com entrada universal. Para diferentes valores de R_{d1} , $G(s)$ intercepta a função descritiva em diferentes frequências. Valores baixos de R_{d1} possibilitam o corte em frequências mais altas, contudo, o sistema pode não apresentar uma oscilação auto-sustentada. Valores elevados de R_{d1} diminuem a máxima frequência que pode ser atingida para a condição de máxima influência de L_d . Quando a tensão de entrada é máxima, a tensão V_Z do comando somada às quedas de tensão dos diodos da ponte retificadora D_6 - D_9 , não aparece mais totalmente sobre L_d , parte dessa tensão fica sobre R_{d1} , diminuindo a máxima influência de L_d na frequência de comutação. Assim, a máxima frequência alcançada na configuração de projeto original não pode mais ser alcançada, dificultando o controle da potência da LF.

Deve-se então, buscar uma alternativa que permita controlar a potência da LF, contudo, com uma variação menor de frequência. Uma opção é alterar o fator de qualidade do filtro ressonante (Q_o). Um aumento no valor de Q_o torna a curva do filtro mais íngreme, fazendo que uma faixa menor de variação de frequência tenha o mesmo efeito na potência da LF.

A Figura 5.9 ilustra a curva do filtro ressonante do projeto original e também a curva do filtro com um fator de qualidade maior, ambas para a condição de máxima tensão de entrada.

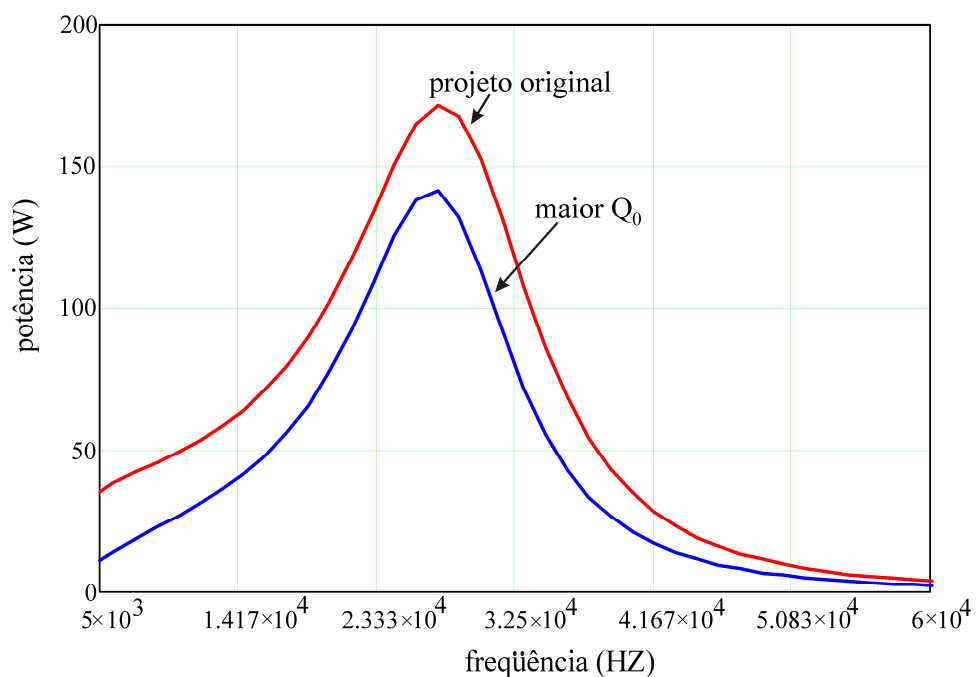


Figura 5.9 – Curva potência x frequência do filtro ressonante

Através da Figura 5.9 é possível comprovar que, para manter a potência da LF no seu valor nominal para a condição de máxima tensão de entrada, é necessária uma frequência de comutação com valor mais baixo comparada a condição de projeto original.

Para aumentar o fator de qualidade do filtro pode-se diminuir o valor de C_S . Nesse caso, não é necessário alterar a metodologia de projeto do filtro ressonante, visto que, C_S é o primeiro elemento do filtro determinado, sendo os outros componentes calculados a partir desse capacitor.

Além de inserir R_{dl} e alterar o fator de qualidade do filtro ressonante, pode-se aumentar a tensão mínima de projeto, que era de $100 V_{RMS}$. Aumentando a tensão mínima, pode-se diminuir a faixa de tensão onde a potência da LF deve ser controlada, tornando a

tensão do início da operação do circuito adicional mais próxima a tensão de projeto do REAO.

5.5 Conclusão

Nesse capítulo foram estudadas alternativas para que o REAO com entrada universal satisfaça a condição da existência de uma oscilação auto-sustentada, última etapa da metodologia de projeto. Para a avaliação das alternativas foi utilizado o CEEN, que é uma ferramenta adequada para avaliação da estabilidade e existência de ciclos limite.

Uma solução que mostra-se possível e simples de ser implementada é a inserção de R_{dl} no circuito adicional, aliado a um aumento no fator de qualidade do filtro ressonante e aumento da tensão mínima de projeto. Essa solução torna-se adequada à medida que não é necessária uma mudança na metodologia de projeto, apenas deve-se adequá-la a necessidade de satisfazer a condição da existência de uma oscilação auto-sustentada.

CAPÍTULO 6

IMPLEMENTAÇÃO DO REAO COM ENTRADA UNIVERSAL

6.1 Introdução

Após ser desenvolvida a metodologia de projeto do REAO com entrada universal, nesse capítulo será mostrada a implementação do reator eletrônico. Primeiramente, serão determinados os parâmetros do circuito, considerando as adequações de projeto do capítulo 5. Após, serão mostrados resultados de simulação e resultados experimentais do protótipo montado em laboratório, além da análise da existência de uma oscilação auto-sustentada, para comprovar que a nova configuração do REAO com entrada universal atende a todas as etapas de projeto.

6.2 Determinação dos parâmetros do REAO com entrada universal

Nesta seção serão determinados os parâmetros do REAO com entrada universal, utilizando a metodologia de projeto desenvolvida nos capítulos 3 e 4 e as restrições impostas no capítulo 5.

6.2.1 Dados de projeto

Os dados de projeto são definidos de acordo com a especificação da LF utilizada (resistência equivalente) e considerando a estratégia de projeto mostrada na tabela 4.1, que relaciona o projeto do filtro ressonante, circuito de comando e indutor do circuito adicional com a tensão de entrada e frequência de operação. A partir dessa estratégia, são definidos os dados de projeto do filtro ressonante e do comando auto-oscilante.

- Tensão de entrada: $115 V_{RMS} \pm 20\%$, 60 Hz ;
- Lâmpada fluorescente OSRAM F032W/841 LUMILUX: Potência $P=32 \text{ W}$;
- Resistência equivalente da LF: $R \cong 376 \ \Omega$, definida através de (4.3);
- Tensão dos diodos zener $D_{Z1}-D_{Z4}$: $V_Z=12 \text{ V}$, $1/2 \text{ W}$;
- Frequência mínima de operação: $f_{smin}=30 \text{ kHz}$.

6.2.2 Projeto do filtro ressonante

Para projetar o filtro ressonante, é utilizada a metodologia mostrada no capítulo 3. A componente fundamental da tensão aplicada ao filtro é dada por (3.23) e definida em (6.1).

$$V_{ef} = 103.53 \quad (6.1)$$

Em que $E=162 \text{ V}$ é obtida do estágio de retificação, no qual deve ser determinado o capacitor de barramento (Anexo B).

6.2.2.1 Determinação do ângulo de fase da impedância

De acordo com (3.25), o ângulo de fase da impedância do filtro é determinado graficamente através da Figura 6.1, da qual podem-se determinar ângulos para operação adequada do REAO com entrada universal na ignição e em regime permanente. Ângulos positivos, indicam que o circuito é predominantemente indutivo, o que garante atraso da corrente do filtro e conseqüentemente a comutação ZVS. A escolha adequada do ângulo de fase proporciona também ao filtro um ganho de tensão suficiente na partida, já que, na ignição, a LF se comporta como um circuito aberto, necessitando uma tensão elevada para romper a resistência de arco da lâmpada.

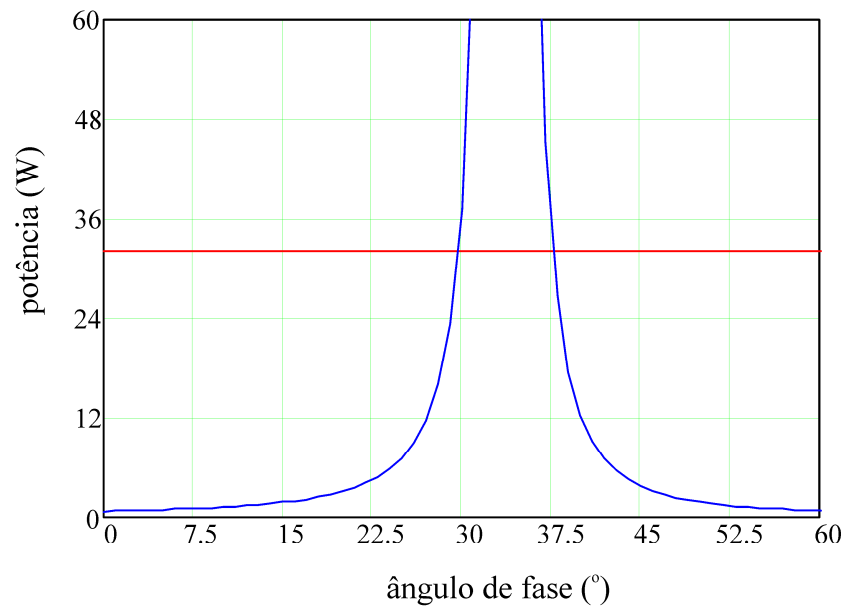


Figura 6.1 - Ângulo de fase da impedância do filtro ressonante do REAO com entrada universal

De acordo com a Figura 6.1, um ângulo que satisfaz a condição de ignição da LF, além da manutenção da potência nominal da mesma em regime permanente e também proporciona a comutação ZVS é $\phi = 33^\circ$.

6.2.2.2 Determinação do capacitor série ressonante

Como citado no capítulo 3, o capacitor série deve ser utilizado para retirar o nível contínuo da tensão aplicada ao filtro ressonante LCC assimétrico. No capítulo 5 foi determinado que C_S deve ter seu valor reduzido, para que seja possível aumentar o fator de qualidade do filtro. O valor adotado então é $C_S = 47 \text{ nF}$.

6.2.2.3 Determinação do capacitor paralelo ressonante

O capacitor paralelo ressonante é definido em (3.26), obtendo-se o valor de $C_P = 21 \text{ nF}$.

6.2.2.4 Determinação do indutor ressonante

O indutor ressonante do filtro é determinado por (3.27), tendo o valor valor de $L = 1.93 \text{ mH}$.

Definidos os parâmetros do filtro ressonante, estes serão empregados na determinação dos componentes do circuito de comando do REAO com entrada universal e também na determinação de L_d .

6.2.3 Projeto do circuito de comando

O projeto do circuito de comando consiste na determinação de L_m . Contudo, antes de determinar L_m , deve-se determinar a relação de espiras e as correntes que circulam no primário e secundário do TC, além da constante K , definida em (4.27). A corrente no secundário do TC é atribuída como sendo a corrente menor ou igual a corrente de polarização máxima do diodo zener escolhido, segundo a especificação da tensão V_Z , a partir do MOSFET empregado (Anexo C). Nesse caso, cada diodo zener dissipa a metade da sua potência, visto que, cada um deles é polarizado reversamente durante meio período. Sendo assim, i_s é dada por (6.2).

$$i_s = \frac{P_Z}{V_Z} \quad (6.2)$$

Desse modo, com os dados de projeto do item 5.2.1, $i_s = 42 \text{ mA}$. A corrente do primário do TC, i_p , é definida em (6.3), tendo o valor de $i_p = 0.52 \text{ A}$.

$$i_p = \frac{V_{ef}}{|Z_{IN}|} \quad (6.3)$$

Em que Z_{IN} é definido em (3.7), tendo o valor de $|Z_{IN}| = 140.47 \Omega$. Assim, n é obtido através de (4.28), o que resulta em (6.4).

$$\frac{1}{n} = 6.25 \quad (6.4)$$

A constante K é definida em (4.27), sendo $K = 6.47$. Depois dessas definições, pode-se determinar L_{ms} , dada por (4.25) e (4.26). Desse modo tem-se $L_{ms} = 660 \mu\text{H}$. Já L_p é obtido de (6.5).

$$L_P = 2L_{ms}.n^2 \quad (6.5)$$

Logo, tem-se $L_P = 33.7 \mu H$.

6.2.4 Projeto do circuito adicional

O projeto do circuito adicional consiste nas etapas definidas no capítulo 4, exemplificadas a seguir.

6.2.4.1 Determinação da máxima frequência de comutação

A determinação da máxima frequência de comutação é dada por (4.31), onde tem-se: $f_{sm} = 37 \text{ kHz}$.

6.2.4.2 Determinação de L_d

O indutor L_d é determinado através de (4.36), tendo o valor de $L_d = 320 \mu H$.

6.2.4.3 Projeto dos resistores R_1 e R_2

Para a determinar os resistores R_1 e R_2 devem-se, primeiramente, definir alguns parâmetros:

- Tensão na qual o circuito adicional começa a operar: $E_{min} = 115 \text{ V}_{RMS}$;
- Tensão do diodo zener do circuito adicional: $V_{DZC} = 12 \text{ V}$;
- Transistor bipolar NPN com configuração emissor comum: $T_{SC} = 2N2222A$;
- Tensão máxima sobre R_2 : $V_2 = V_{DZC} + V_{BE}$, logo, $V_2 = 12,7 \text{ V}$, em que V_{BE} é a tensão do diodo intrínseco de T_{SC} ;
- Máxima tensão de barramento, definida da tabela 4.1: $E_{max} = 311 \text{ V}$;
- Corrente máxima na base de T_{SC} para operação na região linear: $i_{bmax} = 1 \text{ mA}$.

A Figura 5.2 mostra a curva característica do transistor bipolar empregado. Essa curva foi obtida experimentalmente em [64] e é utilizada para determinação da região de operação do transistor, que deve ser na região linear durante toda a faixa de variação da tensão de entrada do REAO com entrada universal.

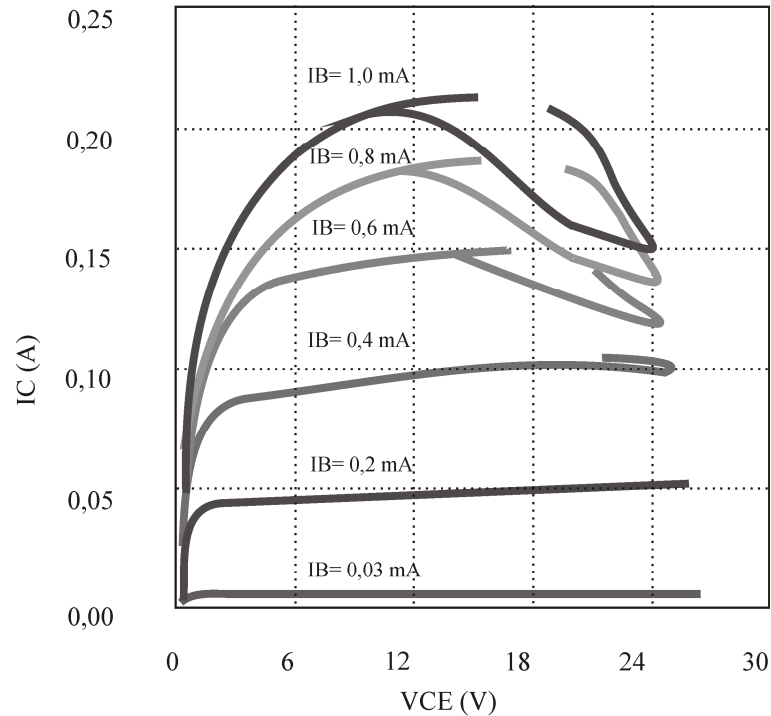


Figura 6.2 - Curva característica obtida experimentalmente para o transistor bipolar 2N2222A

A partir da definição desses parâmetros, pode-se determinar os valores dos resistores R_1 e R_2 , os quais são definidos em (4.46) e (4.42), respectivamente. Assim, tem-se $R_1=100\text{ k}\Omega$ e $R_2=10\text{ k}\Omega$.

6.2.5 Avaliação da oscilação auto-sustentada

A oscilação auto-sustentada é avaliada a partir de uma rotina implementada no software Mathcad, que será mostrada no final desse capítulo.

6.3 Resultados de simulação

Na Figura 6.3 é mostrado o esquemático do circuito do REAO com entrada universal que foi empregado na simulação, na qual foi utilizado o software ORCAD.

Todos os valores dos componentes empregados correspondem aos valores projetados. Os valores de R_Q , C_Q e R_M são determinados de acordo com [29]. Além disso, são feitas algumas simplificações:

- A rede de alimentação, a ponte retificadora e o capacitor de barramento C_B são representados pela fonte de tensão contínua E ;
- A LF é representada pelo modelo de sua resistência equivalente [56].

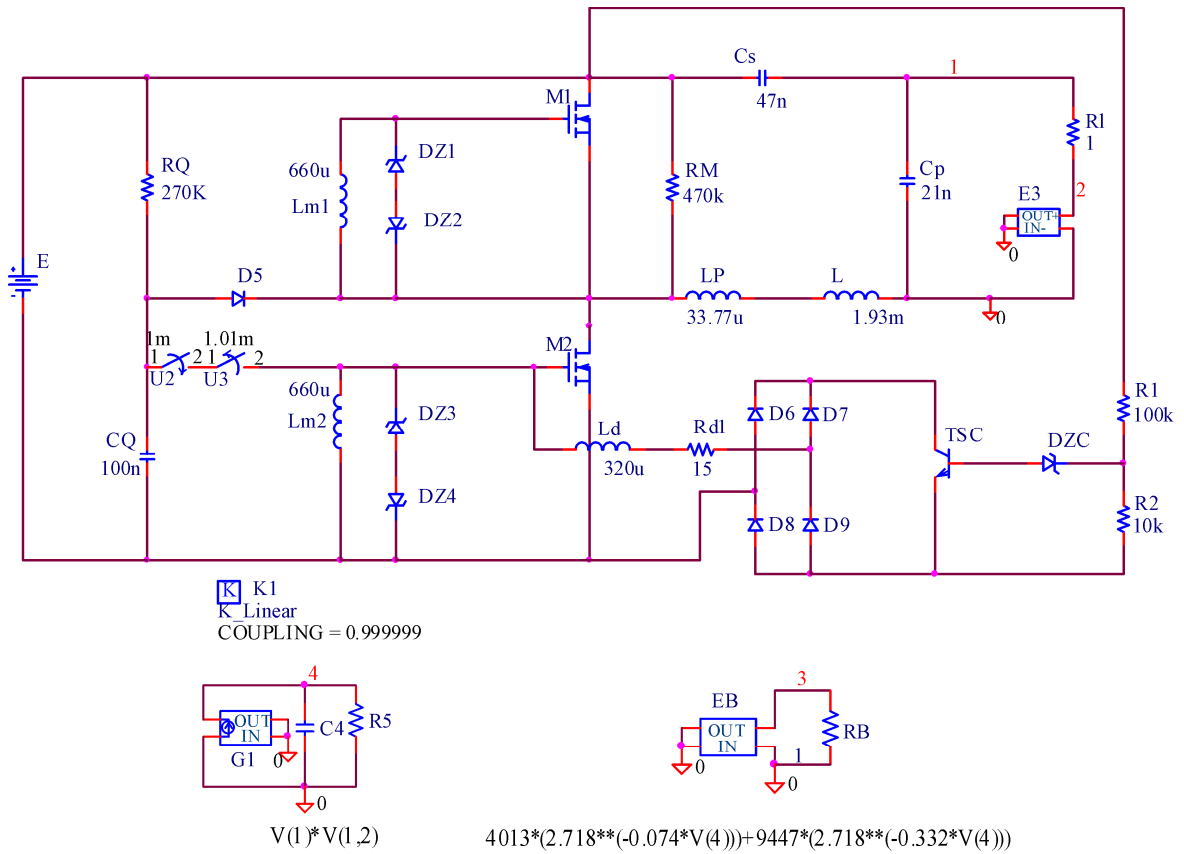


Figura 6.3 - Esquemático do circuito do REAO com entrada universal

Os resultados de simulação são mostrados para as tensões de entrada de 115 V_{RMS} e 220 V_{RMS} , nos quais os limites de 90 e 240 V_{RMS} estão incluídos em uma variação de 20% da tensão de entrada.

As Figuras 5.4(a) e (b) mostram as formas de onda de tensão e corrente no braço D_{Z3} - D_{Z4} do secundário para 115 V_{RMS} e 220 V_{RMS} , respectivamente.

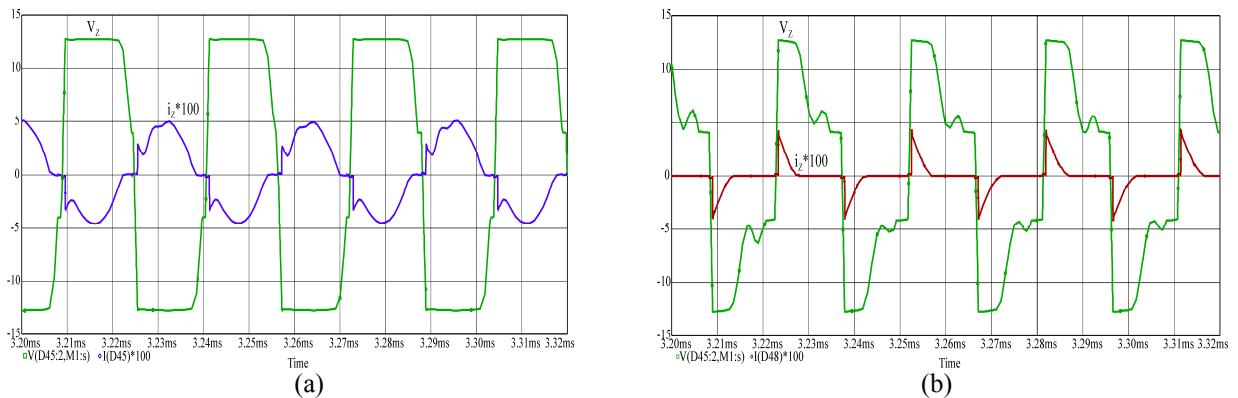


Figura 6.4 - Simulação das formas de onda de tensão e corrente no braço D_{Z3} - D_{Z4} – (a) 115 V_{RMS} . (b) 220 V_{RMS}

Na Figura 6.4(a) tem-se que a forma de onda de tensão é aproximadamente quadrada. Na Figura 6.4(b), a forma de onda de tensão está deformada, resultado de uma ressonância entre as capacitâncias intrínsecas do MOSFET e da indutância equivalente entre L_{ms} e L_d , que será discutida nos resultados experimentais.

Na Figura 6.5 são mostradas formas de onda de tensão e corrente no interruptor S_2 , para avaliação da comutação ZVS.

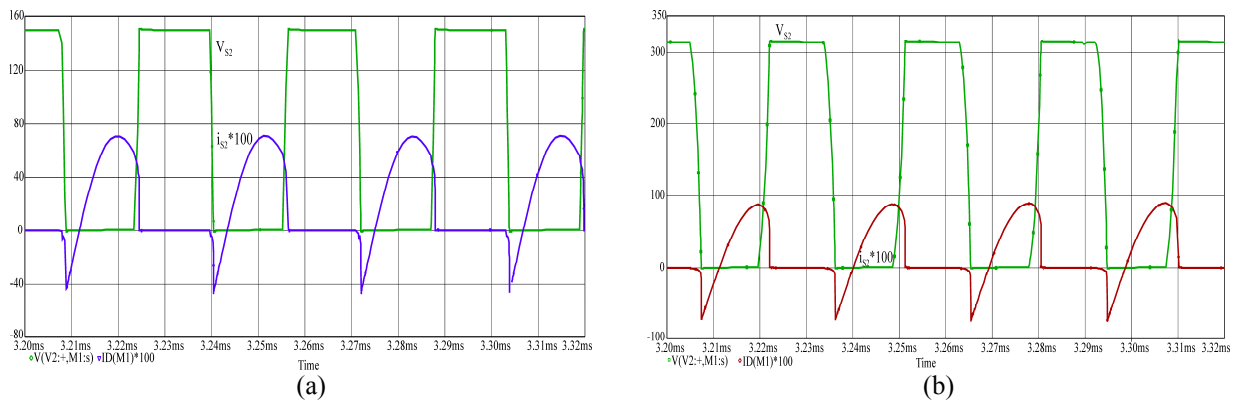


Figura 6.5 - Simulação das formas de onda de tensão e corrente no interruptor S_2 – (a) 115 V_{RMS} . (b) 220 V_{RMS}

Pelas formas de onda verifica-se a comutação ZVS para ambas as tensões de entrada. Existe outra forma de analisar a comutação suave, através de (6.5) e (6.6), onde são avaliadas a frequência de ressonância na ignição e em regime permanente.

$$f_{ig} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{L \frac{C_s \cdot C_p}{C_s + C_p}}} \quad (6.5)$$

$$f_{rp} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_s}} \quad (6.6)$$

Em (6.5), f_{ig} representa a frequência de ressonância na ignição, que é igual a frequência mínima de comutação do REAO com entrada universal, 30 kHz. Após a partida, a frequência de ressonância do circuito (f_{rp}), é reduzida para um valor aproximadamente três vezes menor, de acordo com (6.6), em que o capacitor paralelo do filtro passa a não influenciar significativamente na ressonância. Isso ocorre devido à redução da resistência equivalente da LF, que na ignição possui um valor muito grande, mas em regime permanente

é aproximadamente $R=376 \Omega$. Para garantir a comutação ZVS é necessário que o filtro tenha característica indutiva, ou seja, opere em frequência maior que a frequência de ressonância. Como o REAO com entrada universal tende a aumentar a frequência de comutação, a partir de 30 kHz, é garantida operação ZVS durante toda a faixa de tensão de entrada.

Na Figura 6.6, as formas de onda de tensão e corrente na LF são mostradas.

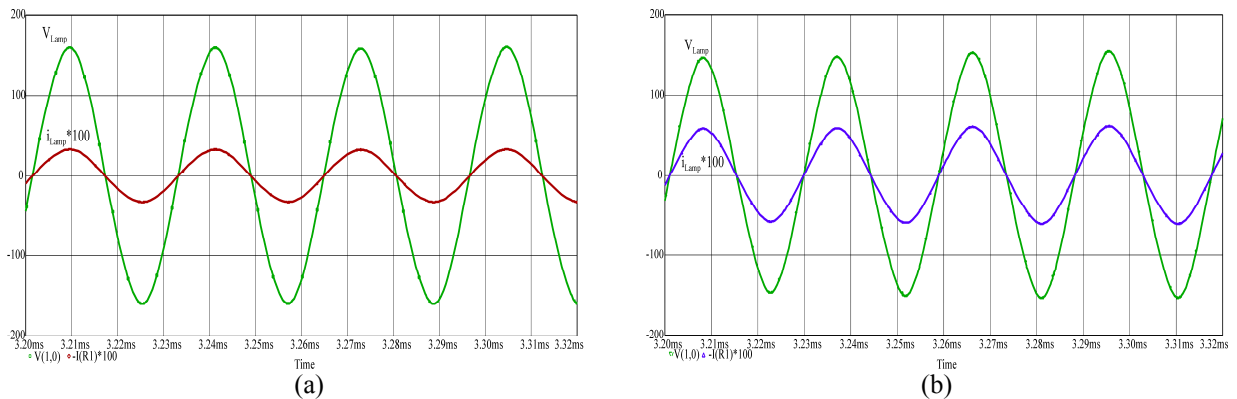


Figura 6.6 - Simulação das formas de onda de tensão e corrente na LF – (a) 115 V_{RMS} . (b) 220 V_{RMS}

As formas de onda de tensão e corrente na LF são aproximadamente senoidais para as duas tensões de entrada. Na Figura 6.6(a), tem-se $f_s=30 \text{ kHz}$ e $P_{out}=30 \text{ W}$, corroborando os valores de projeto. Na Figura 6.6(b), os valores de frequência e potência são: $f_s=36 \text{ kHz}$ e $P_{out}=33.8 \text{ W}$, respectivamente, que também estão próximos aos valores projetados.

A Figura 6.7 mostra as formas de onda de tensão e corrente no indutor L_d .

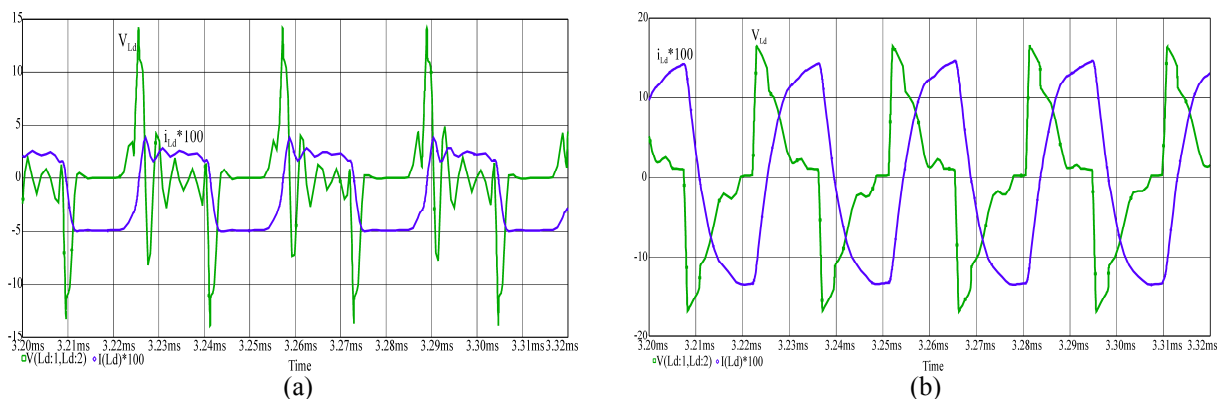


Figura 6.7 - Simulação das formas de onda de tensão em L_d – (a) 115 V_{RMS} . (b) 220 V_{RMS}

Na Figura 6.7(a), o circuito adicional está atuando, mas com uma pequena influência de L_d na frequência de comutação, visto que, nesse instante, a tensão sobre o indutor possui um valor baixo, assim como a corrente.

Na Figura 6.7(b), a corrente i_d possui um valor eficaz mais elevado e a tensão sobre o indutor tem seu maior valor, indicando a máxima influência do circuito adicional. As formas de onda de tensão sobre L_d se refletem em T_{SC} , como mostra a Figura 5.8, que ilustra tensão e corrente sobre o transistor.

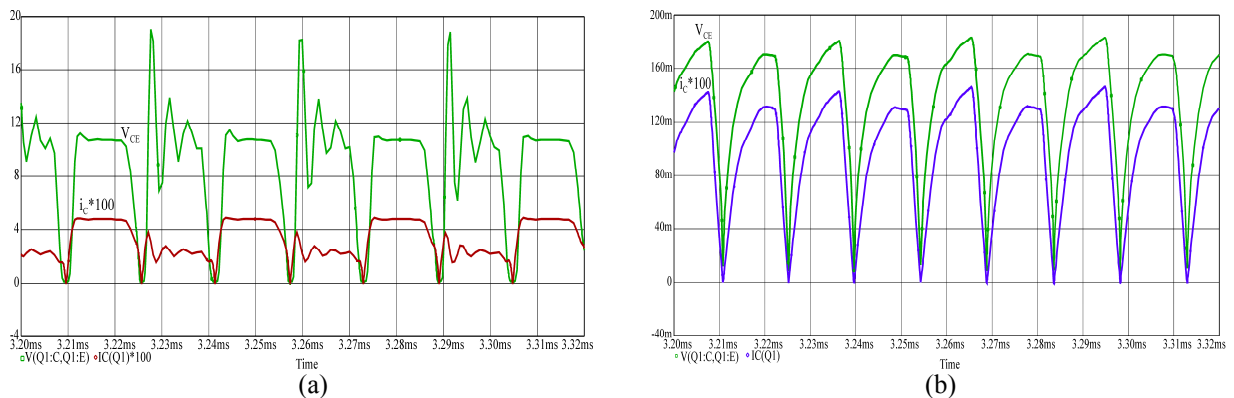


Figura 6.8 - Simulação das formas de onda de tensão e corrente em T_{SC} – (a) 115 V_{RMS} . (b) 220 V_{RMS}

Na Figura 6.8(a), a tensão V_{CE} sobre T_{SC} tem um valor elevado, próximo a tensão *gate-source* do circuito de comando. Como i_c nesse instante é baixa, tem-se que o valor da resistência equivalente de T_{SC} , R_d , é alta. Já na Figura 6.8(b), como a influência do circuito adicional é máxima e a tensão sobre T_{SC} é praticamente zero, tem-se que R_d é baixa, idealmente zero.

6.4 Resultados experimentais

Na Figura 6.9 é mostrado o circuito do REAO com entrada universal implementado a partir dos parâmetros de projeto definidos na seção 6.2.

Tabela 6.1 – Parâmetros do REAO com entrada universal (exemplo final)

Filtro ressonante		
C_S	Capacitor polipropileno	47 nF / 1600 V
C_P	Capacitor polipropileno	21 nF / 2000 V
L	Indutor ressonante	1.93 mH / EE25 – IP12 - Thornton
Comando auto-oscilante		
L_P, L_{S1}, L_{S2}	Transformador de corrente	$L_P=33.77 \mu\text{H}$; $L_{S1}=L_{S2}=660 \mu\text{H}$; NT 15/9/8
$D_{Z1}-D_{Z4}$	Diodo zener	C12ST
Outros componentes do REAO		
D_1-D_4	Diodos	4x1N4007
C_B	Capacitor eletrolítico	100 μF / 400 V_{dc}
$Diac$		DB3
C_O	Capacitor cerâmico	100 nF / 63 V
R_O	Resistor	220 $\text{K}\Omega$ / 1/8 W
R_M	Resistor	470 $\text{K}\Omega$ / 1/8 W
S_1, S_2	Interruptores	IRF740
R	Lâmpada fluorescente	OSRAM F032W/841 LUMILUX
Circuito adicional		
L_d	Indutor circuito adicional	320 μH / EE20 – IP12 - Thornton
D_6-D_9	Diodos	1N4148
T_{SC}	Transistor bipolar	2N2222A
D_{ZC}	Diodo zener	C12ST
R_1	Resistor	100 $\text{K}\Omega$ / 1/8 W
R_2	Resistor	10 $\text{K}\Omega$ / 1/8 W
R_{d1}	Resistor	15 Ω / 1/8 W

Na Figura 6.11 são mostradas as formas de onda de tensão e corrente no braço $D_{Z3}-D_{Z4}$ para tensão de entrada de 115 V_{RMS} e 220 V_{RMS} , respectivamente.

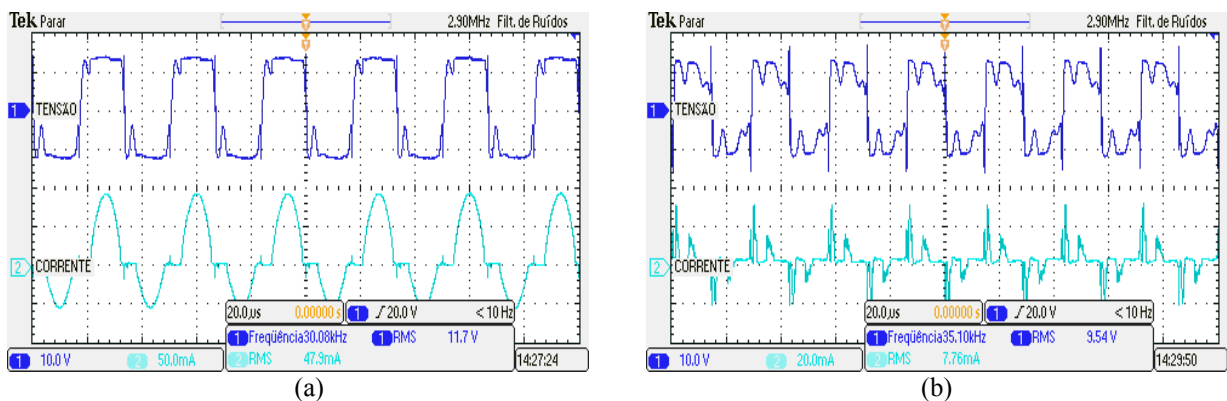


Figura 6.11 - Formas de onda de tensão e corrente no braço $D_{Z3}-D_{Z4}$ – (a) 115 V_{RMS} (10 V/div 50 mA/div; 20 $\mu\text{s}/\text{div}$). (b) 220 V_{RMS} (10 V/div 50 mA/div; 20 $\mu\text{s}/\text{div}$)

Assim como nos resultados de simulação, na Figura 6.11(a), a tensão no braço $D_{Z3}-D_{Z4}$ é aproximadamente quadrada. Na Figura 6.11(b) a tensão apresenta uma deformação na sua forma de onda, resultando de uma ressonância entre a capacitância intrínseca do MOSFET empregado e a indutância equivalente entre L_{ms} e L_d . A capacitância intrínseca do MOSFET

influencia na frequência de comutação do REAO com entrada universal. A partir dessas informações, foi escolhido um MOSFET que pudesse influenciar positivamente na frequência de comutação, aumentando seu valor, e também que tivesse uma capacitância intrínseca que diminuísse o máximo possível a frequência de ressonância entre essa capacitância e a indutância equivalente do circuito de comando. Isso, para que a deformação na forma de onda da tensão do comando não seja suficiente para que a tensão *gate-source* caia abaixo do seu limite para manter o MOSFET “ligado”. Sendo assim, o semiconductor utilizado passa a ser o IRF820, que possui uma capacitância intrínseca mais elevada que a do IRF 740, utilizado no primeiro exemplo de projeto.

A Figura 6.12 mostra as formas de onda de tensão e corrente no interruptor S_2 , para avaliação da comutação ZVS.

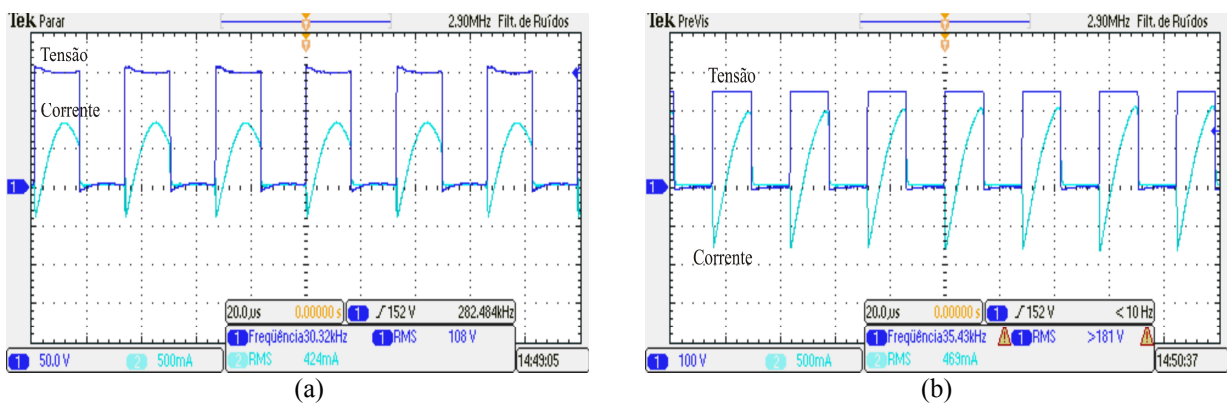


Figura 6.12 - Formas de onda de tensão e corrente no interruptor S_2 – (a) 115 V_{RMS} (50 V/div 500 mA/div; 20 μs/div). (b) 220 V_{RMS} (100 V/div 500 mA/div; 20 μs/div)

Como mostra a Figura 6.12, a comutação suave é garantida para as duas tensões de entrada. A operação ZVS é assegurada também para as tensões intermediárias entre os extremos, como mostram os resultados de (6.5) e (6.6), à medida que, a frequência de comutação é sempre mais elevada que a frequência de ressonância do filtro, em regime permanente.

Na Figura 6.13 são mostradas tensão e corrente na entrada do REAO com entrada universal.

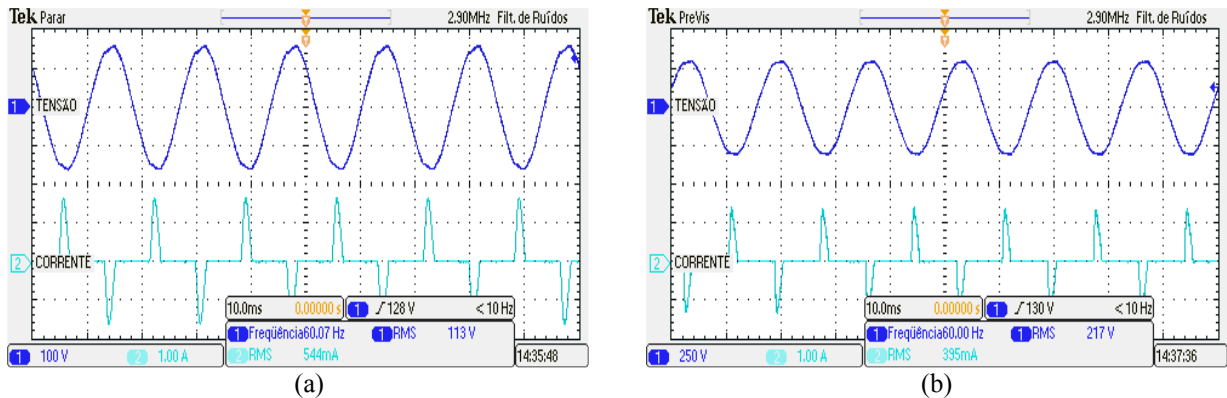


Figura 6.13 - Formas de onda de tensão e corrente na entrada do REAO universal – (a) $115 \text{ V}_{\text{RMS}}$ (100 V/div 1A/div; 10 ms/div). (b) $220 \text{ V}_{\text{RMS}}$ (250 V/div 1 A/div; 10 ms/div)

Como mostram as Figuras 6.13(a) e (b), a potência ativa para tensão de entrada de $115 \text{ V}_{\text{RMS}}$ e $220 \text{ V}_{\text{RMS}}$ é $P_{in}=30.74 \text{ W}$ e $P_{in}=38 \text{ W}$, respectivamente, tendo uma elevação de aproximadamente 22% da menor para a maior tensão de entrada.

Na Figura 6.14 são mostradas as formas de onda de tensão e corrente na LF.

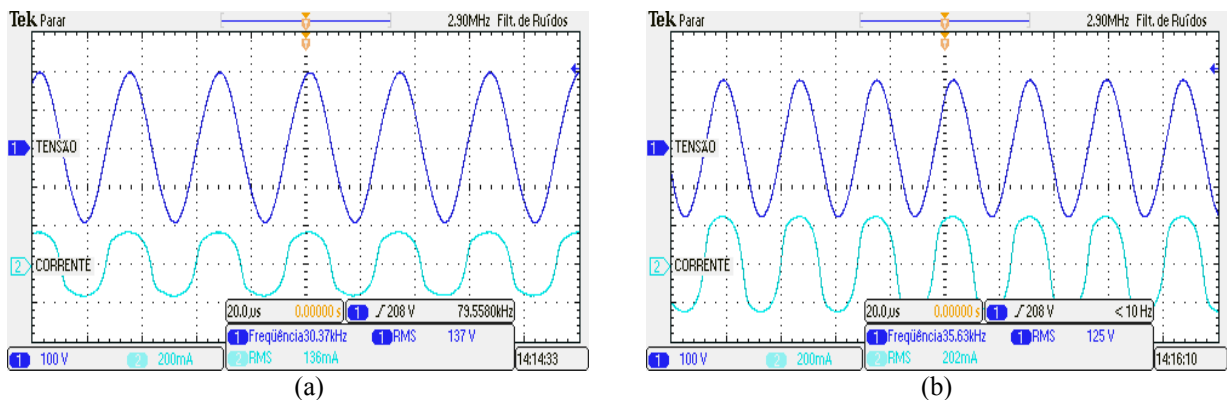


Figura 6.14 - Formas de onda de tensão e corrente na LF – (a) $115 \text{ V}_{\text{RMS}}$ (100 V/div 200 mA/div; 20 μs /div). (b) $220 \text{ V}_{\text{RMS}}$ (100 V/div 200 mA/div; 20 μs /div)

Na Figura 6.14(a), a potência ativa atingiu o valor de $P_{out}=29.65 \text{ W}$. A frequência teve o valor de $f_s=30.37 \text{ kHz}$, estando de acordo com o projeto. Na Figura 6.14(b), a potência ativa teve o valor de $P_{out}=34 \text{ W}$ e a frequência $f_s=35.53 \text{ kHz}$, também próximos aos valores de projeto. O rendimento da topologia proposta teve o valor de $\eta=96.4\%$, para $115 \text{ V}_{\text{RMS}}$ de tensão de entrada, e $\eta=90\%$ para tensão de entrada de $220 \text{ V}_{\text{RMS}}$.

A Figura 6.15 mostra as formas de onda de tensão e corrente no indutor L_d .

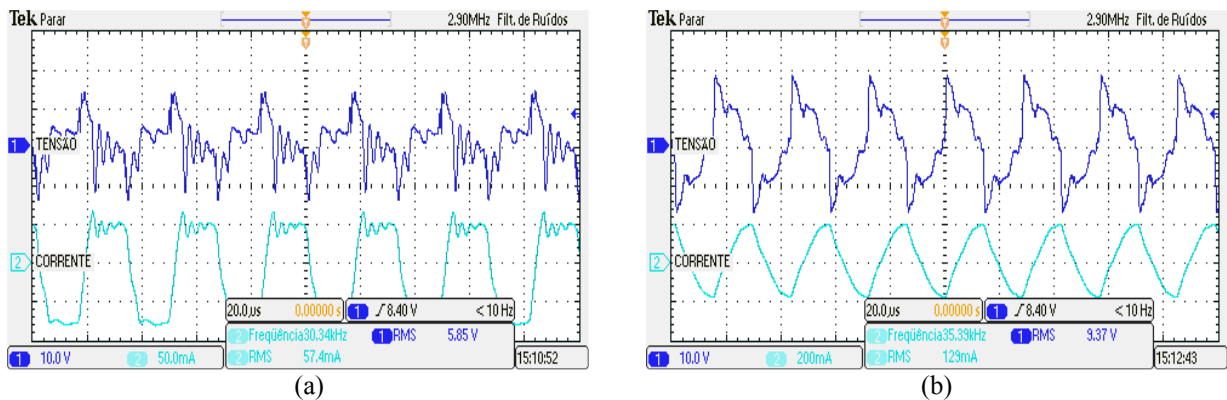


Figura 6.15 - Formas de onda de tensão e corrente em L_d – (a) 115 V_{RMS} (10 V/div 50 mA/div; 20 µs/div). (b) 220 V_{RMS} (10 V/div 200 mA/div; 20 µs/div)

Assim como nos resultados de simulação, na Figura 6.15(a) a tensão em L_d possui um valor baixo, indicando uma pequena influência de L_d no REAO com entrada universal. A corrente apresenta um valor de aproximadamente 55 mA e uma forma de onda aproximadamente quadrada, indicando uma resistência equivalente elevada de T_{SC} . Na Figura 6.15(b), a corrente possui um valor de 200 mA e forma de onda próxima a uma senóide, indicando uma menor resistência de T_{SC} . A tensão sobre L_d tem o seu valor mais elevado, indicando a máxima influência do circuito adicional.

Na Figura 6.16 são mostradas as formas de onda de tensão e corrente em T_{SC} .

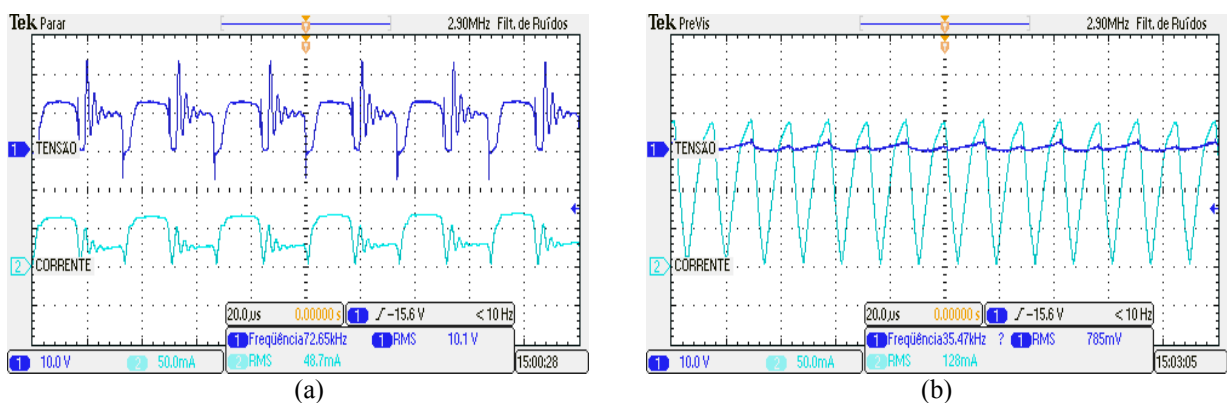


Figura 6.16 - Formas de onda de tensão e corrente em T_{SC} – (a) 115 V_{RMS} (10 V/div 50 mA/div; 20 µs/div). (b) 220 V_{RMS} (10 V/div 50 mA/div; 20 µs/div)

Na Figura 6.16(a), a tensão V_{CE} sobre T_{SC} apresenta um valor elevado, indicando uma resistência equivalente elevada do transistor e uma pequena influência do circuito adicional na frequência de comutação. Na Figura 6.16(b), a tensão V_{CE} é aproximadamente zero, indicando

o mínimo valor da resistência equivalente de T_{SC} e a máxima influência do circuito adicional na frequência de comutação do REAO com entrada universal.

6.5 Avaliação da oscilação auto-sustentada

Com o intuito de avaliar a existência de uma oscilação auto-sustentada da nova configuração do REAO com entrada universal, na Figura 6.17 é mostrado o diagrama estendido de Nyquist para as condições de tensão de entrada de $115 V_{RMS}$ e $220 V_{RMS}$.

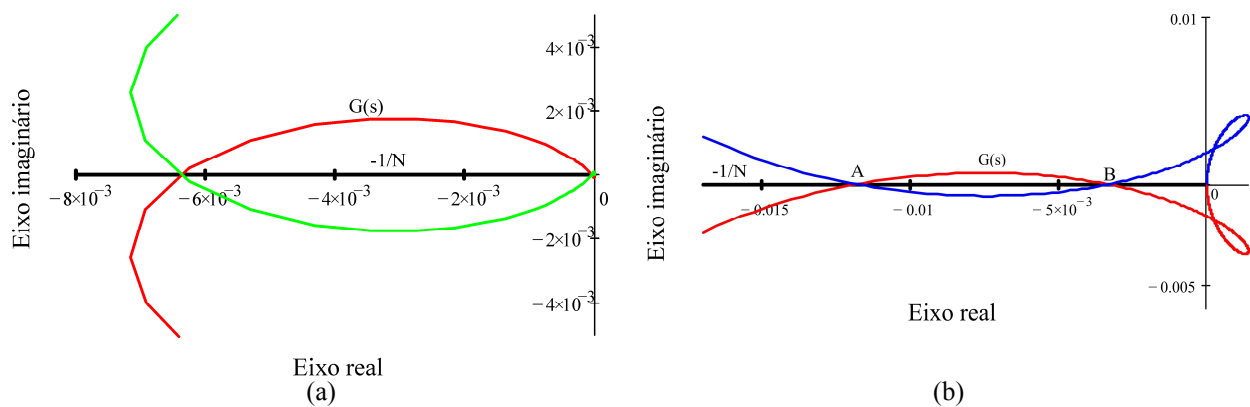


Figura 6.17 – Diagrama estendido de Nyquist – (a) Tensão de entrada $115 V_{RMS}$. (b) Tensão de entrada $220 V_{RMS}$

Na Figura 6.17(a), para tensão de entrada de $115 V_{RMS}$, $G(s)$ intercepta a função descritiva na frequência de 30 kHz , indicando uma oscilação auto-sustentada na frequência de projeto. Na Figura 6.17(b), para tensão de entrada de $220 V_{RMS}$, $G(s)$ intercepta a função a função descritiva em dois pontos. Se o ponto de projeto for o ponto A, o sistema apresenta uma oscilação auto-sustentada, satisfazendo a condição da existência de uma oscilação auto-sustentada. Assim, conclui-se que a nova configuração do REAO com entrada universal satisfaz todas as etapas de projeto.

6.6 Resultados experimentais para tensões intermediárias

Para comprovação do funcionamento do REAO com entrada universal para toda a faixa de tensão de entrada, são mostrados resultados experimentais das formas de onda de tensão e corrente na LF e tensão e corrente no circuito de comando, para diferentes tensões de entrada, intermediárias entre os extremos de $115 V_{RMS}$ e $220 V_{RMS}$, que fazem parte dos valores de tensão da rede elétrica nos diferentes países do mundo.

Nas Figuras 6.18 a 6.21 são mostradas as formas de onda para tensão de entrada de $100 V_{RMS}$, $110 V_{RMS}$, $127 V_{RMS}$, e $230 V_{RMS}$, respectivamente.

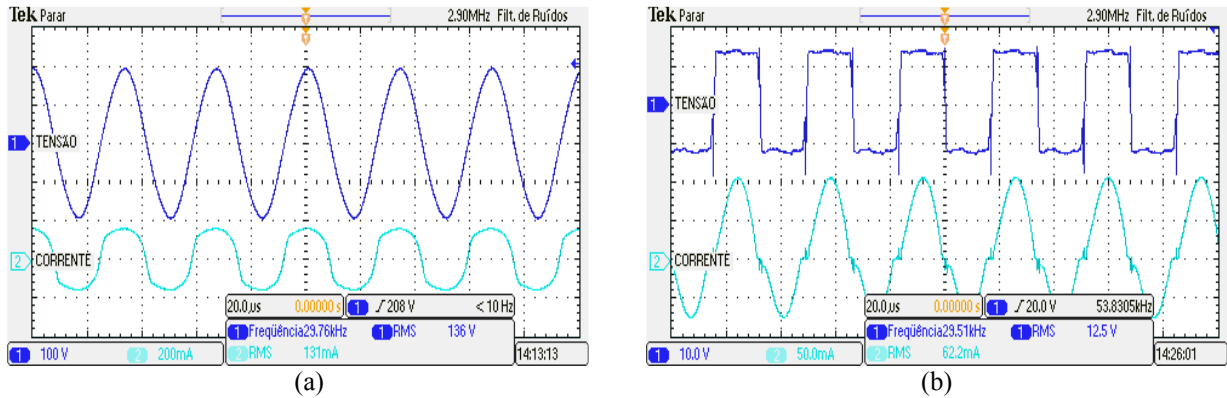


Figura 6.18 – Formas de onda para tensão de entrada de $100 V_{RMS}$ – (a) LF, $P = 27.5 W$ (100 V/div 200 mA/div; 20 μs/div). (b) braço D_{Z3} - D_{Z4} (10 V/div 50 mA/div; 20 μs/div)

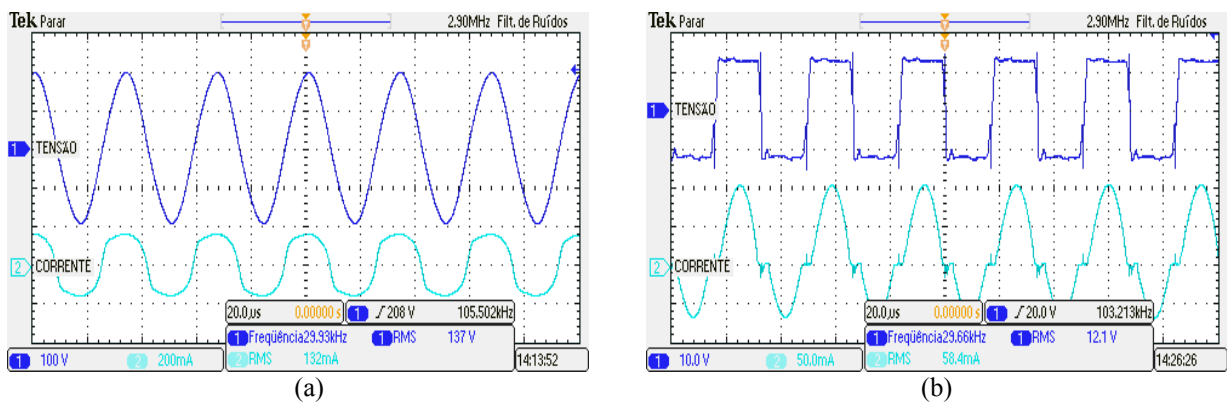


Figura 6.19 - Formas de onda para tensão de entrada de $110 V_{RMS}$ – (a) LF, $P = 29 W$ (100 V/div 200 mA/div; 20 μs/div). (b) braço D_{Z3} - D_{Z4} (10 V/div 50 mA/div; 20 μs/div)

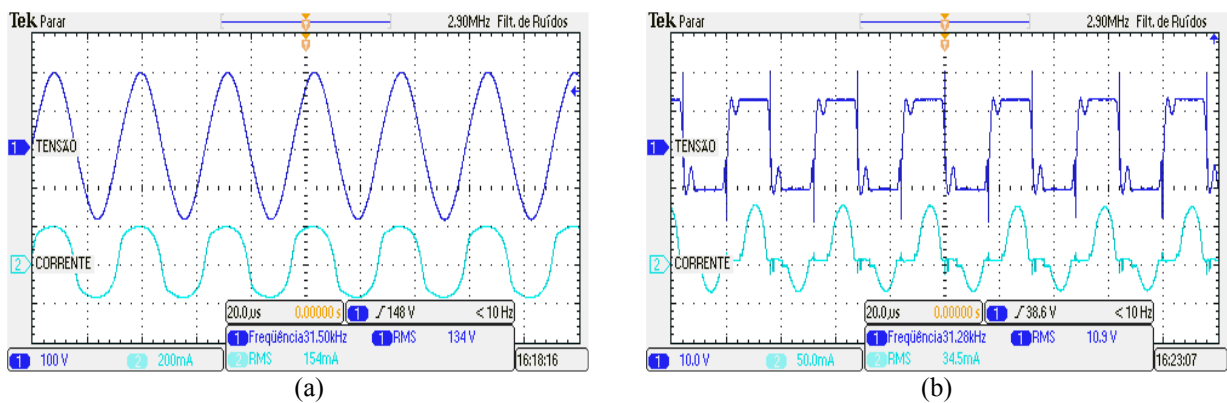


Figura 6.20 - Formas de onda para tensão de entrada de $127 V_{RMS}$ – (a) LF, $P = 32 W$ (100 V/div 200 mA/div; 20 μs/div). (b) braço D_{Z3} - D_{Z4} (10 V/div 50 mA/div; 20 μs/div)

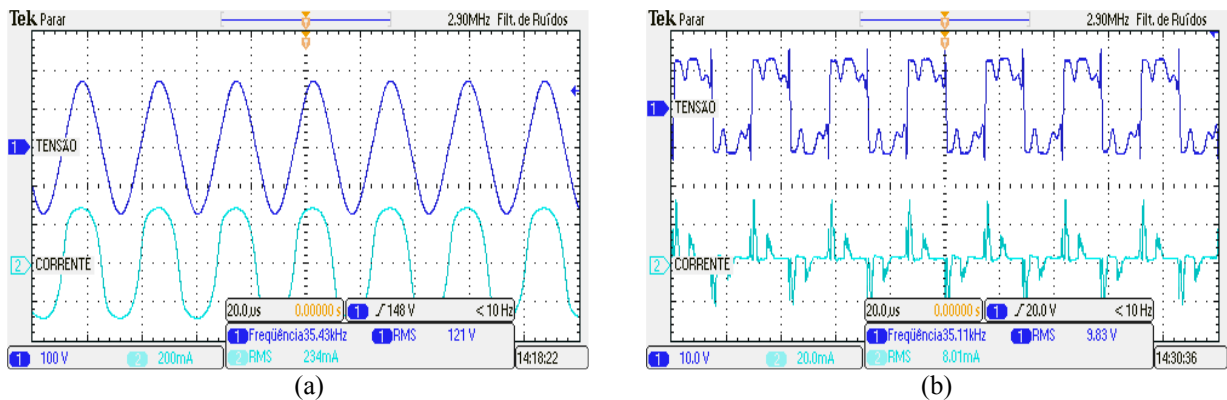


Figura 6.21 - Formas de onda para tensão de entrada de 230 V_{RMS} – (a) LF, P = 35.7 W (100 V/div 200 mA/div; 20 μ s/div). (b) braço D_{Z3}-D_{Z4} (10 V/div 50 mA/div; 20 μ s/div)

Através das Figuras 6.18 a 6.21 é possível comprovar o funcionamento do REAO com entrada universal para as diferentes tensões de entrada que são distribuídas pelas concessionárias de energia para seus consumidores. Assim, a metodologia de projeto desenvolvida mostra-se adequada para o reator eletrônico proposto.

6.7 Gráfico Potência x Tensão de entrada

Na Figura 6.22 é mostrado o gráfico que relaciona a potência da LF com a tensão de entrada do REAO com entrada universal. O gráfico visa ilustrar que para toda a faixa de variação da tensão de entrada, a variação da potência na LF é pequena e aceitável.

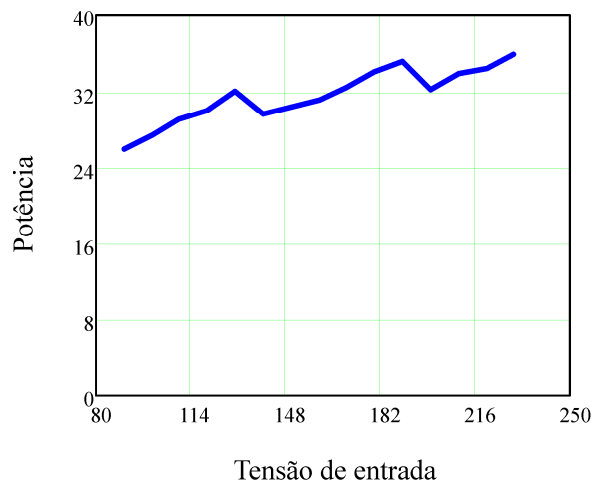


Figura 6.22 – Gráfico P x V_{in} da LF

Através da Figura 6.22 tem-se que para toda faixa de variação da tensão de entrada, a variação da potência da LF é de aproximadamente 30%.

6.8 Conclusão

Nesse capítulo foi apresentada a implementação do REAO com entrada universal, adicionando a metodologia de projeto iterativo proposta no capítulo 5 à metodologia proposta no capítulo 4. Os resultados de simulação e experimentais foram parecidos, tanto para os valores de potência e frequência nos extremos da faixa de operação, quanto para as demais formas de onda avaliadas, como no circuito de comando, onde ficou evidente a ressonância entre a capacitância intrínseca dos interruptores e a indutância equivalente entre L_d e L_{ms} . Os resultados mostraram-se adequados à medida que os níveis de potência na LF ficaram dentro de valores aceitáveis, tendo uma variação pequena para em toda faixa de operação. A condição da oscilação auto-sustentada foi satisfeita mostrando que o sistema satisfaz a todas as condições de projeto.

O REAO com entrada universal mostrou-se uma boa alternativa para implementar reatores eletrônicos universais, pelo fato do circuito adicional possuir um número reduzido de componentes. Sendo assim, o REAO com entrada universal mantém as principais características do REAO, além de ser um circuito compacto. Outro aspecto importante é a utilização do comando auto-oscilante, que proporciona robustez ao circuito, além da possibilidade de variação automática da frequência através de um controle *feedforward*.

CONCLUSÃO GERAL

Nesse trabalho foi desenvolvida a análise e o projeto de um reator eletrônico auto-oscilante com entrada universal, que mantém a potência da lâmpada fluorescente empregada próxima ao seu valor nominal, independente da tensão de alimentação do circuito. Um circuito adicional junto ao reator eletrônico auto-oscilante permite alterar a frequência de comutação do circuito, de acordo com a variação na tensão de entrada, considerando a característica de ganho do filtro ressonante LCC que alimenta a lâmpada.

Um reator eletrônico com possibilidade de entrada universal constitui uma boa alternativa para que possa ser comercializado em qualquer lugar do mundo, além de proporcionar maior segurança, por não necessitar de nenhum ajuste à rede elétrica local. Além disso, a utilização do comando auto-oscilante proporciona uma maior confiabilidade e robustez ao reator eletrônico.

A metodologia de projeto dessa dissertação mostrou-se adequada, pois satisfaz as condições de operação do reator eletrônico, atendendo todas as etapas de projeto. A inserção do circuito adicional ao reator eletrônico auto-oscilante mostrou que uma condição de operação sem uma oscilação auto-sustentada pode ocorrer em algumas faixas de operação. Por isso, foi desenvolvida uma metodologia de projeto interativo, fazendo uma variação de parâmetros do circuito do reator eletrônico e observando a influência de cada um na ocorrência de uma oscilação auto-sustentada. O projeto interativo foi uma das principais contribuições da dissertação, à medida que pode ser utilizada para qualquer sistema que utilize comando auto-oscilante, tornando possível identificar quais parâmetros do circuito podem ser alterados para que o reator atenda as condições de operação.

Os resultados de simulação e experimentais comprovaram o funcionamento do reator eletrônico auto-oscilante com entrada universal. O critério de estabilidade estendido de Nyquist mostrou-se uma excelente alternativa para avaliar a oscilação auto-sustentada, visto que, é uma ferramenta simples de ser utilizada e fornece bons resultados para análise da existência de uma oscilação auto-sustentada.

O reator eletrônico analisado foi empregado para alimentar uma lâmpada fluorescente tubular de 32 W. Contudo, pode ser utilizado para lâmpadas fluorescentes tubulares de outras potências e também para alimentação de lâmpadas fluorescente compactas, que têm ganhado bastante espaço no mercado de sistemas de iluminação artificial.

Como sugestão para trabalhos futuros, pode ser avaliada a utilização do reator para alimentação de duas ou quatro lâmpadas. Pode ser adicionado um estágio de correção de fator de potência e também avaliado o aquecimento dos filamentos da lâmpada.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] EPE – EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA. Disponível em: http://www.canalenergia.com.br/linkto.asp?countn=EPE_Externo%linkRemoto=http://www.epe.gov.br/mercado/Paginas/Estudos_27.aspx, Acesso em: 15 jul. 2009.
- [2] ELCF – EUROPEAN LAMPS COMPANIES FEDERATION. **Lighting Applications.** Disponível em: <http://www.elcfed.org/content.php?level1=2&level2=6&mode=1>, Acesso em: 15 jul. 2009.
- [3] SEIDEL, Á.R. et al. **Reatores eletrônicos para iluminação fluorescente.** Ijuí: Unijuí, 2008.
- [4] FREITAS, M. F. **Contribuição ao estudo de sistemas eletrônicos de baixo custo com alto fator de potência para acionamento de lâmpada fluorescente compacta.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2000.
- [5] DALLA COSTA, M. A. **Reator eletrônico auto-oscilante com alto fator de potência para alimentação de quatro lâmpadas fluorescentes independentes.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2004.
- [6] BONALDO, S. A. **Desenvolvimento de novas topologias de circuitos eletrônicos com controle de intensidade luminosa para iluminação fluorescente.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 1998.
- [7] HAMMER, E. E. **High frequency characteristics of fluorescent lamps up to 500 kHz.** Journal of the Illuminating Engineering Society, Winter 1987, p. 56 - 61.
- [8] BAIRANZADE, M. **Electronic lamp ballast design.** Disponível em: <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/AN1543-D.pdf>. Acesso em: 5 set. 2009.
- [9] BISOGNO, F. E. et al. **Resonant filter applications in electronic ballast.** In: IEEE Industry Applications Society. IAS 2002, v. 1, p. 348-354, Record.
- [10] WAKABAYASHY, F. T. et al. **An improved design procedure for LCC resonant filter of dimmable electronic ballasts for fluorescent lamps, based on lamp model.** In: Power Electronics, IEEE Transaction on, v.20, Issue: 5, p. 1186 - 1196, 2005.
- [11] HO, Y. K. E. et al. **A comparative study on dimming control methods for electronic ballasts.** Power Electronics, IEEE Transaction on, v. 16, Issue: 6, p. 828-836, 2001.

- [12] SEIDEL, Á. R. et al. **Projeto do reator eletrônico auto-oscilante**. Revista Brasileira de Eletrônica de Potência – SOBRAEP, v. 9, n. 1, p. 53-61, 2004.
- [13] SEIDEL, Á. R. et al. **Self-oscillating dimmable electronic ballast**. Industrial Electronics, IEEE Transaction on, v. 50, Issue: 6, p. 1267-1274, 2003.
- [14] TAO, F. et al. **Self-oscillating electronic ballast with dimming control**. In: IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 2001, v. 4, p. 1818-1823, Record.
- [15] SEIDEL, Á. R. et al. **Automatic luminous control for self-oscillating electronic ballast**. In: IEEE Industry Applications Society. IAS 2003, v. 2, p. 773-778, Record.
- [16] MICHEL, A. L. et al. **Electronic ballast with automatic luminous variation and presence detection using microcontroller and self-oscillating command**. In: IEEE Industry Applications Society. IAS 2002, v. 2, p. 1071-1077, Record.
- [17] ALONSO, J. M. et al. **Investigation of a new control strategy for electronic ballasts based on variable inductor**. In: Industrial Electronics, IEEE Transaction on, v. 55, Issue: 1, p. 3-10, 2008.
- [18] HUI, S. Y. R. et al. **An electronic ballast with wide dimming range, high PF, and low EMI**. In: Power Electronics, IEEE Transactions on, v. 16, Issue: 4, p. 465-472, 2001.
- [19] PAPPIS, D. et al. **Self-oscillating electronic ballast with universal input voltage range**. In: IEEE Power Electronics Specialists Conference. PESC 2004, v. 1, p. 659-664, Record.
- [20] GLASER, J. S. et al. **Dimmable self-oscillating electronic ballast for fluorescent lamp**. Patente. US 2004/0113564 A1, 11 Dez. 2002, 17 Jun. 2004.
- [21] HUI, S. Y. R. et al. **Dimming control techniques using self-excited gate circuits**. Patente. US 2006/0017401 A1, 7 Set. 2005, 26 Jan. 2006.
- [22] OSRAM. **Fluorescentes tubulares OSRAM T8**. Disponível em: http://www.osram.com.br/osram_br/Ferramentas_%26_Downloads/_pdf/Arquivos/Illuminacao_Geral/Fluorescente_Tubular_T8.pdf. Acesso em: 15 out. 2009.
- [23] JANG, T. E. et al. **Dimming control characteristics of electrodeless fluorescent lamps**. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, v. 56, Issue: 1, p. 93-100, 2009.
- [24] LUMINARE. **Segredos da iluminação**. Disponível em: <http://www.luminare.com.br/site/content/iluminacao/sobre.pdf>. Acesso em: 21 out. 2009.
- [25] HAMMER, E. E. **Characteristics of various fluorescent systems at 60 Hz and high frequency**. Industry Applications, IEEE Transactions on. v. 1a-21, Issue: 1, p. 11-16, 1985.

- [26] KAISER, W. **Conversor eletrônico de alta eficiência para alimentação de lâmpadas fluorescentes tubulares – uma metodologia de projeto**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade de São Paulo, São Paulo, 1989.
- [27] OPEN STOCK PHOTOGRAPHY. Banco de imagens gratuito. Disponível em: <http://www.openstockphotography.org/>. Acesso em: 28 set. 2009.
- [28] YEN, W. M. et al. **Phosphor handbook**. Segunda edição. Editora CRC Press, 2006.
- [29] SEIDEL, A. R. **Técnicas de projeto para o reator eletrônico auto-oscilante empregando ferramentas de controle**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2004.
- [30] DURÃO, W. A. et al. **A questão do mercúrio em lâmpadas fluorescentes**. Revista Química Nova na Escola, n. 28, p. 15-19, 2008.
- [31] RAPOSO, C. **Contaminação ambiental provocada pelo descarte não controlado de lâmpadas de mercúrio no Brasil**. Tese (Doutorado em Geologia) – Universidade Federal de Ouro Preto, Ouro Preto, 2001.
- [32] BISOGNO, F. E. **Topologias para iluminação fluorescente, utilizando conversores eletrônicos integrados empregando compartilhamento de chave semicondutora**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2001.
- [33] SECADAS, M. R. **Sistemas electrónicos para iluminación**. Universidad de Oviedo, [2007].
- [34] VERDERBER, R. R. et Al. **Performance of electronic ballast and controls with 34 and 40- watt F40 fluorescent lamps**. In: Industry Applications, IEEE Transactions on. v. 25, Issue: 6, p. 1049-1059, 1989.
- [35] 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) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2002.
- [36] RPI – RENSSELAER POLYTECHNIC INSTITUTE. **Reducing barriers to use of high efficiency lighting systems**. Lighting Research Center. Final Report. Year 2m 2003. Disponível em: http://www.lrc.rpi.edu/researchtopics/reducing_barriers/pdf/year2finalreport.pdf. Acesso em: 18 out. 2009.
- [37] HOEK, J. V et al. **Emitter depletion studies on electrodes of 50 Hz mercury/noble gas discharge lamps during ignition**. Journal of Physics D: Applied Physics. v. 35, Issue: 14, p. 1716-1726, 2002.
- [38] ANSI. **High-frequency fluorescent lamp ballasts**. ANSI C82.11-1992.
- [39] KAISER, W et al. **Impact of current crest factor at high and low frequency operation on fluorescent lamp electrodes**. In: IEEE Industry Applications Society. IAS 2006, v. 1, p. 236-241, Record.

- [40] GOUD, L. H. et al. **Standardized data for dimming fluorescent lamps**. In: IEEE Industry Applications Society. IAS 2002, v. 1, p. 673-679, Record.
- [41] MOO, C. S. et al. **A single stage high-power-factor electronic ballast with ZVS buck-boost conversion**. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, v. 56, Issue: 4, p. 1136-1146, 2009.
- [42] MARCHESAN, T. B. et al. **Integrated zeta-flyback electronic ballast with ZVS buck-boost conversion**. Industrial electronics, IEEE Transactions on, v. 54, Issue: 5, p. 2918-2921, 2007.
- [43] ORLETTI, R. et al. **HID lamp electronic ballast with reduced component number**. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, v. 56, Issue: 3, p. 718-725, 2009.
- [44] ALONSO, J. M. et al. **Integrated buck-flyback converter as a high-power-factor off-line power supply**. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, v. 55, Issue: 3, p. 1090-1100, 2008.
- [45] HULME, V. B. **Some switching-circuit applications of transistors and saturable magnetic cores**. The Institution of Electrical Engineers, Issue: 2953, p. 1235-1243, 1959.
- [46] WAGNER, C. F. **Parallel Inverter with Resistance Load**. Electrical Engineering, v. 54, Issue: 11, p. 1227-1235, 1935.
- [47] SEIDEL, Á. R. **Otimização do projeto de um reator eletrônico auto-oscilante empregando ferramentas de controle**. Qualificação (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2003.
- [48] ANDRÉ, A. S. et al. **Reator eletrônico auto-oscilante com alto fator de potência para duas lâmpadas fluorescentes de 65W**. In: XIII Congresso Brasileiro de Automática, CBA 2000.
- [49] ANDRÉ, A. S. et al. **Reator eletrônico auto-oscilante para lâmpadas fluorescentes com alto fator de potência utilizando Buck-boost integrado**. In: XIII Congresso Brasileiro de Automática, CBA 2000.
- [50] SEIDEL, Á. R. et al. **Designing a self-oscillating electronic ballast with bipolar transistor**. In: IEEE Industry Applications Society. IAS 2002, v. 2, p. 1078-1083, Record.
- [51] PRADO, R. N. et al. **A design approach of the self-oscillating electronic ballast**. In: IEEE Power Electronics and Motion Control Conference. IPEMC 2000, v. 3, p. 1127-1131, Record.
- [52] SEIDEL, A. R. et al. **Self-oscillating electronic ballast based on the point of view of control system**. In: IEEE Industry Applications Society. IAS 2002, v. 1, p. 211-217, Record.

- [53] SEIDEL, A. R. et al. **A design methodology for a self-oscillating electronic ballast.** Industry Applications, IEEE Transactions on, v. 43, Issue: 6, p. 1524-1533, 2007.
- [54] MADER, U. et al. **A dynamical model for the electrical characteristics of fluorescent lamps.** In: IEEE Industry Applications Society. IAS 1992, v. 2, p. 1928-1934, Record.
- [55] GULKO, M. et al. **Current-sourcing push-pull parallel-resonance inverter (cs-ppri): Theory and application as a fluorescent lamp driver.** In: IEEE Applied Power Electronics Conference. APEC 1993, p. 411-417, Record.
- [56] CERVI, M. et al. **Fluorescent lamp model based on the equivalent resistance variation.** In: IEEE Industry Applications Society. IAS 2002, v. 1, p. 680-684, Record.
- [57] CERVI, M. et al. **Fluorescent lamp model employing tangent approximation.** In: IEEE Industry Applications Society. IAS 2001, v. 2, p. 1249-1253, Record.
- [58] VOLTAGE VALET. Disponível em: <http://www.voltagevalet.com/country.html>, Acesso em: 2 ago. 2008.
- [59] JOHNS, D. A. **Universal electronic ballast system.** Patente. US 005130611, 16 Jan. 1991, 14 Jul. 1992.
- [60] CHANG, C. et al. **Analysis of the Self-oscillating series resonant inverter for electronic ballasts.** Power Electronics, IEEE Transactions on, v. 14, Issue: 2, p. 522-540, 1999.
- [61] SEIDEL, Á. R. et al. **A design method for electronic ballast for fluorescent lamps.** In: Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society. IECON 2000, v. 4, p. 2279-2284, Record.
- [62] CHANG, C. et al. **Self-oscillating electronic ballast analysis via relay systems approach.** Industry Applications, IEEE Transactions on, v. 27, Issue: 1, p. 255-261, 2001.
- [63] OGATA, K. **Engenharia de controle moderno.** Segunda edição. Editora PHB, 1992.
- [64] CERVI, M. **Rede de iluminação semicondutora para aplicação automotiva.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2005.
- [65] BOYLESTAD, R. et al. **Dispositivos eletrônicos e teoria de circuitos.** Editora Prentice Hall do Brasil, 1994.
- [66] UNITRODE, I. C. **Power supply seminar,** Merrimack, 1993.

ANEXOS

ANEXO A – FOLHAS DE DADOS DO DIODO

ZENER



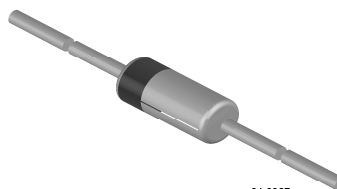
BZX55-Series

Vishay Semiconductors

Small Signal Zener Diodes

Features

- Very sharp reverse characteristic
- Low reverse current level
- Very high stability
- Low noise
- Available with tighter tolerances
- Lead (Pb)-free component
- Component in accordance to RoHS 2002/95/EC and WEEE 2002/96/EC



94 9367

Applications

Voltage stabilization

Mechanical Data

Case: DO35 glass case

Weight: approx. 125 mg

Cathode Band Color: black

Packaging Codes/Options:

TR/10 k per 13" reel, 30 k/box

TAP/10 k per ammpack (52 mm tape), 30 k/box

Absolute Maximum Ratings

$T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified

Parameter	Test condition	Symbol	Value	Unit
Power dissipation = 4 mm, T	$I_L = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	P_{tot}	500 W	m
Z-current		I_Z	P_{tot}/V_Z	mA

Thermal Characteristics

$T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified

Parameter	Test condition	Symbol	Value	Unit
Thermal resistance junction to ambient air	$l_4 = \text{mm}, T_L = \text{constant}$	R_{thJA}	300 /W	K
Junction temperature		T_j	175	$^{\circ}\text{C}$
Storage temperature range		T_{stg}	- 65 to + 175	$^{\circ}\text{C}$

Electrical Characteristics

$T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified

Parameter	Test condition	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Forward voltage	$I_F = 200\text{ mA}$	V_F			1.5	V

ANEXO B – CÁLCULO DO CAPACITOR DE BARRAMENTO

O valor do capacitor do barramento (CB) deve ser determinado através da diferença de energia em meio período da rede de alimentação [65], [66].

Em um ciclo inteiro da rede, a energia fornecida é:

$$E_{ca} = \frac{P_{in}}{f_{ca}} \quad (B1)$$

Em que P_{in} é a potência de entrada do reator eletrônico e f_{ca} é a frequência da rede de alimentação.

Relacionando a equação da energia no capacitor com a tensão máxima (V_{max}) e mínima (V_{min}) no barramento, tem-se (B2) e (B3).

$$\frac{E_{ca}}{2} = \frac{1}{2}CB.V_{max}^2 - \frac{1}{2}CB.V_{min}^2 \quad (B2)$$

$$E_{ca} = CB.V_{max}^2 - CB.V_{min}^2 \quad (B3)$$

Assim, CB é definido em (B4):

$$CB = \frac{E_{ca}}{(V_{max}^2 - V_{min}^2)} \quad (B4)$$

Substituindo (B1) em (B4) tem-se:

$$CB \geq \frac{P_{in}}{f_{ca} \cdot (V_{max}^2 - V_{min}^2)} \quad (B5)$$

ANEXO C – FOLHAS DE DADOS DO MOSFET



IRF820
POWER MOSFET

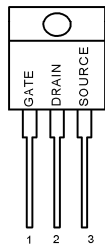
GENERAL DESCRIPTION ATURESFE

This high voltage MOSFET uses an advanced termination scheme to provide enhanced voltage-blocking capability without degrading performance over time. In addition, this advanced MOSFET is designed to withstand high energy in avalanche and commutation modes. The new energy efficient design also offers a drain-to-source diode with a fast recovery time. Designed for high voltage, high speed switching applications in power supplies, converters and PWM motor controls, these devices are particularly well suited for bridge circuits where diode speed and commutating safe operating areas are critical and offer additional and safety margin against unexpected voltage transients.

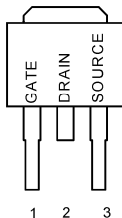
Robust High Voltage Termination
Avalanche Energy Specified
Source-to-Drain Diode Recovery Time Comparable to a Discrete Fast Recovery Diode
Diode is Characterized for Use in Bridge Circuits
 I_{loss} and $V_{DS(on)}$ Specified at Elevated Temperature

PIN CONFIGURATION SYMBOL

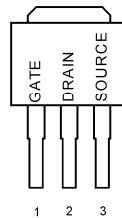
TO-220/TO-220FP
Front View



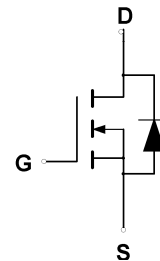
TO-252
Front View



TO-251
Front View



N-Channel MOSFET



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Drain to Current Continuous	I_D	2.0	A
Pulsed	I_{DM}	9.0	
Gate-to-Source Voltage Continue	V_{GS}	± 20	V
Non-repetitive	V_{GSM}	± 40	V
Total Power Dissipation	P_D		W
TO-251/TO-252		60	
TO-220		60	
TO-220FP		32	
Operating and Storage Temperature Range	T_J, T_{STG}	-55 to 150	$^{\circ}C$
Single Pulse Drain-to-Source Avalanche Energy ($V_{DD} = 100V, V_{GS} = 10V, I_L = 2A, L = 10mH, R_G = 25 \Omega$)	E_{AS}	20	mJ
Thermal Resistance Junction to Case	θ_{JC}	1.0	$^{\circ}C/W$
Junction to Ambient	θ_{JA}	62.5	
Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes, 1/8" from case for 10 seconds	T_L	260	

ANEXO D – PUBLICAÇÕES ORIUNDAS DO TEMA DA DISSERTAÇÃO

Trabalhos Publicados e Apresentados em Eventos Internacionais

- [1] LOPES, J. P.; SILVA, M. F.; PINTO, R. A.; PRADO, R. N.; SEIDEL, Á. R.. **“Universal input voltage self-oscillating electronic ballast with feedforward control”**. In: IEEE Industry Applications Society. IAS 2009, p. 1-5, Record.

Trabalhos Publicados e Apresentados em Eventos Nacionais

- [2] LOPES, J. P.; SILVA, M. F.; PRADO, R. N.; SEIDEL, Á. R.. **“Universal input voltage self-oscillating electronic ballast based on switching frequency control”**. In: Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência. COBEP 2009, p. 285-290, Record.

Artigos Aceitos para Publicação

- [3] LOPES, J. P.; SILVA, M. F.; PRADO, R. N.; SEIDEL, Á. R.. **“Universal input voltage self-oscillating electronic ballast”**. In: European Conference on Power Electronics and Applications. EPE 2009, Record.

Artigos Enviados para Publicação em Revista Internacional

- [4] LOPES, J. P.; SILVA, M. F.; PRADO, R. N.; SEIDEL, Á. R.. **“Universal line voltage self-oscillating electronic ballast through feedforward switching frequency control”**. In: IEE Electronic Letters, 2010.