

UFSM

Tese de Doutorado

**TÉCNICAS DE PROJETO PARA O REATOR ELETRÔNICO
AUTO-OSCILANTE EMPREGANDO FERRAMENTAS DE
CONTROLE**

Álysson Raniere Seidel

PPGEE

Santa Maria, RS, Brasil

2004

**TÉCNICAS DE PROJETO PARA O REATOR ELETRÔNICO
AUTO-OSCILANTE EMPREGANDO FERRAMENTAS DE
CONTROLE**

por

Álysson Raniere Seidel

Tese apresentada ao Curso de Doutorado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração de Processamento de Energia, Linha de Pesquisa de Eletrônica de Potência, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para a obtenção do grau de
Doutor em Engenharia Elétrica

PPGEE

Santa Maria, RS, Brasil

2004

CIP – Catalogação na Publicação

S458t Seidel, Álysson Raniere

Técnicas de projeto para o reator eletrônico auto-oscilante
empregando ferramentas de controle / Álysson Raniere Seidel. – Santa
Maria : A. R. Seidel, 2004.

179 f. : il.

Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Santa Maria, 2004

1. Reator eletrônico 2. Auto-oscilante 3. Iluminação fluorescente
4. Controle de intensidade luminosa I. Título.

CDU: 621.318.43

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

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,
Aprova a Tese de Doutorado Intitulada

**TÉCNICAS DE PROJETO PARA O REATOR ELETRÔNICO
AUTO-OSCILANTE EMPREGANDO FERRAMENTAS DE
CONTROLE**

elaborada por
Álysson Raniere Seidel

Como requisito parcial para a obtenção do grau de
Doutor em Engenharia Elétrica

COMISSÃO EXAMINADORA:

Prof. Dr. Ricardo Nederson do Prado
(Presidente/Orientador)

Prof. Ph.D. Alexandre Campos

Prof. Dr. Arnaldo José Perin

Prof. Ph.D. Humberto Pinheiro

Prof. Dr. Luís Fernando Alves Pereira

**“O que sabemos é uma
gota, o que ignoramos é
um oceano.”
(Isaac Newton)**

**Aos meus pais Raúl e Olívia,
padrinhos Anita e Arnaldo e minha
irmã Gabriela pelo estímulo,
compreensão e amor.**

**À minha noiva Clair,
pelo amor, compreensão
e amizade.**

AGRADECIMENTOS

Ao professor Ricardo Nederson do Prado pela orientação, estímulo e amizade.

Aos professores Douglas Schirmer Schramm, Hélio Leães Hey, Alexandre Campos, Humberto Pinheiro, Hílton Abílio Gründling, Vladimir Popov e Luís Antônio Righi.

Ao professor Walter Kaiser pela atenção e pronta disponibilidade para providenciar material bibliográfico e informações.

Aos professores Humberto Pinheiro e Luís Fernando Alves Pereira pelo auxílio na realização de trabalhos técnicos.

Aos funcionários do Nupedee Anacleto, Carmen, Fernando e Saul que auxiliaram na realização de muitos trabalhos. À funcionária da Pós-graduação Cleonice Oliveira, pelo apoio e suporte.

Aos colegas Alexandre L. Michel, Cristiane C. Gastaldini, Douglas Pappis, Diego S. Greff, Fábio E. Bisogno, Fabrício A. Egert, Fernando Botteron, Gustavo W. Denardin, Guilherme S. de Oliveira, Jackson Piazza, Lucas B. de Oliveira, Luciano Schuch, Luiz Carlos Alves, Mariano L. Machado, Mário Landerdahl Júnior, Marco A. Dalla Costa, Marcelo F. da Silva, Mauro C. Moreira, Murilo Cervi, Rafael K. Pavão, Rafael A. Pinto, Rafael E. da Costa, Rafael C. D. de Paiva, Roberto P. Silveira, Saul A. Bonaldo, Mário Jungbeck, Tiago B. Marchesan, Tiago R. Muraro, Vinícius F. Guarenti.

À Universidade Federal de Santa Maria, à CAPES pelo suporte financeiro e ao CNPq pelo apoio financeiro na realização de projetos.

SUMÁRIO

Agradecimentos	vii
Sumário	viii
Lista de figuras	xiv
Lista de tabelas	xx
Resumo	xxi
Abstract	xxii
Simbologia	xxiii

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO.....	1
1.1 Introdução Geral.....	1
1.2 Objetivos da Tese.....	7
1.3 Organização da Tese	8

CAPÍTULO 2

REATORES ELETRÔNICOS	9
2.1 Introdução	9
2.2 Generalidades de Reatores eletrônicos	9
2.3 Principais Inversores	10
2.3.1 Inversor “half-bridge” simétrico	10
2.3.2 Inversor “half-bridge” assimétrico.....	11
2.3.3 Inversor “push-pull”	11
2.3.4 Inversor “full-bridge”	12
2.4 Filtros Ressonantes.....	12
2.4.1 Desempenho dos filtros ressonantes.....	13

2.5	Procedimento de Projeto do Filtro Ressonante <i>LCC</i>	17
2.5.1	Etapa 1- Dados de projeto	18
2.5.2	Etapa 2 - Adequação dos dados de projeto.....	19
2.5.3	Etapa 3 - Determinação da impedância do filtro ressonante	20
2.5.4	Etapa 4 - Determinação do ângulo da impedância Z	21
2.5.5	Etapa 5 - Determinação da potência da lâmpada	22
2.5.6	Etapa 6 - Determinação da relação entre o capacitor série ressonante e paralelo ressonante.....	22
2.5.7	Etapa 7 - Determinação das expressões para projeto dos elementos do filtro ressonante	23
2.5.8	Etapa 8 - Potência na lâmpada fluorescente	24
2.5.9	Etapa 9 - Determinação do ângulo ϕ	25
2.6	Análise de Sensibilidade	27
2.6.1	Sensibilidade de P versus C_P	27
2.6.2	Sensibilidade de P versus C_S	29
2.6.3	Sensibilidade de P versus L	29
2.7	Conclusão	30

CAPÍTULO 3

REATOR ELETRÔNICO AUTO-OSCILANTE	32	
3.1	Introdução	32
3.2	Análise do <i>REAO</i>	32
3.2.1	Descrição da operação do <i>REAO</i>	33
3.2.2	Representação do <i>REAO</i> na forma de um sistema de controle <i>SISO</i> com comportamento não-linear.....	37
3.3	Possíveis Soluções para Projeto do <i>REAO</i>	38
3.3.1	Critério de estabilidade estendido de Nyquist.....	39
3.3.2	Existência de ciclos limites	40
3.3.3	Estabilidade de ciclos limites	42
3.3.4	Critério para ocorrência de um ciclo limite	43
3.4	Conclusão	43

CAPÍTULO 4

PROJETO DO CIRCUITO DO REAO	44
4.1 Introdução	44
4.2 Etapas de Projeto do REAO.....	44
4.2.1 Análise matemática do circuito do REAO	46
4.3 Detalhamento do Procedimento das Etapas 3 e 4	50
4.3.1 Projeto do circuito de comando.....	50
4.3.1.1 Determinação da relação de espiras n	50
4.3.2 Determinação da indutância magnetizante L_m	52
4.3.3 Teste de estabilidade.....	53
4.4 Exemplo de Projeto	53
4.4.1 Dados de projeto.....	53
4.4.2 Projeto do filtro ressonante	53
4.4.2.1 Determinação do ângulo de fase da impedância ϕ_i	54
4.4.2.2 Determinação da relação entre o capacitor série ressonante e paralelo ressonante	54
4.4.2.3 Determinação dos capacitores paralelo e série ressonante ...	55
4.4.2.4 Determinação do indutor ressonante	55
4.4.3 Projeto da indutância magnetizante L_m	56
4.4.4 Teste de estabilidade.....	56
4.5 Resultados de Simulação.....	57
4.6 Resultados Experimentais.....	60
4.7 Comparação dos Resultados	65
4.8 Avaliação do Método de Projeto	67
4.9 Conclusão	70
CAPÍTULO 5	
ANÁLISE DO REAO NO DOMÍNIO DO TEMPO	71
5.1 Introdução	71
5.2 Descrição do Comportamento do REAO.....	71
5.3 Representação do REAO por Variáveis de Estado	73
5.4 Solução da Equação Dinâmica	75
5.4.1 Etapa 1 - Tipo de resposta do filtro LCC.....	75
5.4.2 Etapa 2 - Determinação da matriz de transição de estado	82

5.4.3 Etapa 3 - Solução da equação dinâmica não-linear.....	83
5.5 Resultados Obtidos	84
5.6 Conclusão	89

CAPÍTULO 6

APLICAÇÕES DO REAO.....	90
6.1 Introdução	90
6.2 Aplicação no Controle de Intensidade Luminosa do REAO Empregando Redes Passivas	90
6.2.1 Etapas de projeto do REAO empregando a rede LR.....	93
6.2.1.1 Dados de projeto	93
6.2.1.2 Projeto do filtro ressonante	94
6.2.1.3 Determinação da faixa de frequência de operação.....	94
6.2.1.4 Determinação da indutância magnetizante	95
6.2.1.5 Determinação da indutância de dimerização L_d	97
6.2.1.6 Avaliação da estabilidade.....	97
6.2.2 Projeto da rede CR empregado no circuito do REAO.....	98
6.2.2.1 Faixa de frequência de operação do REAO.....	98
6.2.2.2 Determinação da indutância magnetizante	99
6.2.2.3 Projeto da capacitância C_d	99
6.2.2.4 Avaliação da estabilidade.....	100
6.3 Resultados Experimentais.....	101
6.3.1 Resultados experimentais do REAO empregando a rede LR..	101
6.3.2 Resultados experimentais do REAO empregando a rede CR .	104
6.3.3 Discussões.....	106
6.4 Outras Aplicações Empregando a Técnica Proposta	108
6.4.1 REAO com variação automática de luminosidade e detecção de presença empregando microcontrolador	108
6.4.2 REAO “valley-fill” com correção do fator de crista da corrente da lâmpada fluorescente utilizando modulação em frequência.....	110
6.4.3 REAO com alto fator de potência para alimentação de quatro lâmpadas fluorescentes independentes.....	111
6.5 Conclusão	113

CAPÍTULO 7	
CONCLUSÃO GERAL	114
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	116
ANEXOS.....	125
ANEXO A - TENSÃO NO BARRAMENTO	126
A.1 Fator de Ondulação do Retificador	126
ANEXO B - COEFICIENTES.....	128
ANEXO C - PROGRAMAS MATLAB	137
C.1 Projeto do Filtro Ressonante	137
C.2 Projeto do Circuito de Comando Auto-Oscilante	139
C.3 Simulação Matemática do REAO	139
ANEXO D - NÚCLEOS MAGNÉTICOS	147
D.1 Indutor Ressonante	147
D.2 Projeto do TC Usando Núcleo Toroidal	148
D.3 Projeto dos Elementos do Circuito Magnético do Braço B_D	150
ANEXO E - FOLHAS DE DADOS DE DIODOS ZENER.....	151
ANEXO F - FOLHAS DE DADOS DOS MOSFETS	153
APÊNDICES	157
APÊNDICE A - LÂMPADAS FLUORESCENTES.....	158
A.1 Introdução.....	158
A.2 Histórico da Iluminação.....	158
A.3 Conceito.....	160
A.4 Construção e Função de Cada Elemento	160
A.5 Funcionamento das Lâmpadas Fluorescentes de Catodo Quente	161
A.6 Modelo Elétrico de Lâmpadas Fluorescentes	162
A.7 Modelo para Lâmpadas Fluorescentes em Alta Frequência.....	163
A.8 Conclusão.....	167
APÊNDICE B - CICLO LIMITE.....	168
APÊNDICE C - MÉTODO DA FUNÇÃO DESCRITIVA.....	169

C.1	Introdução.....	169
C.2	Definição da Função Descritiva	169
C.3	Determinação Analítica da FD.....	170
APÊNDICE D - CRITÉRIO DE ESTABILIDADE DE NYQUIST.....		173
D.1	Introdução.....	173
D.2	Definições.....	173
D.3.1	Princípio do argumento.....	174
D.3.2	Aplicação à análise de estabilidade.....	176
D.3.2.1	Caso em que $G(s)H(s)$ possui pólos e zeros na origem	177
D.3.2.2	Tipo de sistema	178

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Circuito com comando auto-oscilante: osciladores (a) Royer e (b) Jensen.	3
Figura 1.2 - Reator eletrônico empregando o inversor “half-bridge” com circuito de comando (a) dedicado e (b) auto-oscilante.....	4
Figura 2.1 - Diagrama de blocos de um reator eletrônico (a) com correção de fator de potência e (b) sem correção de fator de potência.	9
Figura 2.2 - (a) Inversor “half-bridge” simétrico e (b) formas de onda típicas.....	10
Figura 2.3 - (a) Inversor “half-bridge” assimétrico (b) formas de onda típicas.....	11
Figura 2.4 - (a) Inversor “push-pull” e (b) formas de onda típicas.	11
Figura 2.5 - Inversor “full-bridge” (b) formas de onda típicas.	12
Figura 2.6 - Filtros (a) série ressonante, (b) paralelo ressonante e (c) série-paralelo ressonante.....	13
Figura 2.7 - Forma de onda quadrada com: 100 componentes harmônicas ($V_{ab}(t)$); uma componente harmônica ($V_{ab1}(t)$) e nove componentes harmônicas ($V_{ab9}(t)$).....	14
Figura 2.8 - Resistência da lâmpada fluorescente em regime permanente em função da potência.....	19
Figura 2.9 - Defasagem da fundamental da tensão quadrada V_{ab} e fundamental da corrente no filtro ressonante.....	21
Figura 2.10 - Relação dos capacitores paralelo e série ressonante para faixa de frequência típica de operação de reatores eletrônicos.....	23
Figura 2.11 - Potência na lâmpada em regime permanente $P(R)$ e na ignição $P(100R)$ versus ângulo $\phi(\omega)$	25
Figura 2.12 - Capacitor paralelo em função do ângulo $\phi(\omega)$	26
Figura 2.13 - Indutor ressonante em função do ângulo $\phi(\omega)$	26
Figura 2.14 - Potência na lâmpada versus frequência para regime permanente e partida.	27
Figura 2.15 - Sensibilidade da potência na lâmpada versus capacitância C_P	28
Figura 2.16 - Sensibilidade da variação da potência na lâmpada na ignição versus capacitância C_P	28
Figura 2.17 - Sensibilidade da potência na lâmpada versus capacitância C_S	29

Figura 2.18 - Sensibilidade da potência na lâmpada versus indutância L .	30
Figura 3.1 - Circuito do REAO.	32
Figura 3.2 - Representação do circuito do REAO.	33
Figura 3.3 - (a)Simplificação do circuito de comando do REAO e (b) formas de onda relacionadas.	35
Figura 3.4 - Diagrama de blocos representativo do REAO.	36
Figura 3.5 - Diagrama de blocos: (a) de um sistema de controle SISO realimentado com comportamento não-linear (b) do REAO considerando a entrada $R(s)=0$.	37
Figura 3.6 - Diagrama de blocos do REAO.	37
Figura 3.7 - (a)Diagrama de blocos (b) Diagrama de Nyquist.	39
Figura 3.8 - Sistema não-linear	41
Figura 3.9 - Detecção de ciclo limite.	41
Figura 3.10 - Estabilidade de ciclos limites.	42
Figura 4.1 - Diagrama de blocos do reator eletrônico auto-oscilante.	46
Figura 4.2 - Diagrama de blocos reduzido.	47
Figura 4.3 - Diagrama de Nyquist para um sistema qualquer.	48
Figura 4.4 -Transformador de corrente toroidal (TC) (a) completo (b) referido a um único secundário do TC.	50
Figura 4.5 - Formas de onda teóricas (a) tensão e corrente de um braço de diodos zener ($D_{Z1}-D_{Z2}$) (b) tensão e corrente em um diodo zener e potência dissipada.	51
Figura 4.6 - Ângulo de fase da impedância para o projeto do filtro ressonante do REAO	54
Figura 4.7 - Capacitor paralelo ressonante em função de $\phi(\omega)$	55
Figura 4.8 - Indutor ressonante em função de $\phi(\omega)$	55
Figura 4.9 - Diagrama de Nyquist do REAO relacionado a $L_m=958 \mu\text{H}$ (a) completo (b) detalhe do ponto P_2 .	57
Figura 4.10 - Diagrama esquemático do circuito simulado do REAO.	58
Figura 4.11 - Simulação das formas de onda da tensão e corrente no "braço" "zener" $D_{Z3}-D_{Z4}$.	58
Figura 4.12 - Simulação das formas de onda da tensão e corrente no interruptor S_2 .	59
Figura 4.13 - Formas de onda de tensão e corrente na resistência equivalente da lâmpada fluorescente R_{Lamp} (frequência de operação $f_s=41 \text{ kHz}$).	59
Figura 4.14 - Circuito implementado do REAO.	60
Figura 4.15 -Tensão "gate-source" do interruptor S_2 e corrente nos diodos zener $D_{Z3}-D_{Z4}$ (5 V/div, 50 mA/div, 10 μs /div).	61
Figura 4.16 - Tensão e Corrente na lâmpada (50 V/div; 200 mA/div; 10 μs /div).	61
Figura 4.17 - Formas de onda obtidas através da solução analítica da tensão zener v_Z , corrente ressonante refletida ao secundário do TC i_S e corrente magnetizante i_{Lm} para: (a) indutância L_m – situação 1, (b) para 0,8	

L_m – situação 2 e (c) detalhe da influência de L_m na freqüência de operação.....	62
Figura 4.18 - Tensão e corrente na entrada (50 V/div, 1 A/div, 4 ms/div).	63
Figura 4.19 - Tensão "gate-source" de S_2 e corrente de D_{Z3} - D_{Z4} (5 V/div, 50 mA/div, 10 μ s/div).....	63
Figura 4.20 - Tensão e corrente no interruptor S_1 (50 V/div; 500 mA/div; 10 μ s/div).	64
Figura 4.21 - Tensão e corrente na lâmpada (50 V/div; 200 mA/div; 10 μ s/div).	64
Figura 4.22 - Corrente e tensão na lâmpada (500 mA/div, 100 V/div, 2,5 ms/div).....	64
Figura 4.23 - Corrente e tensão de partida instantânea da lâmpada fluorescente (1 A/div, 500 V/div, 5 ms/div).	65
Figura 4.24 - Diagrama de Nyquist para o REAO considerando a resistência equivalente da lâmpada 100 vezes seu valor em regime permanente ($R_{Lamp}=100*R_L$).	68
Figura 4.25 - Diagrama de Nyquist considerando diferentes casos do REAO G_1, G_2, G_3 para $V_{ac}=110$ V, 127 e 220 V, respectivamente.	69
Figura 5.1 - Diagrama esquemático do circuito do REAO.....	72
Figura 5.2 - Diagrama de blocos equivalente do REAO.....	72
Figura 5.3 - Diagrama de blocos do filtro ressonante.....	75
Figura 5.4 - Diagrama de blocos do filtro ressonante normalizado no termo $a=1/(R_L C_P)$	76
Figura 5.5 - Família de LGRs do sistema normalizado para valores distintos de p	77
Figura 5.6 - LGR do sistema normalizado para $p=1/\sqrt{27}$	80
Figura 5.7 - Valores de p para a faixa de freqüência de 25-50 kHz para q de 1 até 50	81
Figura 5.8 - Resultados analíticos do REAO 127 V: tensão e corrente: (a) zener, (b) filtro ressonante, (c) resistência equivalente da lâmpada fluorescente, e (d) ciclo limite da corrente magnetizante versus corrente ressonante refletida para o secundário do TC.	86
Figura 5.9 - Resultados experimentais do REAO 127 V: tensão e corrente (a) zener, (b) filtro ressonante, (c) lâmpada fluorescente; e (d) ciclo limite da corrente magnetizante versus corrente ressonante refletida ao secundário do TC.	86
Figura 5.10 - Resultados analíticos do REAO 110 V: tensão e corrente: (a) zener, (b) filtro ressonante, (c) resistência equivalente da lâmpada fluorescente; e (d) ciclo limite da corrente magnetizante versus corrente ressonante refletida para o secundário do TC.	87
Figura 5.11 - Resultados experimentais do REAO 110 V: tensão e corrente:(a) zener, (b) filtro ressonante, (c) lâmpada fluorescente; e (d) ciclo limite da corrente magnetizante versus corrente ressonante refletida ao secundário do TC.	87
Figura 5.12 - Resultados analíticos do REAO 220 V: tensão e corrente: (a) zener, (b) filtro ressonante, (c) resistência equivalente da lâmpada	

fluorescente; e (d) ciclo limite da corrente magnetizante versus corrente ressonante refletida para o secundário do <i>TC</i> .	88
Figura 5.13 - Resultados experimentais do <i>REAO</i> 220 V: tensão e corrente: (a) zener, (b) filtro ressonante, (c) lâmpada fluorescente; e (d) ciclo limite da corrente magnetizante versus corrente ressonante refletida ao secundário do <i>TC</i> .	88
Figura 6.1 - Diagrama representativo do <i>REAO</i> incluindo o braço B_D .	91
Figura 6.2 - Diagrama representativo do reator eletrônico auto-oscilante dimerizável.	92
Figura 6.3 - Braço B_D do <i>REAO</i> com rede (a) <i>LR</i> e (b) <i>CR</i> .	93
Figura 6.4 - Potência na lâmpada versus frequência.	94
Figura 6.5 - Diagrama de Nyquist para o <i>REAO</i> com a rede <i>LR</i> nas condições de $R_{Lamp}=204 \Omega$ para: ponto a , $R_{d1}=1000 \Omega$ e $f_{s1}=40$ kHz; ponto b , $R_{d2}=500 \Omega$ e $f_{s2}=41$ kHz; ponto c , $R_{d3}=300 \Omega$ e $f_{s3}=43$ kHz; ponto d , $R_{d4}=250 \Omega$ e $f_{s4}=44,7$ kHz.	98
Figura 6.6 - Diagrama de Nyquist para o <i>REAO</i> com a rede <i>CR</i> na condição de $R_{Lamp}=205 \Omega$ para : ponto a , $R_{d1}=0 \Omega$ e $f_{s1}=40$ kHz; ponto b , $R_{d2}=10 \Omega$ e $f_{s2}=40,4$ kHz; ponto c , $R_{d3}= 25 \Omega$ e $f_{s3}= 40,6$ kHz; ponto d , $R_{d4}=50 \Omega$ e $f_{s4}= 43$ kHz.	100
Figura 6.7 - <i>REAO</i> empregando a rede <i>LR</i> .	102
Figura 6.8 - Formas de onda experimentais do <i>REAO</i> com rede a <i>LR</i> para $f_s = 37$ kHz e $R_d=1k\Omega$.	102
Figura 6.9 - Formas de onda do <i>REAO</i> com a rede <i>LR</i> para $f_s = 42$ kHz e $R_d=163 \Omega$.	103
Figura 6.10 - Formas de onda do <i>REAO</i> com a rede <i>LR</i> para $f_s=51$ kHz e $R_d=0 \Omega$.	103
Figura 6.11 - Envoltória da tensão e corrente na lâmpada (50 V/div, 500 mA/div; 5 ms/div).	104
Figura 6.12 - <i>REAO</i> empregando a rede <i>CR</i> .	104
Figura 6.13 - Formas de onda experimentais do <i>REAO</i> para $f_s=41$ kHz e resistência $R_d=0 \Omega$.	105
Figura 6.14 - Formas de ondas experimentais do protótipo implementado do <i>REAO</i> empregando a rede <i>CR</i> para $f_s=44$ kHz e resistência $R_d=50 \Omega$.	105
Figura 6.15 - Formas de ondas experimentais do protótipo implementado do <i>REAO</i> empregando a rede <i>CR</i> para $f_s=51$ kHz e resistência $R_d=275 \Omega$.	106
Figura 6.16 - Envoltória das formas de onda de tensão e corrente na lâmpada fluorescente.	106
Figura 6.17 - Gráfico da potência na lâmpada fluorescente versus frequência para: (a) <i>REAO</i> com a rede <i>LR</i> ; (b) <i>REAO</i> com a rede <i>CR</i> .	107
Figura 6.18 - Circuito do <i>REAO</i> com variação automática de luminosidade e detecção de presença empregando microcontrolador.	108

Figura 6.19 - Tensão e corrente na lâmpada - (a) 40 W (b) 10 W e Tensão e corrente no interruptor S_1 (c) 40 W (d)10 W. (50 V/div; 200 mA/div; 12,5 μ s/div).....	109
Figura 6.20 - Fotografia digital do protótipo do REAO apresentado.....	109
Figura 6.21 - Circuito do REAO com correção de fator de potência e do fator de crista da corrente da lâmpada fluorescente empregando modulação em frequência.....	110
Figura 6.22 - Formas de onda (100V/div; 0,5 A): Tensão e corrente de entrada da rede de alimentação (5 ms) e (b) Tensão e corrente na lâmpada fluorescente(2,5ms).....	110
Figura 6.23 - Foto do protótipo implementado do REAO empregando o filtro “valley-fill” modificado empregando modulação em frequência da corrente da lâmpada fluorescente.....	111
Figura 6.24 - Diagrama completo do reator.....	111
Figura 6.25 - Formas de ondas experimentais do protótipo implementado.	112
Figura 6.26 - REAO com frequência fixa e lâmpadas com funcionamento independente.	112
Anexo A	
Figura A.1 - Forma de onda da tensão no barramento.....	127
Anexo D	
Figura D.1 - Formas de onda da tensão no secundário do TC e o fluxo magnético.....	148
Figura D.2 - Curva BxH do material do núcleo magnético IP6	150
Apêndice A	
Figura A.1 - Construção das lâmpadas fluorescentes tubulares.....	160
Figura A.2 - Princípio de funcionamento de uma lâmpada fluorescente tubular de catodo quente.....	162
Figura A.3 - Característica dinâmica de uma lâmpada fluorescente em alta frequência para diferentes níveis de potência.....	162
Figura A.4 - Reator eletrônico implementado para aquisição de dados..	163
Figura A.5 - Resultados experimentais de potências e frequências de uma lâmpada fluorescente TLD32W Philips para diferentes potências.....	164
Figura A.6 - Aproximação da lâmpada por resistências equivalentes por duas funções exponenciais.....	165
Figura A.7 - Diagrama esquemático do (a)Circuito utilizado para simulação e (b) representação do modelo no programa de simulação ORCAD.....	165
Figura A.8 - Formas de onda de tensão e corrente:(a) experimental e (b) simulado (32W 50V/div; 500mA/div; 12,5 ms/div);(c) experimental e (d)	

simulado (20W 100V/div; 200mA/div; 12,5 ms/div);(e) experimental e (f) simulado (8W 100V/div; 50mA/div; 12,5 ms/div).166

Apêndice B

Figura B.1 - Ciclos limites: (a) estável, (b) instável, e (c) marginalmente estável168

Apêndice C

Figura C.1 - Sistema de controle não-linear.....169

Figura C.2 - (a) Chave ideal e (b) formas de onda teóricas de entrada e saída.....171

Apêndice D

Figura D.1 - Sistema linear em malha fechada.....173

Figura D.2 - Mapeamento de $F(s)$175

Figura D.3 - Contorno do plano "s" evitando pólos e zeros na origem....178

Figura D.4 - Formas padrões de gráficos polares para: (a) sistemas tipo 0, 1 e 2 em baixas frequências e (b) faixa de alta frequência de acordo com a diferença n-m igual a 1, 2 e 3.....179

LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 - Parâmetros Iniciais.....	60
Tabela 4.2 - Parâmetros Finais.....	63
Tabela 4.3 - Parâmetros do REAO 110 V	65
Tabela 4.4 - Parâmetros do REAO 127 V	66
Tabela 4.5 - Parâmetros do REAO 220 V	66
Tabela 5.1 - Valores Utilizados para Determinação dos Pólos do Sistema Normalizado.....	78
Tabela 5.2 - Parâmetros dos Casos do REAO Analisado.....	84
Tabela 6.1 - Dados de Entrada.....	94
Tabela 6.2- Condições de Projeto para Rede LR.....	96
Tabela 6.3 - Condições de Projeto para Rede CR.....	100
Tabela 6.4 - Resumo dos Parâmetros.....	101
Tabela D.1 - Núcleos Magnéticos de Ferrite.....	148
Tabela D.2 - Parâmetros Efetivos do Núcleo.....	150
Tabela A.1 - Resistências Equivalentes da Lâmpada em Função da Potência.....	164
Tabela A.2 - Componentes do Modelo e do Reator Utilizado...	166

RESUMO

Neste trabalho são apresentados a análise e o projeto do circuito de comando auto-oscilante empregado em reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes. O reator eletrônico auto-oscilante é representado através de um sistema de controle com comportamento não-linear. Sua análise e projeto são realizados através do método da função descritiva e o critério estendido de estabilidade de Nyquist. Realiza-se também uma análise no domínio do tempo em que se solucionam as equações diferenciais que descrevem seu comportamento.

Como resultado das análises realizadas, apresentam-se aplicações possíveis deste circuito, tais como: técnica de controle de intensidade luminosa de lâmpadas fluorescentes, correção de fator de potência e controle do fator de crista da corrente da lâmpada fluorescente, permitindo estender as aplicações do circuito de comando auto-oscilante sem comprometer suas características de simplicidade, confiabilidade e baixo custo. Os resultados experimentais e de simulação são apresentados no intuito de demonstrar e validar o projeto, análise e aplicações realizadas empregando o reator eletrônico auto-oscilante.

ABSTRACT

This work presents a design methodology and analysis of the self-oscillating electronic ballast used in fluorescent lamps. The self-oscillating electronic ballast is represented as a control system with a nonlinear behavior. In this representation the describing function method and extended Nyquist stability criterion are used to determine the circuit parameters. Besides, the time domain analysis is performed by the differential equations that describe the circuit behaviour. From the analysis carried out it is possible to get some interesting simple alternatives for the self-oscillating electronic ballast applications, such as: dimming capability, power factor correction, and lamp current crest factor correction. It allows increasing the circuit applications without compromising the simplicity, reliability, and low cost that characterizes the self-oscillating electronic ballast.

Experimental and simulation results are presented to confirm the performance and to validate the analysis, design, and applications presented using the self-oscillating electronic ballast.

SIMBOLOGIA

CAPÍTULO 1

<i>REAO</i>	Reator eletrônico auto-oscilante
<i>R_{b1}-R_{b2}</i>	Resistores do oscilador Royer e Jensen
<i>R₁</i>	Resistores do oscilador Jensen
<i>T₁, T₂</i>	Transistores bipolares de potência
<i>E</i>	Tensão contínua de entrada
<i>n₁, n₂, n₃</i>	Espiras dos enrolamentos 1, 2 e 3
<i>n_{b1}, n_{b2}</i>	Espiras dos enrolamentos do circuito de comando
<i>D₁-D₄</i>	Diodos da ponte retificadora
<i>C_B</i>	Capacitor eletrolítico de barramento
<i>S₁, S₂</i>	Interruptores <i>S₁</i> e <i>S₂</i>
<i>L_{s1}, L_{s2}</i>	Indutância dos enrolamentos secundários do transformador
<i>L_P</i>	Indutância do enrolamento primário do transformador
<i>V_{ca}</i>	Rede de alimentação de corrente alternada
<i>CI</i>	Circuito integrado

CAPÍTULO 2

<i>ZVS</i>	Comutação em zero de tensão
<i>a₀, a_i, b_i</i>	Coefficientes da série de Fourier
<i>S₁-S₄</i>	Interruptores <i>S₁</i> - <i>S₄</i>
<i>C₁, C₂</i>	Capacitores <i>C₁</i> e <i>C₂</i>
<i>E</i>	Tensão de entrada contínua
<i>T</i>	Período
<i>N_{P1}, N_{P2}</i>	Espiras do enrolamento primário 1 e 2
<i>N_S</i>	Espiras do enrolamento secundário

n	Relação de transformação
E_S	Tensão de saída
V_{ab}	Tensão entre os pontos a e b
V_{sq}	Forma de onda quadrada
ω	Frequência angular de operação
f_s	Frequência de operação
V_{ca}	Tensão de alimentação alternada
V_s	Tensão de saída
C_s	Capacitor série ressonante
C_p	Capacitor paralelo ressonante
q	Número de vezes que C_s é maior que C_p
ρ	Coefficiente
L	Indutor série ressonante
Z	Impedância total do filtro de saída
Z_S	Impedância série
Z_P	Impedância de saída paralela
R_L	Resistência equivalente da lâmpada fluorescente
V_{ab1}	Fundamental da tensão quadrada V_{ab}
V_{ef}	Valor eficaz de V_{ab1}
ϕ	Ângulo da impedância do filtro ressonante
ϕ_1	Ângulo da impedância do filtro ressonante determinado
P	Potência na lâmpada
i_F	Corrente no filtro ressonante
V_P	Valor de pico
S	Variável de sensibilidade
$S_{C_s}^P$	Sensibilidade de P versus C_s
$S_{C_p}^P$	Sensibilidade de P versus C_p
S_L^P	Sensibilidade de P versus L

CAPÍTULO 3

D_1-D_4	Diodos da ponte retificadora
E	Tensão contínua
V_{ca}	Tensão de alimentação alternada
R_Q	Resistência de descarga
R_M	Resistência auxiliar
C_Q	Capacitor de disparo
<i>Diac</i>	Diac
$D_{Z1}-D_{Z4}$	Diodos zener 1 a 4
C_B	Capacitor eletrolítico de barramento
S_1, S_2	Interruptores S_1 e S_2
Ls_1, Ls_2	Enrolamento secundário do TC

L_P	Enrolamento primário do <i>TC</i>
V_{ab}	Tensão nos pontos <i>a</i> e <i>b</i>
R_L	Resistência equivalente da lâmpada fluorescente
V_Z	Tensão zener
C_S	Capacitor série ressonante
C_P	Capacitor paralelo ressonante
L	Indutor série ressonante
i_z	Corrente zener
I_z	Amplitude da corrente zener
<i>TC</i>	Transformador de corrente
i_s	Corrente ressonante no secundário do <i>TC</i>
V_G	Tensão gate-source
V_Z	Tensão zener
<i>s</i>	Variável no domínio da frequência
L_m	Indutância magnetizante
G_M	Função de transferência de L_m
G_F	Função de transferência do filtro ressonante
<i>G</i>	Função de transferência dos elementos lineares do <i>REAO</i>
<i>K</i>	Constante <i>K</i>
K_i	Pontos da função descritiva de índice <i>i</i>
<i>x</i>	Número de vezes
<i>n</i>	Relação de espiras
<i>C</i>	Entrada
<i>R</i>	Saída
<i>N</i>	Representação da função descritiva
P_1, P_2	Pontos possíveis de ciclos limites
N_e	Número de envoltimentos de zeros da origem de $F(s)$
<i>Z</i>	Número de zeros no semi-plano direito
<i>P</i>	Número de pólos no semi-plano direito
<i>SISO</i>	Uma entrada e uma saída

CAPÍTULO 4

V_{ac}	Tensão de alimentação alternada
<i>E</i>	Tensão contínua
D_1-D_4	Diodos da ponte retificadora
R_Q	Resistência de descarga
C_Q	Capacitor de disparo
<i>Diac</i>	Diac
D_{Z1}, D_{Z4}	Diodos zener 1 a 4
C_B	Capacitor eletrolítico de barramento
S_1, S_2	Interruptores S_1 e S_2
L_{S1}, L_{S2}	Enrolamento secundário do <i>TC</i>
L_P	Enrolamento primário do <i>TC</i>

<i>Lamp</i>	Lâmpada fluorescente
R_L	Resistência equivalente da lâmpada fluorescente
V_Z	Tensão zener
C_S	Capacitor série ressonante
C_P	Capacitor paralelo ressonante
L	Indutor série ressonante
i_Z	Corrente zener
i_S	Corrente ressonante refletida ao secundário do TC
i_P	Corrente ressonante no primário do TC
V_G	Tensão “gate-source”
f_S	Frequência de comutação
T_1, T_2	Períodos 1 e 2
f_1, f_2	Frequências 1 e 2
s	Variável no domínio da frequência
G_M	Função de transferência relacionada à indutância magnetizante
G_F	Função de transferência do filtro ressonante
G	Função de transferência dos elementos lineares do REAO
K	Constante K
L_{ms1}, L_{ms2}	Indutância magnetizante de L_{s1} e L_{s2}
n	Relação de espiras
FD	Função descritiva
N	Representação da função descritiva
ϕ	Ângulo da impedância do filtro ressonante
ϕ_1	Ângulo ϕ determinado
V_{ab}	Tensão nos pontos a e b
a, b, c	Constantes da função de transferência $G(s)$
n_p	Número de espiras do primário do TC
n_{S1}	Número de espiras do secundário do TC
n_{S2}	Número de espiras do secundário do TC
i_{S1}	Corrente no enrolamento secundário 1
i_{S2}	Corrente no enrolamento secundário 2
I_{ef}	Corrente eficaz
V_{ef}	Tensão eficaz
V_{ab1}	Fundamental da tensão V_{ab}
L_{mP}	Indutância magnetizante do primário do TC
V_F	Queda de tensão direta no diodo zener
G_1, G_2, G_3	Funções de transferências G_1, G_2 e G_3

CAPÍTULO 5

E	Tensão de entrada contínua
$D_1- D_4$	Diodos da ponte retificadora
R_Q	Resistência de descarga

R_M	Resistência auxiliar
C_Q	Capacitor de disparo
<i>Diac</i>	Diac
D_{Z1}, D_{Z4}	Diodo zener
C_B	Capacitor eletrolítico de barramento
S_1, S_2	Interruptores S_1 e S_2
L_{s1}, L_{s2}	Enrolamento secundário do <i>TC</i>
L_P	Enrolamento primário do <i>TC</i>
V_{ab}	Tensão nos pontos <i>a</i> e <i>b</i>
R_L	Resistência equivalente da lâmpada fluorescente
V_Z	Tensão zener
V_1	Tensão V_1
C_S	Capacitor série ressonante
C_P	Capacitor paralelo ressonante
L	Indutor série ressonante
i_Z	Corrente zener
i_S	Corrente ressonante
K_f	Ganho do filtro ressonante
n	Relação de espiras
ω	Freqüência angular de operação
s	Variável no domínio da freqüência
L_m	Indutância magnetizante referida ao secundário do <i>TC</i>
ξ	Coeficiente de amortecimento
ω_n	Freqüência angular não amortecida
ω_d	Freqüência angular amortecida
λ	Pólo real
$\lambda_{1,2}$	Pólos complexos e conjugados
$\phi(t)$	Matriz de transição de estados
K_f	Ganho K_f
n	Fator de normalização n
r_1, r_2, r_3	Pólos de malha fechada
r_{1n}, r_{2n}, r_{3n}	Pólos de malha fechada normalizados
$A_{in} - I_{in}$	Coeficientes da matriz transição de estados
A_{xf}, D_{xf}	Coeficientes da resposta forçada
G_{xf}	
f_0	Freqüência de ressonância
q	Número de vezes que C_P é maior que C_S
i, x	Índices
p	Constante da equação característica
P_{MF}	Pólos de malha fechada

CAPÍTULO 6

V_{ac}	Tensão de alimentação alternada
D_1-D_{18}	Diodos D_1 a D_{18}
C_1-C_6	Capacitores C_1 a C_6
R_1-R_6	Resistores R_1-R_6
$X-tal$	Oscilador
PIR	Sensor de presença
T_1-T_3	Transistores
T_{r1}	Transformador 1
LDR	Resistor dependente da luz
C_{f1}, C_{f2}	Capacitores “valley-fill”
C_{st1}, C_{st2}	Capacitores auxiliares
R_{VF}	Resistor “valley-fill”
R_{st}	Resistor auxiliar
V_{ent}	Tensão de alimentação
L_{ent}	Indutor do filtro de entrada
C_{P1}, C_{P2}	Capacitores do filtro de entrada 1 e 2
L_F	Indutor do filtro de entrada
L_S	Indutor ressonante
R_{FF}	Resistor do circuito de frequência fixa
M_1, M_2	Interruptores 1 e 2
L_c	Indutor de controle
R_{C1}, R_{C2}	Resistores de controle 1 e 2
R_Q	Resistência de carga
C_Q	Capacitor de disparo
$Diac$	Diac
D_{Z1}, D_{Z5}	Diodos zener 1 a 5
C_B	Capacitor eletrolítico de barramento
S_1, S_2	Interruptores S_1 e S_2
L_{S1}, L_{S2}	Enrolamento secundário do TC
L_P	Enrolamento primário do TC
V_{ab}	Tensão nos pontos a e b
Lamp	Lâmpada fluorescente
V_Z	Tensão zener
C_S	Capacitor série ressonante
C_P	Capacitor paralelo ressonante
L	Indutor série ressonante
i_Z	Corrente zener
i_S	Corrente ressonante
V_Z	Tensão zener
G_M	Função de transferência relacionada à indutância magnetizante
G_F	Função de transferência do filtro ressonante
G	Função de transferência dos elementos lineares do $REAO$
n	Relação de espiras
ω	Frequência angular de operação

N	Função Descritiva
V_{ac}	Tensão de alimentação alternada
R_Q	Resistência de carga
s	Variável no domínio da frequência
G_{BD}	Função de transferência do circuito de dimerização
K_M	Parte imaginária de $G_M(s)$
K_F	Parte imaginária de $G_F(s)$
K_{BD}	Parte imaginária de $G_{BD}(s)$
K	Constante K
n_p	Número de espiras do primário do TC
n_{S1}	Número de espiras do secundário do TC
n_{S2}	Número de espiras do secundário do TC
i_{S1}	Corrente no enrolamento secundário 1
i_{S2}	Corrente no enrolamento secundário 2
L_{mp}	Indutância magnetizante do primário do TC
L_m	Indutância magnetizante referida ao secundário do TC
L_{ms1}, L_{ms2}	Indutância magnetizante referida aos secundários do TC
L_{m1}, L_{m2}	Enrolamento 1 e 2 do secundário do TC
L_{S1}, L_{S2}	Enrolamento 1 e 2 do secundário do TC
$L_{ms1}(CT)$	Enrolamento 1 do secundário do TC
$L_{ms2}(CT)$	Enrolamento 2 do secundário do TC
$L_m(CT)$	Enrolamento primário do TC
T_{SC}	Transistor de controle
L_P	Enrolamento primário do TC
C_d	Capacitor de dimerização
L_d	Indutor de dimerização
R_d	Resistor de dimerização
a, b, c	Constantes da função de transferência $G(s)$

ANEXO A

P	Potência da lâmpada
f_{ca}	Frequência da rede de alimentação
E_{ca}	Energia da rede de alimentação
C_B	Capacitor de barramento
ΔV	Ondulação
V_{max}	Tensão instantânea máxima no barramento
E	Tensão no barramento
V_{min}	Tensão instantânea mínima no barramento
V_{ca}	Tensão de alimentação alternada

ANEXO B

ξ	Coefficiente de amortecimento
ω_n	Freqüência angular não amortecida
ω_d	Freqüência angular amortecida
λ	Pólo real
$\lambda_{2,3}$	Pólos complexos e conjugados
$A_{in} - I_{in}$	Coefficientes da matriz transição de estados
A_{xf}, D_{xf}, G_{xf}	Coefficientes da resposta forçada
ρ	Constante da equação característica
P_{MF}	Pólos de malha fechada
A, b, c, d, e, f	Constantes da matriz (sl-A)
a_{ij}	Elementos da matriz (sl-A)
Δ	Determinante de (sl-A)

ANEXO D

K_w	Fator de utilização da área da janela do núcleo
J_{max}	Densidade de corrente máxima
B_{max}	Densidade de fluxo magnético máxima
L	Indutor ressonante
I_{ef}	Corrente eficaz no filtro ressonante
I_p	Corrente de pico no filtro ressonante
A_e	Área efetiva do núcleo
A_w	Área da janela do núcleo em seção instantânea mínima no barramento
A_p	Produto de A_e e A_w
l_e	Comprimento médio do entreferro
n	Número de espiras
$v(t)$	Tensão nos terminais do transformador
ϕ	Fluxo magnético
H	Intensidade do campo magnético
l	Comprimento magnético médio
i	Corrente
S	Potência aparente
f	Freqüência de operação
A_L	Fator de indutância
A_{ef}	Área efetiva do núcleo toroidal
vol	Volume do núcleo toroidal

APÊNDICE A

P_L	Potência da lâmpada
$F(P_L)$	Função exponencial da resistência equivalente da

	lâmpada
G	Fonte de corrente dependente
R_a	Resistência do circuito de E_a
R_s	Resistência para medição da corrente na lâmpada
R_{Lamp}	Resistência da lâmpada
C_S	Capacitor série ressonante
C_P	Capacitor paralelo ressonante
L	Indutor série ressonante
S_1	Mosfet M_1
S_2	Mosfet M_2
V_1	Comando do mosfet M_1
V_2	Comando do mosfet M_2
V_S	Fonte de Entrada
E_A	Fonte de tensão dependente
E_L	Fonte de tensão que representa a lâmpada
f	Frequência
F	Função qualquer
R	Resistência da constante térmica de ionização do gás da lâmpada fluorescente
C	Capacitor da constante térmica de ionização do gás da lâmpada fluorescente
C_B	Capacitor de barramento

APÊNDICE B

x_1	Variável qualquer x_1
x_2	Variável qualquer x_2
t	Tempo

APÊNDICE C

S_{EN}	Entrada do elemento não-linear
E_{NL}	Saída do elemento não-linear
FD	Função Descritiva
ω	Frequência angular
v_Z	Tensão zener
V_Z	Amplitude da tensão zener
v_1	Componente fundamental da tensão zener
V_1	Amplitude de v_1
i_Z	Corrente zener
I_Z	Amplitude da corrente zener
a_m, b_m	Coefficientes da série de Fourier
a_0	Coefficiente da série de Fourier
N	Representação da Função descritiva

m	Índice m
$G(s)$	Função de transferência dos elementos lineares

APÊNDICE D

$F(s)$	Equação característica
Γ	Caminho fechado
Γ'	Mapeamento
D_1	Denominador 1
D_2	Denominador 2
N_1	Numerador 1
N_2	Numerador 2
$\phi_{z1}-\phi_{zn}$	Ângulos dos zeros 1 a n
$\phi_{p1}-\phi_{pn}$	Ângulos dos pólos de 1 a n
z_1-z_n	Zeros de 1 a n
P_1-p_n	Pólos de 1 a n
$FTMA$	Função de transferência de malha aberta
$FTMF$	Função de transferência de malha fechada
N	Representação da Função descritiva
T	Função de transferência de malha fechada
ε	Raio infinitesimal
N_e	Número de envolvimentos de zeros da origem de $F(s)$
Z	Número de zeros no semi-plano direito
P	Número de pólos no semi-plano direito
$G(s)$	Função de transferência dos elementos lineares do <i>REAO</i>
$G(s)H(s)$	Função de transferência de malha aberta
s	Variável no domínio da frequência
a_0-a_n	Coefficientes do denominador $G(s)H(s)$
b_0-b_n	Coefficientes do numerador $G(s)H(s)$
n, m	Grau dos polinômios de $G(s)H(s)$
λ	Tipo do sistema

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 INTRODUÇÃO GERAL

A energia elétrica consumida mundialmente na forma de iluminação artificial representa uma parcela significativa, estimada em cerca de 25% da energia total [1]. Desse modo, otimizações de sistemas de iluminação, os quais incluem lâmpadas fluorescentes (Apêndice A) e reatores eletrônicos, são de grande valia para o uso racional da energia elétrica. Recentemente, com a crise do setor elétrico brasileiro, esses sistemas assumiram maior importância no auxílio da redução do consumo de energia elétrica. Um exemplo disso são os sistemas eletrônicos que, comparados aos eletromagnéticos, apresentam vantagens, tais como: economia de energia através do melhor rendimento elétrico, maior eficiência luminosa da lâmpada operada em alta frequência, menor peso e volume, ausência de cintilamento e efeito estroboscópico, incremento da vida útil da lâmpada, entre outros [2], [3].

Além disso, os reatores eletrônicos apresentam a propriedade de controle de luminosidade do ambiente para o nível adequado quando utilizado um controle apropriado. Esses sistemas, se utilizados adequadamente, podem apresentar economia de energia na ordem de 50 à 70 %.

Assim, sistemas eletrônicos de iluminação são uma alternativa eficiente de utilizar a energia elétrica de forma racional e reduzir o impacto na crise do setor elétrico brasileiro. Como consequência, podem ser evitados investimentos adicionais na construção de novas unidades geradoras e de transmissão de energia elétrica.

Os reatores eletrônicos não apresentam cintilação e efeito estroboscópico, ao contrário dos reatores eletromagnéticos. Desse modo, a operação de reatores eletrônicos em alta frequência influencia de forma positiva no desempenho de trabalhos. Segundo estudos realizados pelo grupo Christian Bartenbach na Áustria, a cintilação freqüente de sistemas de iluminação é um fator que causa estresse em qualquer atividade. Assim, pessoas se cansam e perdem a concentração com maior facilidade, o que ocasiona um maior número de erros na execução de tarefas. Esse fato é percebido sobretudo em atividades frente a telas de computadores provocado por reatores eletromagnéticos [4]. Por estes motivos, dedica-se grande atenção ao projeto e desenvolvimento de sistemas eletrônicos de iluminação eficientes. A dimerização e a utilização de sistemas inteligentes com sensores de presença também assume grande importância tanto no conforto ambiental, como na redução do consumo de energia elétrica. Os sistemas dimerizáveis são utilizados baseados em três princípios ou na combinação deles: 1) variação da tensão no barramento contínuo; 2) variação da razão cíclica; ou 3) controle da freqüência [5]-[15].

Embora existam inúmeras vantagens no uso de reatores eletrônicos, ainda existe resistência dos consumidores ao seu emprego em função do maior custo inicial, se comparado aos reatores eletromagnéticos.

Uma alternativa de baixo custo é utilizar o circuito de comando auto-oscilante. Esse circuito também apresenta vantagens se comparado com os circuitos dedicados, entre elas: não necessita de fonte auxiliar para alimentação do comando, baixo custo, confiabilidade e simplicidade.

À medida que o circuito de comando auto-oscilante difundiu-se na aplicação em reatores eletrônicos, dedicou-se grande atenção ao desenvolvimento de projetos e no completo entendimento do mesmo.

Pesquisadores têm demonstrado grande interesse por este circuito em função de sua aplicabilidade [7]-[9], [20]-[27] e na

determinação de um projeto adequado para aplicação em reatores eletrônicos com inúmeros trabalhos envolvendo o mesmo [29]-[35].

O circuito de comando auto-oscilante teve origem no início do século XX, proveniente de circuitos valvulados de telecomunicações [36] e [37]. Muito antes de ser empregado em reatores eletrônicos, foi utilizado em modulação em frequência, demodulação, amplificação, conversores de potência, sistemas de comunicação e telemetria. Em virtude da baixa frequência empregada e das limitações impostas pelas características dos materiais disponíveis, os conversores eram ineficientes [38]. Esse circuito teve grande relevância, sobretudo em 1955, com o aparecimento do transistor bipolar, difundindo-se ainda mais no final da década de 70. Posteriormente, o circuito de comando auto-oscilante foi empregado em conversores de potência. Um conversor típico é mostrado na Figura 1.1(a), denominado oscilador Royer. Esse conversor emprega o circuito de comando auto-oscilante com um transformador saturável. Na Figura 1.1(b), é mostrado o oscilador Jensen, que é uma modificação do circuito anterior.

Ambos os conversores alimentam a carga por uma forma de onda de tensão quadrada a partir de uma fonte de tensão contínua. Outras variações também são detalhadas em [39], como os conversores Van Allen e Harada. Alguns exemplos de circuitos empregando o circuito de comando auto-oscilante são mostrados em [38]-[41].

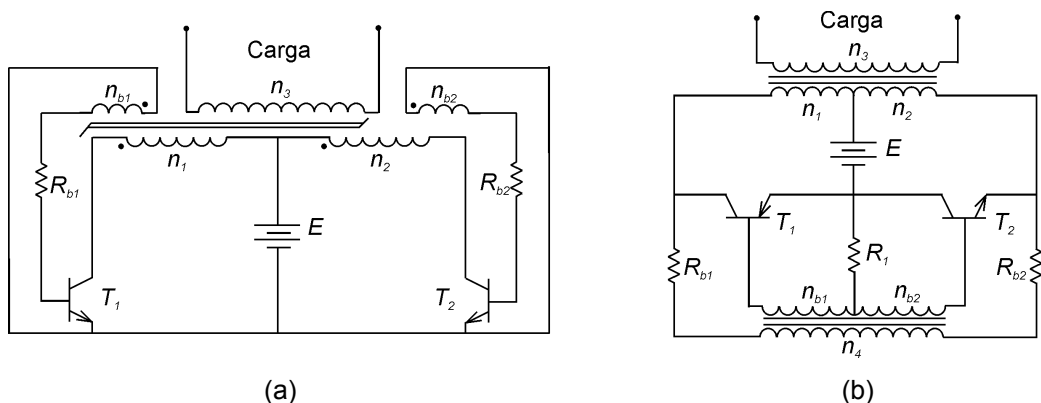


Figura 1.1 - Circuito com comando auto-oscilante: osciladores (a) Royer e (b) Jensen.

Com a evolução dos semicondutores permitiu-se aumentar a frequência de operação, expandindo-se o uso de transistores bipolares e mosfets em reatores eletrônicos, seja com o inversor “push-pull” ou “half-bridge”. Duas formas básicas de circuito de comando para reatores eletrônicos são empregadas. A primeira, por meio de frequência imposta, e a segunda, por meio de auto-oscilação mostradas em destaque na Figura 1.2(a) e (b), respectivamente. A primeira técnica é realizada com o uso de circuitos integrados, geralmente dedicados, como os da linha IR215X e MPIC2151 [42] e [43].

O circuito da Figura 1.2(a) fornece uma frequência de operação fixa independente da carga por meio de parâmetros de componentes que a determinam, através de um cálculo simples de um resistor e um capacitor, mostrado nas folhas de dados dos fabricantes.

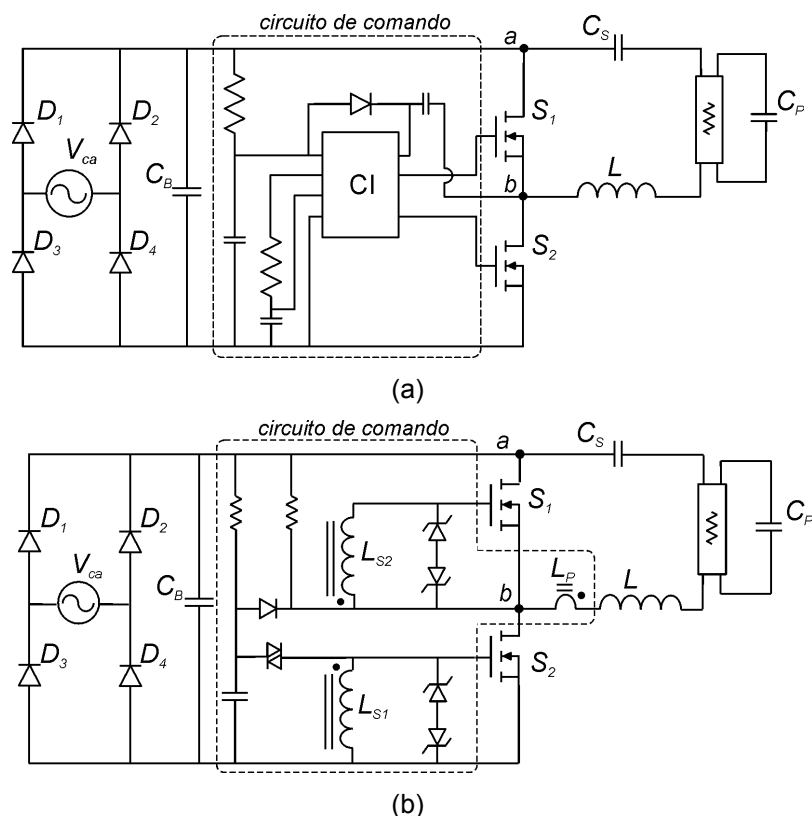


Figura 1.2 - Reator eletrônico empregando o inversor “half-bridge” com circuito de comando (a) dedicado e (b) auto-oscilante.

A segunda técnica, na qual emprega-se o reator eletrônico auto-oscilante *REAO*, ainda é amplamente utilizada mesmo com o surgimento dos circuitos dedicados, já mencionados. O emprego deste circuito não é restrito, pois componentes de diferentes fabricantes podem ser utilizados para um mesmo “layout” de circuito impresso, além de sua simplicidade, confiabilidade, flexibilidade de emprego e baixo custo. Embora o circuito de comando auto-oscilante seja bastante conhecido e difundido em diversas aplicações já mencionadas, uma solução adequada para seu projeto aplicado a reatores eletrônicos ainda não foi apresentada. Assim, vários autores dedicam grande esforço na tentativa de encontrar uma solução completa para seu projeto.

Dentre alguns trabalhos, [31], [32] e [34] propõe-se determinar um projeto para o *REAO*. No entanto, a análise não é suficientemente clara, o que dificulta o entendimento da proposta de projeto apresentada, embora determine-se um projeto analisando o *REAO* como um sistema de controle.

Em [45], implementa-se uma nova técnica de controle para conversores ressonantes baseada no princípio de funcionamento do circuito de comando auto-oscilante. Nesse trabalho, utiliza-se a função descritiva e o critério de estabilidade estendido de Nyquist para determinar a existência de oscilação auto-sustentada e a estabilidade do sistema analisado de forma condizente.

Em [29], é proposto um modelo matemático no domínio do tempo para reatores eletrônicos aplicado a lâmpadas fluorescentes compactas. Através da análise realizada determinam-se as correntes e tensões do circuito e suas soluções são comparadas através de simulação. O autor reporta a possibilidade de utilizar as equações determinadas numa possível solução para um projeto do *REAO* através de programação não-linear.

Uma abordagem para determinar um método de projeto no domínio da frequência, denominado “Tsyarkin Locus”, em que se

considera um número limitado de componentes harmônicas para forma de onda de tensão quadrada aplicada ao conjunto filtro ressonante e lâmpada fluorescente, é apresentada em [31] e [33]. Neste método, representa-se a forma de onda de tensão quadrada aplicada ao filtro ressonante por meio de série de Fourier. As abordagens apresentadas permitem o entendimento do funcionamento do *REAO* por meio de um sistema de controle. No entanto, a análise é restrita a uma forma de onda de tensão quadrada periódica aplicada ao filtro ressonante.

Outra abordagem similar, porém no domínio do tempo, denominada “Hamel locus” é mostrada em [32]. Nesse método é necessário solucionar equações diferenciais que dependem da ordem da função de transferência do sistema em análise.

Os métodos “Tsytkin” e “Hamel locus” podem ser utilizados para prever uma frequência de oscilação auto-sustentada. Os métodos pressupõem que o sistema em análise apresenta formas de onda periódicas e a existência de um ciclo limite (Apêndice B).

Apesar de avanços no entendimento do *REAO*, não se encontrou uma solução simples para o seu projeto de forma condizente a seu funcionamento. As propostas realizadas não consideram de forma integral o circuito de comando. Nessas análises, determinam-se as possíveis frequências de oscilação através de valores constantes atribuídos a uma função “Tsytkin” ou “Hamel”. Essa constante é determinada considerando o ângulo de defasagem entre a componente fundamental da tensão e a corrente do filtro ressonante [44] e [47]. Para esse ângulo, estima-se o valor da corrente no filtro ressonante, e através de uma expressão para a indutância magnetizante do transformador de corrente, a qual faz parte do modelo do circuito de comando, determinada através de diversas simplificações. O valor da indutância magnetizante é determinado sem considerar níveis de corrente no primário do transformador em série com o filtro ressonante e secundários conectados aos terminais “gate-source” dos mosfets.

Uma das características do *REAO* é a de utilizar um filtro ressonante com característica passa-baixa, o qual atenua as componentes harmônicas de ordem superior à componente fundamental da tensão aplicada ao filtro ressonante. Isso permite que se utilize o método da função descritiva e o critério de estabilidade estendido de Nyquist para obter expressões de projeto para o mesmo, conforme será mostrado neste trabalho.

Portanto, justifica-se o uso da função descritiva para solução de um projeto adequado do *REAO* considerando o mesmo um sistema de controle com comportamento não-linear.

1.2 OBJETIVOS DA TESE

O principal objetivo desse trabalho é analisar e desenvolver um método de projeto adequado para o *REAO*. Além disso, os seguintes objetivos são citados:

- (i) Desenvolver uma metodologia de projeto que seja adequada para o *REAO*, representando o mesmo na forma de um sistema de controle;
- (ii) Utilizar técnicas adequadas que proporcionem simplicidade e praticidade para seu projeto, como o método da função descritiva e o critério de estabilidade estendido de Nyquist;
- (iii) Análise no domínio do tempo que descreve o comportamento não-linear do *REAO* através da solução das equações diferenciais que o descrevem;
- (iv) Estender a análise realizada para emprego do *REAO* em dimerização;
- (v) Ampliar as aplicações do circuito de comando auto-oscilante.

1.3 ORGANIZAÇÃO DA TESE

A tese é organizada em 7 capítulos. Os capítulos 2 a 7 são organizados da seguinte forma:

O capítulo 2 é base para o desenvolvimento do trabalho principal, sendo apresentada uma análise e metodologia de projeto para o filtro ressonante empregado.

O capítulo 3 apresenta uma análise do *REAO* seguido de sua representação como um sistema de controle de uma entrada e uma saída *SISO*, com comportamento não-linear.

O capítulo 4 apresenta uma metodologia de projeto para o *REAO* e são determinadas expressões de projeto para o mesmo. Simulações e resultados experimentais são mostrados para validar a análise.

O capítulo 5 apresenta uma análise do *REAO* no domínio do tempo no intuito de elucidar completamente o seu comportamento e apresentar o ciclo limite que o caracteriza através da solução do conjunto de equações diferenciais que o descrevem.

No capítulo 6 amplia-se a análise do capítulo 4, sendo demonstrada a possibilidade do *REAO* ser utilizado para o controle de intensidade luminosa e outras aplicações, tais como: correção de fator de potência e correção do fator de crista da corrente da lâmpada fluorescente, além dos respectivos resultados experimentais.

No capítulo 7 são apresentadas as conclusões gerais do trabalho desenvolvido.

CAPÍTULO 2

REATORES ELETRÔNICOS

2.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta os principais inversores e filtros ressonantes empregados em reatores eletrônicos. Desenvolve-se também um método de projeto no domínio da frequência para o filtro ressonante mais empregado. Além disso, realiza-se a análise de sensibilidade dos elementos do filtro ressonante.

2.2 GENERALIDADES DE REATORES ELETRÔNICOS

Os reatores eletrônicos geralmente são formados pelos estágios mostrados na Figura 2.1(a), que são: 1) filtro de entrada, 2) ponte retificadora, 3) conversor CC/CC, 4) inversor e 5) filtro ressonante que alimenta a lâmpada fluorescente. Na maioria dos reatores, os estágios de correção de fator de potência (CC/CC) e inversão (CC/CA) compartilham os mesmos interruptores, o que é indicado pelo quadro na Figura 2.1(a).

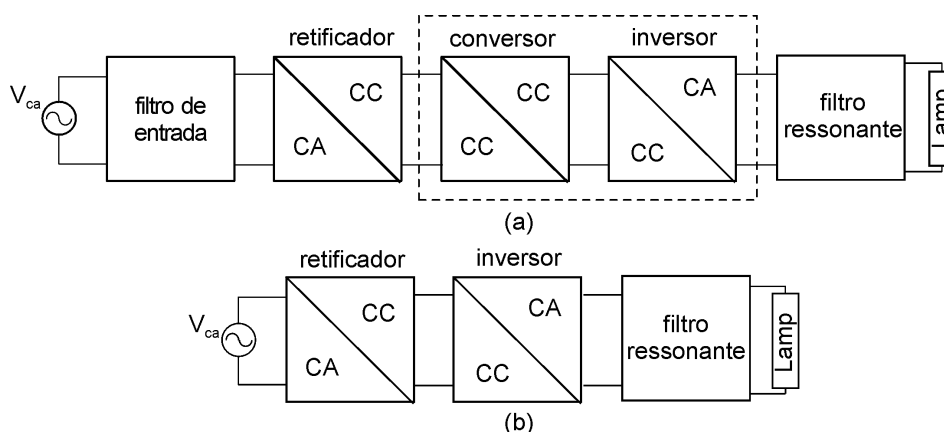


Figura 2.1 - Diagrama de blocos de um reator eletrônico (a) com correção de fator de potência e (b) sem correção de fator de potência.

O objetivo principal neste capítulo é desenvolver uma metodologia de projeto para o filtro ressonante, o qual é empregado no reator eletrônico auto-oscilante. Portanto, não é dada ênfase para o estágio de correção do fator de potência e do filtro de entrada, os quais são suprimidos reduzindo os estágios do reator para os da Figura 2.1(b).

A seguir, são mostrados os inversores geralmente empregados e suas formas de ondas típicas, além dos filtros ressonantes básicos empregados no estágio de saída para alimentar a lâmpada fluorescente.

2.3 PRINCIPAIS INVERSORES

Nesta seção são mostrados os principais inversores empregados em reatores eletrônicos. Ao lado das figuras dos inversores, são mostradas suas respectivas formas de onda de tensão aplicadas à carga e do comando dos interruptores no intuito de simplificar a análise de funcionamento de cada inversor, pois estes são bem conhecidos na literatura.

2.3.1 Inversor “half-bridge” simétrico

A Figura 2.2(a) mostra o inversor “half-bridge” na forma simétrica. A Figura 2.2(b) mostra que esse inversor apresenta tensão na carga V_{ab} de forma alternada, com valor de pico igual à $E/2$.

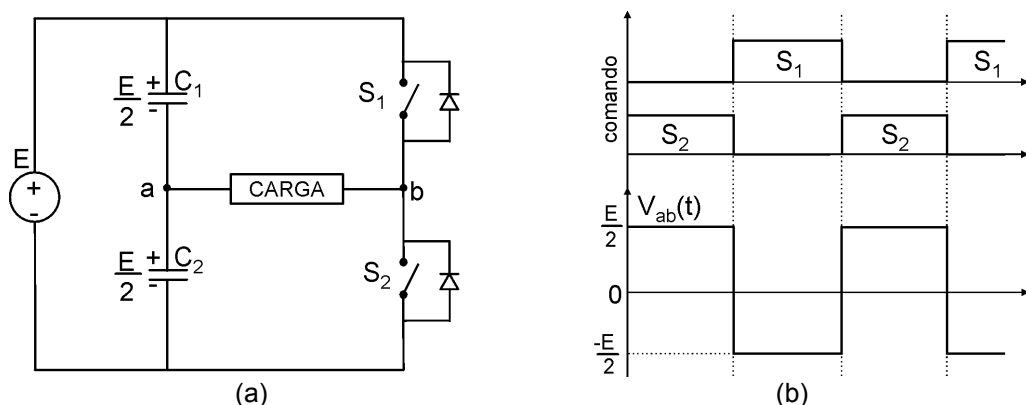


Figura 2.2 - (a) Inversor “half-bridge” simétrico e (b) formas de onda típicas.

2.3.2 Inversor “half-bridge” assimétrico

O inversor “half-bridge” assimétrico e suas formas de onda são mostrados na Figura 2.3(a) e (b), respectivamente. A forma de onda V_{ab} apresenta nível contínuo, o qual pode ser retirado através do emprego de um capacitor em série com a carga.

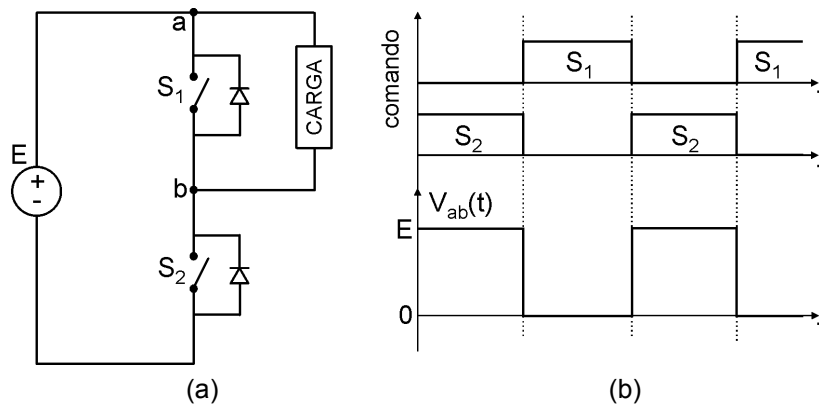


Figura 2.3 – (a) Inversor “half-bridge” assimétrico (b) formas de onda típicas.

2.3.3 Inversor “push-pull”

A Figura 2.4(a) mostra um inversor "push-pull", o qual apresenta um transformador com uma derivação central no primário. Este inversor difere-se pela utilização de um transformador proporcionando isolamento entre entrada e saída, no entanto os interruptores são submetidos à tensão de $2E$. A Figura 2.4(b) mostra a tensão V_{ab} na carga igual a $E_S = E/n$, em que $n = N_s/N_{p1}$ é a relação de transformação do transformador.

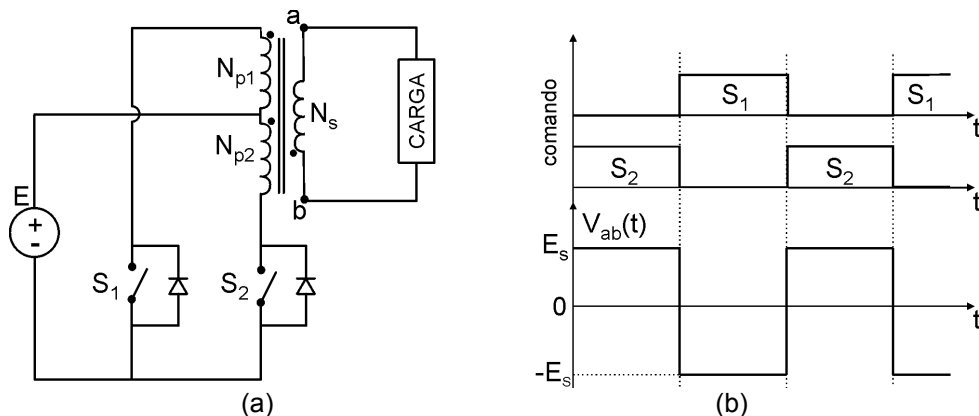


Figura 2.4 – (a) Inversor “push-pull” e (b) formas de onda típicas.

2.3.4 Inversor “full-bridge”

O inversor “full-bridge” mostrado na Figura 2.5(a) é uma alternativa para aplicações multi-lâmpadas. Neste tipo de inversor a tensão de saída tem forma alternada, com um valor de pico igual ao valor da fonte de alimentação E mostrado na Figura 2.5(b). A Figura 2.5(b) mostra as formas de onda de tensão na carga, V_{ab} para o inversor “full-bridge”.

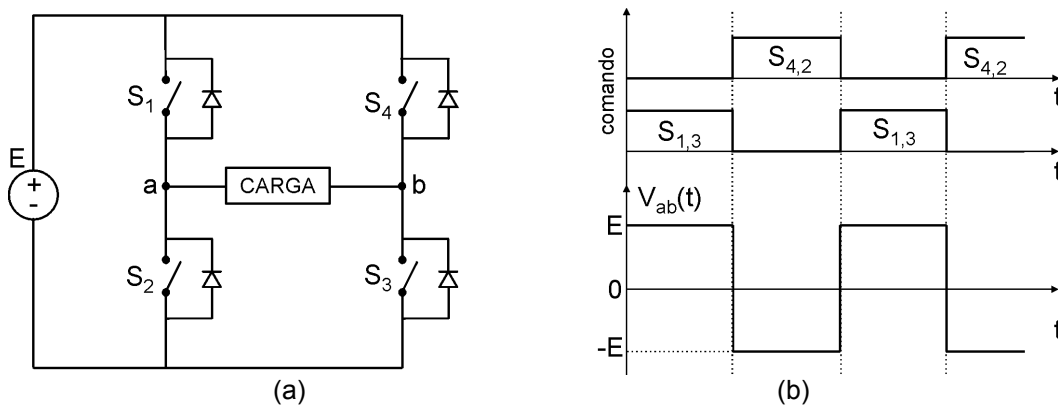


Figura 2.5 - Inversor “full-bridge” (b) formas de onda típicas.

Os inversores mais utilizados em reatores eletrônicos são basicamente dois: o inversor “half-bridge” nas formas assimétrica e simétrica [21], [22] e [31] e o inversor “push-pull” [63]-[65]. O inversor “half-bridge” na forma assimétrica é freqüentemente empregado quando é alimentado pela rede. O inversor “push-pull” é freqüentemente empregado em reatores alimentados a partir de bateria [65].

2.4 FILTROS RESSONANTES

Três filtros básicos utilizados em reatores eletrônicos são: o série ressonante LC, paralelo ressonante LC e série-paralelo ressonante LCC, os quais são apresentados nas Figuras 2.6 (a), (b) e (c), respectivamente. Estes filtros são diferenciados pela forma da conexão do indutor L e capacitores C_S e C_P colocados entre a seção de alta freqüência do inversor e da lâmpada fluorescente representada por R_L .

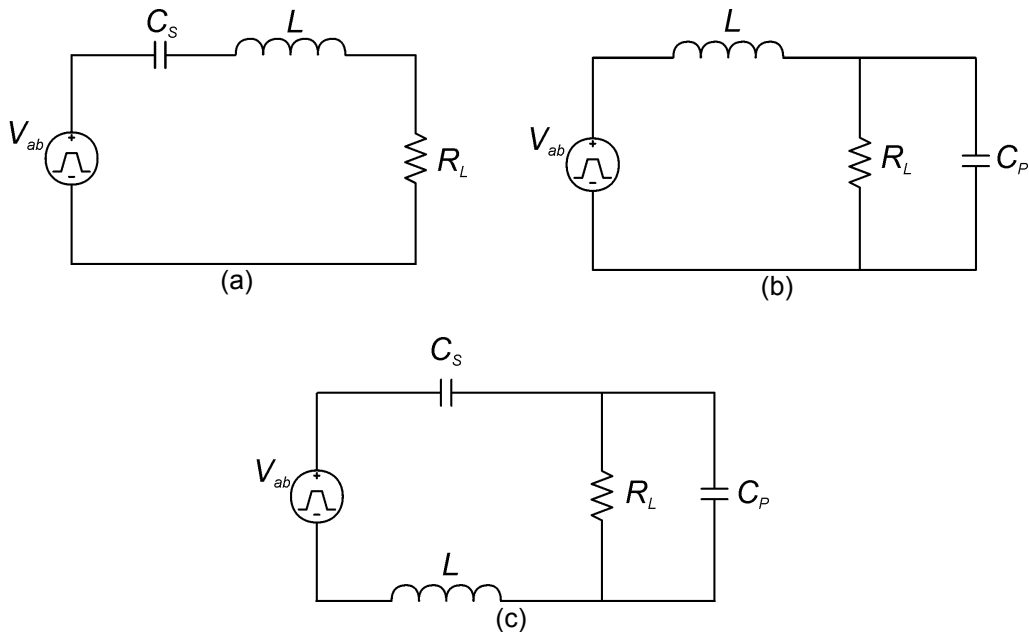


Figura 2.6 - Filtros (a) série ressonante, (b) paralelo ressonante e (c) série-paralelo ressonante.

A utilização de filtros ressonantes deve-se aos benefícios por eles apresentados, tais como: proporcionar a ignição da lâmpada fluorescente; limitar a corrente da lâmpada fluorescente em regime permanente; permitir o emprego de uma frequência de operação superior à frequência audível (tipicamente >20 kHz), fazendo com que inexista ruído audível e diminua o peso e tamanho dos elementos reativos, além da comutação em zero de tensão (ZVS) [46], [47], [61], [62], [66], [76], [78].

2.4.1 Desempenho dos filtros ressonantes

A forma de onda de tensão aplicada ao filtro ressonante geralmente é quadrada simétrica ou assimétrica. Para adequar esta forma de onda à lâmpada fluorescente, os filtros ressonantes atuam atenuando as componentes harmônicas de ordem superior à fundamental e proporcionam ganho de tensão suficiente para ignição da mesma.

Em vários trabalhos analisam-se estes filtros através da aproximação com a fundamental da forma de onda de tensão quadrada V_{ab} [34], [46], [47] e [78].

Na Figura 2.7 é mostrada a forma de onda de tensão típica que alimenta o filtro ressonante e lâmpada. Representando a mesma em série de Fourier, obtém-se a composição desta por suas componentes harmônicas:

$$V_{ab}(t) = a_0 + \sum_{i=1}^{\infty} \left(a_i \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot i \cdot \pi \cdot t}{T}\right) + b_i \cdot \text{sen}\left(\frac{2 \cdot i \cdot \pi \cdot t}{T}\right) \right) \quad (2.1)$$

em que a_0 , a_i e b_i são a componente contínua e as amplitudes das componentes harmônicas, respectivamente.

Para uma forma de onda típica mostrada na Figura 2.7 (c) determinam-se a_0 , a_i e b_i respectivamente, por (2.2), (2.4) e (2.6) :

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{4}}^{\frac{T}{4}} V_P \cdot dt \quad (2.2)$$

$$a_0 = \frac{V_P}{2} \quad (2.3)$$

Os termos que constituem as cossenoides são determinados por:

$$a_i = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{4}}^{\frac{T}{4}} V_P \cdot \cos\left(\frac{i \cdot \pi \cdot t}{2}\right) dt + \frac{2}{T} \int_{\frac{T}{4}}^{\frac{3T}{4}} 0 \cdot \cos\left(\frac{i \cdot \pi \cdot t}{2}\right) dt \quad (2.4)$$

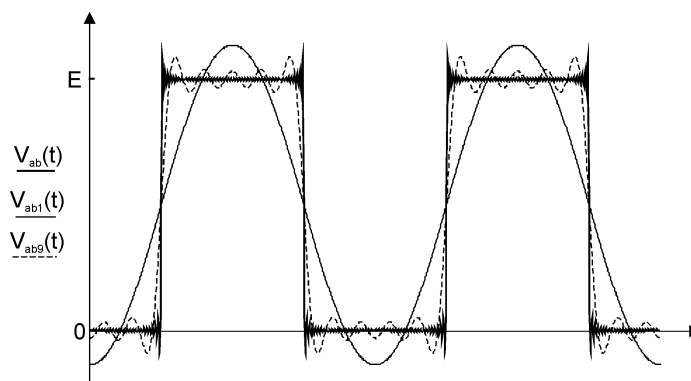


Figura 2.7 - Forma de onda quadrada com: 100 componentes harmônicas ($V_{ab}(t)$); uma componente harmônica ($V_{ab1}(t)$) e nove componentes harmônicas ($V_{ab9}(t)$).

$$a_i = \frac{(-1)^{i+1} \cdot V_P \cdot 2}{i \cdot \pi} \cdot \text{sen}\left(\frac{i \cdot \pi}{2}\right) \quad (2.5)$$

e b_i é determinado por

$$b_i = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{4}}^{\frac{T}{4}} V_P \cdot \text{sen}\left(\frac{i \cdot \pi \cdot t}{2}\right) dt + \frac{2}{T} \int_{\frac{T}{4}}^{\frac{3T}{4}} 0 \cdot \text{sen}\left(\frac{i \cdot \pi \cdot t}{2}\right) dt \quad (2.6)$$

$$b_i = 0 \quad (2.7)$$

Assim, representa-se a forma de onda quadrada $V_{ab}(t)$ por:

$$V_{ab}(t) = a_0 + \frac{2 \cdot V_P}{\pi} \cdot \left(\cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{T}\right) - \frac{1}{3} \cdot \cos\left(\frac{6 \cdot \pi}{T}\right) + \frac{1}{5} \cdot \cos\left(\frac{10 \cdot \pi}{T}\right) + \dots \right) \quad (2.8)$$

ou, em termos de somatório, a série de Fourier é representada por:

$$V_{ab}(t) = a_0 + \sum_{i=1}^{\infty} a_i \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot i \cdot \pi \cdot t}{T}\right) \quad (2.9)$$

Na Figura 2.7 são representadas as componentes harmônicas que constituem a forma de onda quadrada representada em série de Fourier através de (2.9). A figura apresenta três situações da forma de onda de tensão V_{ab} dependendo do número de componentes harmônicas considerado.

Conhecendo a forma de onda que é aplicada ao filtro ressonante, pode ser determinado o filtro ressonante que melhor se adapta ao emprego em reatores eletrônicos, conforme é mostrado em [46], [47],[61], [66], [78].

Em [46], [47] analisam-se os filtros ressonantes em termos de ganho de tensão, enquanto [66] e [78] adicionam à análise do mesmo o ângulo de defasagem entre tensão e corrente de entrada do filtro ressonante.

Pelas análises realizadas, o filtro série ressonante não apresenta ganho de tensão suficiente para ignição da lâmpada fluorescente a partir

de tensões de alimentação inferiores à tensão de partida da lâmpada, isto é, apresenta ganho máximo unitário.

O filtro paralelo ressonante apresenta características favoráveis para o emprego em reatores eletrônicos, pois apresenta ganho de tensão suficiente para ignição da lâmpada, além da estabilização da corrente em regime permanente. No entanto, na aplicação em lâmpadas fluorescentes, em alguns casos é necessário que o filtro retire o nível contínuo da forma de onda de tensão aplicada ao filtro.

O filtro série-paralelo ressonante é amplamente empregado em reatores eletrônicos, tendo como vantagem ganho de tensão suficiente para ignição e capacidade de alimentar a lâmpada a partir de formas de onda com nível contínuo.

Por este motivo, este filtro é amplamente empregado em reatores eletrônicos, pois possibilita que se empregue comutação ZVS, minimizando as perdas em comutação.

A estratégia empregada para obter comutação ZVS é empregar uma frequência de comutação superior a de ressonância [21], [45]-[47] e adicionar ao circuito um capacitor que permita o bloqueio dos interruptores em zero de tensão caso a capacitância intrínseca dos interruptores seja insuficiente.

Conhecendo o ganho de tensão de cada filtro e a característica necessária para alimentação da lâmpada fluorescente, conclui-se que o filtro série-paralelo ressonante reúne as características necessárias para alimentação de lâmpadas fluorescentes com vantagem de utilizar formas de onda com nível contínuo, como é o caso do inversor “half-bridge” assimétrico apresentado.

Na próxima seção, é mostrada uma metodologia de projeto para o filtro série-paralelo ressonante LCC.

2.5 PROCEDIMENTO DE PROJETO DO FILTRO RESSONANTE LCC

O filtro ressonante LCC mostrado na Figura 2.6(c) geralmente é alimentado por uma forma de onda de tensão quadrada gerada pelo inversor, normalmente pelo inversor “half-bridge” assimétrico mostrado na Figura 2.3(a). O filtro ressonante LCC atenua as componentes harmônicas de ordem superior a fundamental, o que torna possível utilizar a aproximação da tensão V_{ab} pela sua componente fundamental. Aliado a isto, a lâmpada fluorescente possui característica resistiva. Assim, pode-se utilizar valores de resistência equivalente da lâmpada em função da potência nominal da mesma e definir sua resistência equivalente em função de um modelo da mesma (Apêndice A). Desta forma, se a lâmpada fluorescente pode ser representada por sua resistência equivalente, pode-se determinar a potência entregue ao conjunto filtro-lâmpada pela sua potência real [66].

A partir disso, define-se uma relação entre as variáveis existentes para o projeto do filtro ressonante, optando-se então por relacioná-las através da defasagem angular entre a componente fundamental da tensão aplicada ao filtro ressonante e a corrente.

No método de projeto utilizam-se as seguintes aproximações:

- A lâmpada fluorescente é representada por um resistor equivalente, sendo sua resistência determinada através do modelo apresentado no Apêndice A;
- Consideram-se ideais os elementos do filtro ressonante;
- Aproxima-se a entrada da rede de alimentação, capacitor de barramento e ponte retificadora por uma fonte de tensão contínua E .
- Considera-se somente a harmônica fundamental da tensão V_{ab} .

A determinação das expressões de projeto do filtro ressonante, segue o procedimento descrito a seguir:

Etapa 1: Definem-se os dados de projeto;

Etapa 2: Realizam-se as aproximações necessárias adequando os dados de projeto;

Etapa 3: Determina-se a impedância de entrada do filtro ressonante Z ;

Etapa 4: Determina-se o ângulo da impedância do filtro ressonante ϕ ;

Etapa 5: Determina-se a potência real entregue ao filtro ressonante, a qual corresponde a potência da lâmpada fluorescente;

Etapa 6: Determina-se a relação entre os capacitores série e paralelo ressonante de acordo com o tipo de resposta do filtro ressonante esperado;

Etapa 7: Reúnem-se as expressões da potência da lâmpada e o ângulo ϕ de forma que se determine expressões de projeto para os elementos do filtro ressonante em função de ϕ para uma frequência de operação estabelecida nos dados de projeto;

Etapa 8: Plotam-se os valores da potência de partida e regime permanente da lâmpada em função do ângulo ϕ ;

Etapa 9: Determina-se o ângulo ϕ que permite a partida instantânea da lâmpada através desses gráficos;

Etapa 10: Determinam-se os componentes do filtro ressonante a partir do ângulo ϕ determinado.

2.5.1 Etapa 1- Dados de projeto

Para o projeto do filtro ressonante deve-se especificar o valor eficaz da tensão de entrada do inversor: V_{ca} ; a frequência de operação: f_s e o modelo da lâmpada a ser utilizada do qual se define a resistência equivalente da lâmpada fluorescente (Apêndice A).

Substituindo a potência da lâmpada em $R_L(P)$, obtém-se a resistência em regime permanente da lâmpada denominada R_L , conforme é visualizado na Figura 2.8.

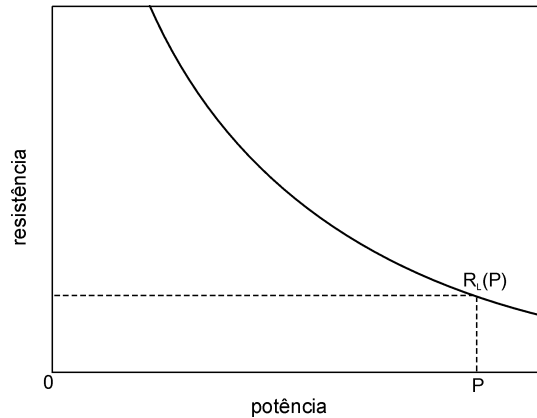


Figura 2.8 - Resistência da lâmpada fluorescente em regime permanente em função da potência.

2.5.2 Etapa 2 - Adequação dos dados de projeto

A potência entregue à lâmpada fluorescente é determinada por:

$$P = \operatorname{Re} \left(\frac{V_{ef}^2}{Z} \right) \quad (2.10)$$

A lâmpada é representada pela sua resistência equivalente, sendo: V_{ef} o valor eficaz da componente fundamental da forma de onda quadrada V_{ab} e Z a impedância do filtro ressonante e lâmpada.

A tensão no barramento contínuo do inversor é definida por:

$$E = \sqrt{2} \cdot V_{ca} \quad (2.11)$$

Assim, obtém-se o valor de pico da componente fundamental de V_{ab} , para um valor máximo E definido em (2.9), o que resulta em:

$$V_{ab1} = \frac{2 \cdot E}{\pi} \quad (2.12)$$

O valor eficaz da componente fundamental da forma de onda de tensão quadrada que alimenta o filtro ressonante e lâmpada é:

$$V_{ef} = \frac{\sqrt{2} \cdot E}{\pi} \quad (2.13)$$

Para que se determine a potência real entregue a lâmpada define-se a impedância do filtro ressonante LCC na próxima etapa.

2.5.3 Etapa 3 - Determinação da impedância do filtro ressonante

A impedância de entrada do circuito do filtro ressonante formado pelos elementos do filtro ressonante e lâmpada fluorescente é:

$$Z = Z_S + Z_p \quad (2.14)$$

em que a impedância série Z_S é definida por:

$$Z_S = j \cdot \omega \cdot L + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_S} \quad (2.15)$$

$$Z_S = j \left(\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C_S} \right) \quad (2.16)$$

A impedância de saída é formada pela associação paralela de R_L e a impedância de C_P definida em (2.20), como segue:

$$\frac{1}{Z_p} = \frac{1}{R_L} + j \cdot \omega \cdot C_P \quad (2.17)$$

$$Z_p = \frac{R_L}{1 + j \cdot \omega \cdot C_P \cdot R_L} \quad (2.18)$$

$$Z_p = \frac{R_L}{1 + j \cdot \omega \cdot C_P \cdot R_L} \cdot \frac{1 - j \cdot \omega \cdot C_P \cdot R_L}{1 - j \cdot \omega \cdot C_P \cdot R_L} \quad (2.19)$$

$$Z_p = \frac{R_L - j \cdot R_L^2 \cdot C_P \cdot \omega}{1 + R_L^2 \cdot \omega^2 \cdot C_P^2} \quad (2.20)$$

Substituindo (2.16), (2.20) em (2.14), determina-se a impedância Z em (2.23) como segue:

$$Z = j\left(\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C_S}\right) + \frac{R_L - j \cdot R_L^2 \cdot C_P \cdot \omega}{1 + R_L^2 \cdot \omega^2 \cdot C_P^2} \quad (2.21)$$

$$Z = \frac{R_L}{(1 + R_L^2 \cdot \omega^2 \cdot C_P^2)} + j\left(L \cdot \omega - \frac{1}{C_S \cdot \omega} - \frac{R_L^2 \cdot C_P \cdot \omega}{(1 + R_L^2 \cdot \omega^2 \cdot C_P^2)}\right) \quad (2.22)$$

$$Z = \frac{R_L}{(1 + R_L^2 \cdot \omega^2 \cdot C_P^2)} + j \frac{(\omega \cdot L - 1/(\omega \cdot C_S))(1 + C_P^2 \cdot R_L^2 \cdot \omega^2) - R_L^2 C_P \omega}{(1 + C_P^2 \cdot R_L^2 \cdot \omega^2)} \quad (2.23)$$

2.5.4 Etapa 4 - Determinação do ângulo da impedância Z

A partir da impedância do filtro ressonante em (2.23) define-se o ângulo de defasagem entre a componente fundamental da onda quadrada e a corrente do filtro ressonante, ou seja, a fase da impedância Z mostrada na Figura 2.9 e definida por:

$$\phi = \arctan\left(\frac{\text{Im}(Z)}{\text{Re}(Z)}\right) \quad (2.24)$$

A partir de (2.23) obtêm-se $\text{Im}(Z)$ e $\text{Re}(Z)$, os quais são substituídos em (2.24), obtendo-se o ângulo ϕ por:

$$\phi(\omega) = \arctan\left(\frac{(\omega L - 1/(\omega C_S))(1 + C_P^2 R_L^2 \omega^2) - R_L^2 C_P \omega}{(1 + C_P^2 R_L^2 \omega^2)} \bigg/ \frac{R_L}{(1 + C_P^2 R_L^2 \omega^2)}\right) \quad (2.25)$$

$$\phi(\omega) = \arctan\left(\left((\omega \cdot L - 1/(\omega \cdot C_S))(1 + C_P^2 \cdot R_L^2 \cdot \omega^2) - R_L^2 \cdot C_P \cdot \omega\right) / R_L\right) \quad (2.26)$$

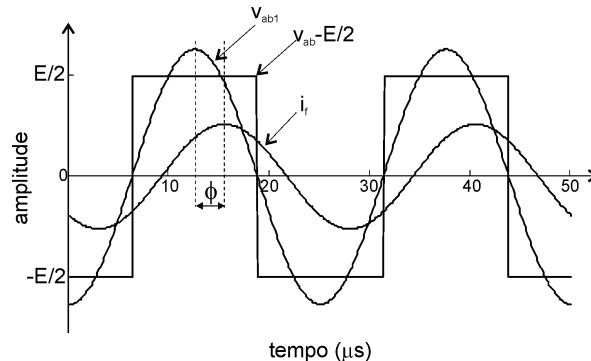


Figura 2.9 - Defasagem da fundamental da tensão quadrada V_{ab} e fundamental da corrente no filtro ressonante.

2.5.5 Etapa 5 - Determinação da potência da lâmpada

Aplicando $\tan(\phi(\omega))$ em (2.26), obtém-se:

$$R_L \cdot \tan(\phi(\omega)) = (\omega \cdot L - 1/(\omega \cdot C_S)) (1 + C_P^2 \cdot R_L^2 \cdot \omega^2) - R_L^2 \cdot C_P \cdot \omega \quad (2.27)$$

A partir de (2.23) obtém-se:

$$\frac{1}{Z} = \frac{1 + R_L^2 \cdot \omega^2 \cdot C_P^2}{R_L + j \cdot ((\omega \cdot L - 1/(\omega \cdot C_S)) (1 + C_P^2 \cdot R_L^2 \cdot \omega^2) - R_L^2 \cdot C_P \cdot \omega)} \quad (2.28)$$

Substituindo (2.27) em (2.28) obtém-se:

$$\frac{1}{Z} = \frac{(1 + C_P^2 \cdot R_L^2 \cdot \omega^2)}{R_L + j \cdot (R_L \cdot \tan(\phi(\omega)))} \quad (2.29)$$

$$\frac{1}{Z} = \frac{(1 + C_P^2 \cdot R_L^2 \cdot \omega^2)}{R_L + j \cdot (R_L \cdot \tan(\phi))} = \frac{R_L - j \cdot (R_L \cdot \tan(\phi(\omega)))}{R_L - j \cdot (R_L \cdot \tan(\phi(\omega)))} \quad (2.30)$$

$$\frac{1}{Z} = \frac{(1 + C_P^2 \cdot R_L^2 \cdot \omega^2) \cdot (R_L - j \cdot R_L \cdot \tan(\phi(\omega)))}{R_L^2 + R_L^2 \cdot \tan^2(\phi(\omega))} \quad (2.31)$$

$$\frac{1}{Z} = \frac{(1 + C_P^2 \cdot R_L^2 \cdot \omega^2) (R_L) - j \cdot (1 + C_P^2 \cdot R_L^2 \cdot \omega^2) \cdot R_L \cdot \tan(\phi(\omega))}{R_L^2 + R_L^2 \cdot \tan^2(\phi(\omega))} \quad (2.32)$$

A partir de (2.32), obtém-se com facilidade $Re(1/Z)$, o qual é substituído em (2.10), para então obter-se a potência na lâmpada fluorescente em função do ângulo ϕ para a frequência especificada no projeto :

$$P(\phi(\omega)) = V_{ef}^2 \cdot \frac{(1 + C_P^2 \cdot R_L^2 \cdot \omega^2) \cdot R_L}{R_L^2 + (R_L \cdot \tan(\phi(\omega)))^2} \quad (2.33)$$

2.5.6 Etapa 6 - Determinação da relação entre o capacitor série ressonante e paralelo ressonante

O critério para determinar o capacitor série ressonante é mostrado no capítulo 5, na seção 5.4.1. O conhecimento prévio dos requisitos necessários do filtro ressonante para ignição e funcionamento em regime permanente da lâmpada fluorescente permite que se determine o

capacitor série ressonante em função do número de vezes (q) que C_S é maior que C_P , definido por:

$$C_S = q \cdot C_P \quad (2.34)$$

A Figura 2.10 mostra a relação de C_S e C_P , para uma frequência f_s , a qual fica definida dentro de uma faixa da região típica de operação de reatores eletrônicos operados em alta frequência, mostrada em tons de cinza.

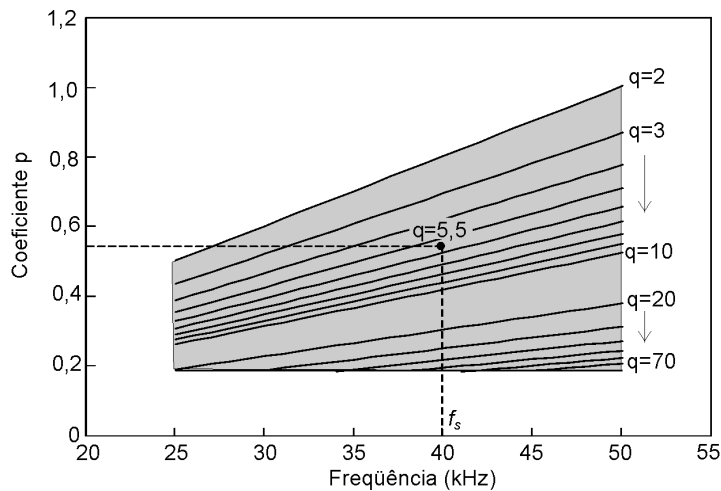


Figura 2.10 – Relação dos capacitores paralelo e série ressonante para faixa de frequência típica de operação de reatores eletrônicos.

2.5.7 Etapa 7 - Determinação das expressões para projeto dos elementos do filtro ressonante

A partir de (2.33), obtém-se:

$$P(\phi(\omega)) \cdot R_L^2 + (R_L \cdot \tan(\phi(\omega)))^2 = V_{ef}^2 \cdot (1 + C_P^2 \cdot R_L^2 \cdot \omega^2) \cdot R_L \quad (2.35)$$

$$P(\phi(\omega)) \cdot R_L^2 + (R_L \cdot \tan(\phi(\omega)))^2 - V_{ef}^2 \cdot R_L = C_P^2 \cdot R_L^2 \cdot \omega^2 \cdot V_{ef} \quad (2.36)$$

Isolando C_P em (2.36) define-se a equação de projeto do capacitor paralelo ressonante por:

$$C_P(\phi(\omega)) = \frac{1}{R_L \cdot \omega} \sqrt{\frac{R_L \cdot P \cdot (1 + \tan^2(\phi(\omega)))}{V_{ef}^2} - 1} \quad (2.37)$$

o que mostra que o valor do capacitor paralelo ressonante pode ser determinado a partir de ϕ , uma vez que se conhece R_L , e especifica-se ω e a potência da lâmpada P .

O projeto do indutor ressonante é determinado a partir de (2.27), como segue:

$$R_L \cdot \tan(\phi(\omega)) = \left(\omega \cdot \left(L - \frac{1}{C_S \cdot \omega^2} \right) \cdot (1 + C_P^2 \cdot R_L^2 \cdot \omega^2) - R_L^2 \cdot C_P \right) \quad (2.38)$$

$$R_L \cdot \tan(\phi(\omega)) = \left(L \cdot (1 + C_P^2 \cdot R_L^2 \cdot \omega^2) - \frac{1}{C_S \cdot \omega^2} (1 + C_P^2 \cdot R_L^2 \cdot \omega^2) - R_L^2 \cdot C_P \right) \cdot \omega \quad (2.39)$$

$$L \cdot (1 + C_P^2 \cdot R_L^2 \cdot \omega^2) = \frac{R_L \cdot \tan(\phi(\omega))}{\omega} + \frac{1}{C_S \cdot \omega^2} (1 + C_P^2 \cdot R_L^2 \cdot \omega^2) + (R_L^2 \cdot C_P) \quad (2.40)$$

Isolando L em (2.40) e substituindo C_S por (2.34) tem-se:

$$L(\phi(\omega)) = \frac{(R_L \cdot \tan(\phi(\omega))) / \omega + (R_L^2 \cdot C_P)}{(1 + C_P^2 \cdot R_L^2 \cdot \omega^2)} + \frac{1}{q \cdot C_P \cdot \omega^2} \quad (2.41)$$

sendo L dependente de capacitores C_P e q e o ângulo ϕ .

2.5.8 Etapa 8 - Potência na lâmpada fluorescente

A partir das expressões que determinam os elementos do filtro ressonante (2.37) e (2.41), determina-se a potência na lâmpada substituindo os elementos definidos em (2.42):

$$P(\phi(\omega)) = V_{ef}^2 \frac{R_L \cdot (1 + C_P^2 \cdot R_L^2 \cdot \omega^2)}{R_L^2 + \omega^2 \cdot \left(\left(L - \frac{1}{q \cdot C_P \cdot \omega^2} \right) \cdot (1 + C_P^2 \cdot R_L^2 \cdot \omega^2) - R_L^2 \cdot C_P \right)^2} \quad (2.42)$$

Utilizando (2.37), (2.41) e (2.42), determinam-se os elementos do filtro ressonante, atendendo os requisitos de ganho na partida e potência em regime permanente para a lâmpada fluorescente, conforme o procedimento mostrado a seguir.

2.5.9 Etapa 9 - Determinação do ângulo ϕ

A partir de (2.42) plota-se a potência da lâmpada em função de ϕ para a frequência definida nos dados de projeto. Assim, determina-se graficamente o ângulo definido como ϕ_1 que garante a ignição e a potência da lâmpada em regime permanente, conforme o gráfico mostrado na Figura 2.11. A curva que indica a potência na ignição é obtida substituindo a resistência equivalente da lâmpada por um valor 100 vezes maior que o de regime permanente, o que corresponde ao comportamento da lâmpada na partida. Para regime permanente utiliza-se o valor da resistência R_L em regime permanente e observa-se que a potência é constante para qualquer ângulo ϕ . As curvas mostradas na Figura 2.11 são obtidas pela substituição sucessiva de (2.37) e (2.41) em (2.42).

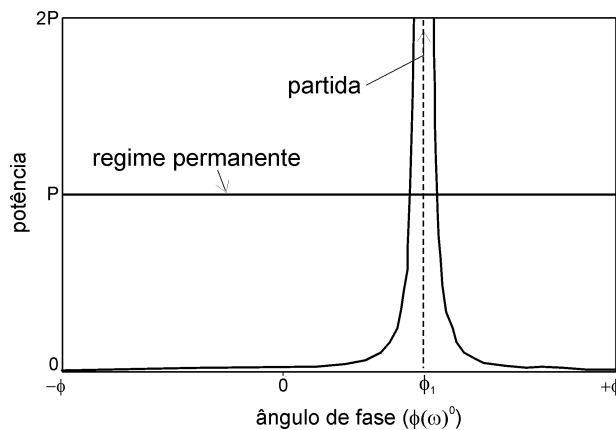


Figura 2.11 - Potência na lâmpada em regime permanente $P(R)$ e na ignição $P(100R)$ versus ângulo $\phi(\omega)$.

A partir da determinação das curvas mostradas na Figura 2.11 seleciona-se o ângulo ϕ_1 que garante a ignição da lâmpada fluorescente.

Assim, determina-se o capacitor paralelo ressonante por (2.37), ou graficamente pela Figura 2.12 para o ângulo ϕ_1 .

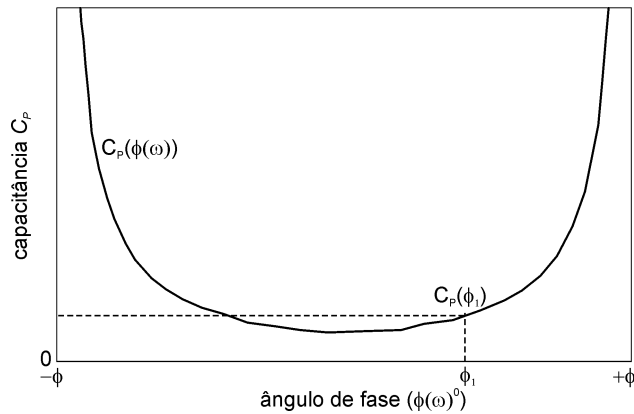


Figura 2.12 - Capacitor paralelo em função do ângulo $\phi(\omega)$.

A indutância correspondente ao ângulo ϕ_1 é determinada por (2.43), ou graficamente pela Figura 2.13.

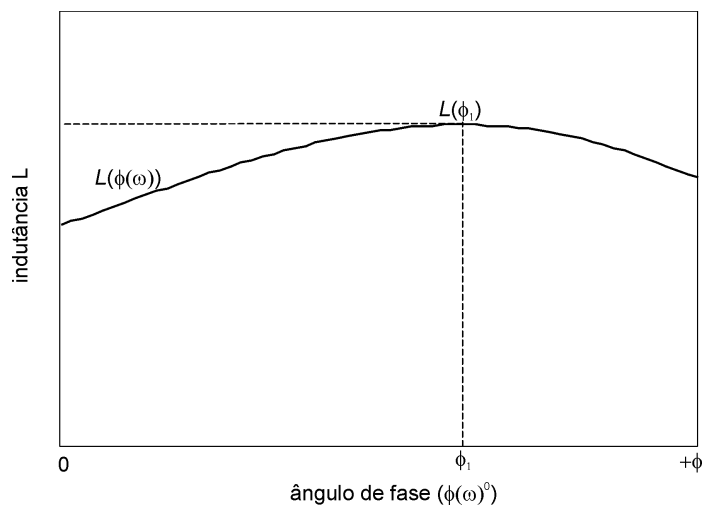


Figura 2.13 - Indutor ressonante em função do ângulo $\phi(\omega)$.

Os elementos que compõem o filtro série-paralelo ressonante LCC são determinados pelos procedimentos acima citados, garantindo o perfeito funcionamento do reator eletrônico no que caracteriza a ignição da lâmpada pelo reator e a manutenção da potência na lâmpada em regime permanente, além da operação ZVS.

O gráfico da potência na lâmpada versus frequência apresentado na Figura 2.14 indica a ignição da lâmpada e a potência da mesma em regime permanente com os valores de componentes projetados, além da característica do filtro ressonante em atenuar as componentes harmônicas de ordem superior a componente fundamental de V_{ab} .

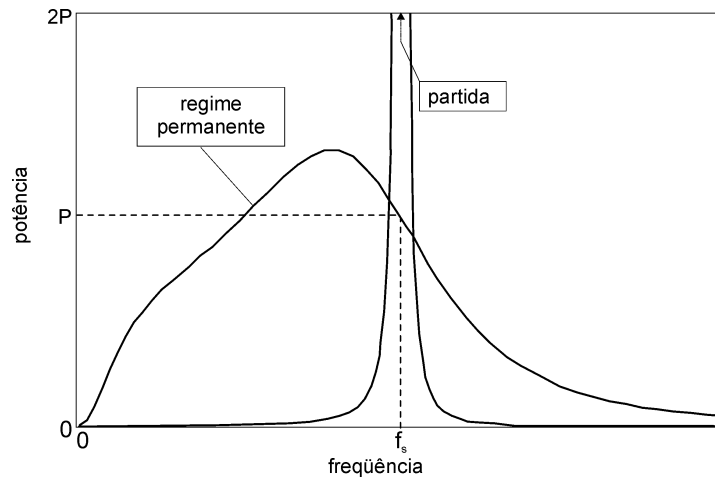


Figura 2.14 - Potência na lâmpada versus frequência para regime permanente e partida.

O procedimento de projeto do filtro ressonante descrito permite que se determine de forma correta os elementos do filtro ressonante. No entanto, é importante quantificar a influência da variação de cada elemento que constitui o filtro ressonante por meio da análise de sensibilidade descrita a seguir.

2.6 ANÁLISE DE SENSIBILIDADE

Nesta seção é realizada a análise de sensibilidade da potência na lâmpada fluorescente P em relação aos componentes do filtro ressonante. Essa análise permite prever variações resultantes do envelhecimento de componentes, temperatura, ou a própria tolerância dos componentes empregados.

As figuras 2.15 a 2.18 mostram as curvas de sensibilidade determinadas a partir de (2.43) a (2.45).

2.6.1 Sensibilidade de P versus C_p

$$S_{C_p}^P(S) = \frac{V_{ef}^2 \cdot R_L \cdot (1 + (C_p \cdot S)^2 \cdot R_L^2 \cdot \omega^2)}{R_L^2 + \left(\left(L \cdot \omega - \frac{1}{C_s \cdot \omega} \right) \cdot (1 + (C_p \cdot S)^2 \cdot R_L^2 \cdot \omega^2) - R_L^2 \cdot C_p \cdot S \cdot \omega \right)^2} \quad (2.43)$$

em que $S_{C_P}^P(S)$ é a sensibilidade de P em relação a C_P , sendo C_P com S variando de 20%.

A Figura 2.15 mostra que a influência de C_P em regime permanente é mínima comparada a sua influência na partida. A Figura 2.16 mostra a curva de sensibilidade para a ignição ($100 \cdot R_L$). Observa-se que o capacitor paralelo ressonante tem influência determinante na ignição da lâmpada fluorescente.

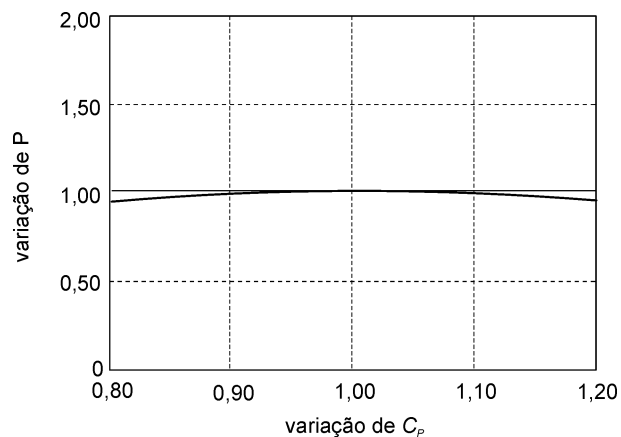


Figura 2.15 - Sensibilidade da potência na lâmpada versus capacitância C_P .

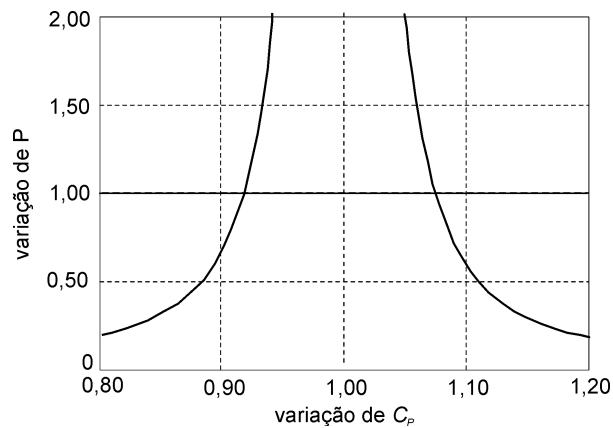


Figura 2.16 - Sensibilidade da variação da potência na lâmpada na ignição versus capacitância C_P .

2.6.2 Sensibilidade de P versus C_S

$$S_{C_S}^P(S) = \frac{V_{ef}^2 \cdot R_L \cdot (1 + C_P^2 \cdot R_L^2 \cdot \omega^2)}{R_L^2 + \left(\left(L \cdot \omega - \frac{1}{C_S \cdot S \cdot \omega} \right) \cdot (1 + C_P^2 \cdot R_L^2 \cdot \omega^2) - R_L^2 \cdot C_P \cdot \omega \right)^2} \quad (2.44)$$

A Figura 2.17 mostra a sensibilidade da potência da lâmpada fluorescente em relação à capacitância C_S . Observa-se pela figura que C_S não é determinante no valor da potência na lâmpada. No entanto, é determinante na filtragem do nível contínuo para alimentação da lâmpada fluorescente, representada por R_L .

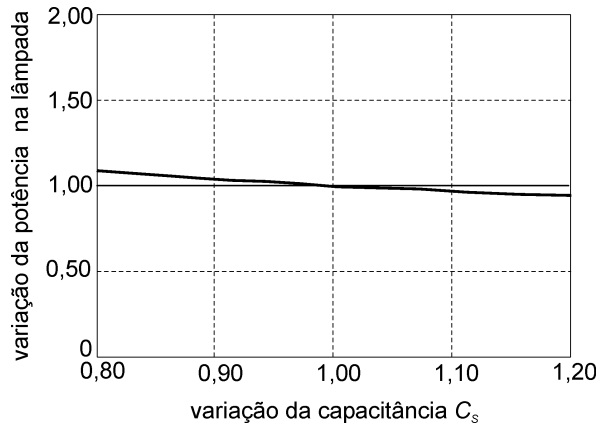


Figura 2.17 - Sensibilidade da potência na lâmpada versus capacitância C_S .

2.6.3 Sensibilidade de P versus L

$$S_L^P(S) = \frac{V_{ef}^2 \cdot R_L \cdot (1 + C_P^2 \cdot R_L^2 \cdot \omega^2)}{R_L^2 + \left(\left(L \cdot S \cdot \omega - \frac{1}{C_S \cdot \omega} \right) \cdot (1 + C_P^2 \cdot R_L^2 \cdot \omega^2) - R_L^2 \cdot C_P \cdot \omega \right)^2} \quad (2.45)$$

A Figura 2.18 mostra que a indutância L apresenta maior influência na potência da lâmpada fluorescente em regime permanente.

Observando os resultados da análise de sensibilidade mostrados anteriormente, conclui-se que alguns parâmetros devem receber atenção especial.

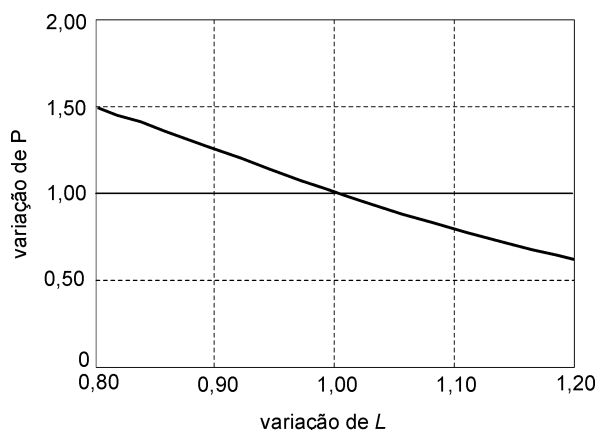


Figura 2.18 - Sensibilidade da potência na lâmpada versus indutância L .

A indutância L influencia significativamente a potência na lâmpada. Para o exemplo apresentado, verifica-se que uma variação de 20 % de L pode resultar numa variação aproximada de 50 % de P .

Por outro lado, observou-se que as variações percentuais dos capacitores paralelo e série ressonante não apresentam impacto significativo na potência da lâmpada em regime permanente. No entanto, o capacitor série ressonante é extremamente importante na filtragem do nível contínuo presente na forma de onda que alimenta o filtro. O capacitor paralelo ressonante apresenta um impacto significativo para a ignição da lâmpada fluorescente, como pode se observar na Figura 2.16.

Desta forma, considerando a análise apresentada, pode-se avaliar o impacto dos componentes do filtro ressonante na operação de reatores eletrônicos.

2.7 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados os principais inversores empregados em reatores eletrônicos. Posteriormente foram mostrados os principais filtros ressonantes utilizados em reatores eletrônicos considerando as necessidades básicas para o perfeito funcionamento da lâmpada fluorescente [34]. Optou-se pelo emprego do filtro ressonante em função de suas características favoráveis para aplicação em lâmpadas fluorescentes. Assim, desenvolveu-se uma metodologia de projeto

utilizando a aproximação fundamental [77], [78]. Realizou-se também a análise de sensibilidade da potência da lâmpada fluorescente em relação aos componentes que formam o filtro ressonante.

CAPÍTULO 3

REATOR ELETRÔNICO AUTO-OSCILANTE

3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo, o reator eletrônico auto-oscilante (*REAO*) é apresentado. Inicialmente é mostrado seu princípio de funcionamento, seguido de sua análise no intuito de determinar um procedimento de projeto adequado ao seu comportamento.

3.2 ANÁLISE DO *REAO*

Conforme mostrado no capítulo 2, uma das formas mais empregadas e simples para alimentar uma lâmpada fluorescente é através do inversor “half-bridge” seguido do filtro ressonante *LCC*, os quais fazem parte do *REAO*. A Figura 3.1 mostra o circuito do *REAO* tradicional.

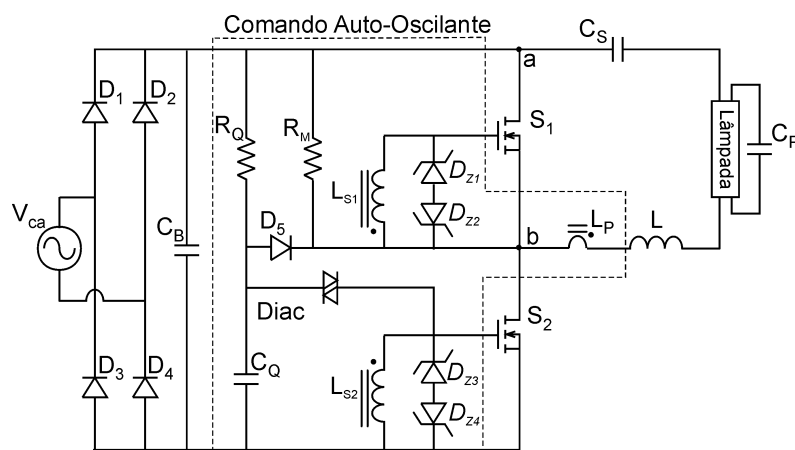


Figura 3.1 - Circuito do *REAO*.

A descrição da operação do *REAO* é realizada assumindo que as condições necessárias para apresentar uma frequência de oscilação auto-sustentada são satisfeitas.

Para isso, assume-se que os elementos do filtro ressonante são ideais; a rede de alimentação, a ponte retificadora, e o capacitor C_B , são representados por uma fonte de tensão contínua E ; a lâmpada fluorescente é representada por sua resistência equivalente R_L ; os elementos parasitas dos Mosfets são desprezados; os diodos zener são considerados ideais; além de desconsiderar as perdas no transformador de corrente *TC* e seus elementos parasitas.

Dessa forma, o circuito da Figura 3.1 pode ser representado na forma da Figura 3.2 para facilitar sua análise.

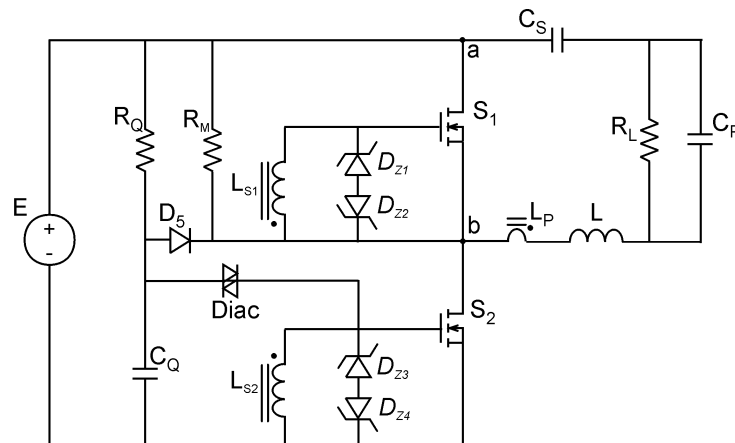


Figura 3.2 - Representação do circuito do *REAO*.

3.2.1 Descrição da operação do *REAO*

O princípio de operação deste circuito é descrito em três partes distintas, observando a Figura 3.2.

A primeira parte consiste no circuito responsável pelo início da operação do circuito do *REAO*, constituído por R_Q , C_Q , R_M , D_5 e *Diac*. A segunda parte consiste no filtro passa-faixa, constituído pelos elementos do filtro ressonante e lâmpada (R_L). A terceira parte é constituída pelo circuito de comando formado pelo transformador de corrente *TC*, representado por $L_p/L_{S1}/L_{S2}$, e pelos diodos zener $D_{Z1}-D_{Z4}$.

As etapas que descrevem o funcionamento do REAO são:

Etapa 1: O circuito mostrado na Figura 3.2 é energizado, e através da tensão E ocorre a carga de C_Q por meio de R_Q até que a tensão nos terminais de C_Q atinja a tensão de avalanche do *Diac*. Assim, o *Diac* conduz e aplica um pulso de tensão positiva aos terminais “gate-source” do interruptor S_2 .

Etapa 2: O interruptor S_2 conduz forçando a circulação de corrente no circuito ressonante.

Etapa 3: A corrente no circuito ressonante também circula pelo enrolamento primário L_p do transformador de corrente *TC*. Por sua vez, os secundários L_{S1} e L_{S2} são responsáveis pelo comando dos interruptores S_1 e S_2 , que comutam complementarmente, conectando e desconectando o filtro ressonante ao potencial do barramento contínuo E .

Algumas observações pertinentes devem ser feitas para o completo entendimento do funcionamento do circuito, tais como:

- Na etapa 1, ao se energizar o circuito a lâmpada comporta-se como um circuito aberto. Após o disparo do *Diac* e a partida instantânea da lâmpada fluorescente, esta assume seu valor de resistência equivalente em regime permanente R_L ;
- No circuito de partida, R_M descarrega os capacitores série e paralelo ressonante evitando que a amplitude da corrente inicial no filtro ressonante seja insuficiente para o comando dos interruptores quando a tensão inicial dos capacitores série e paralelo ressonante eventualmente seja próxima a E ;
- O diodo D_5 descarrega o capacitor C_Q sempre que o interruptor S_2 entra em condução, evitando que o *Diac* dispare novamente depois que o circuito atingir o regime permanente;
- A constante de tempo de descarga de C_Q deve ser superior ao tempo de condução dos interruptores, para que C_Q seja descarregado antes de atingir a tensão de avalanche do *diac*;
- Em paralelo aos terminais “gate-source” são conectados os

diodos zener D_{Z1} , D_{Z2} , D_{Z3} e D_{Z4} que limitam a tensão sobre os terminais “gate-source” dos interruptores.

A Figura 3.3(a) mostra o circuito representativo do comando auto-oscilante referido ao secundário do *TC* responsável pelo comando dos interruptores. Este é representado por uma fonte de corrente i_s , indutância magnetizante L_m , e os diodos zener D_{Z1} - D_{Z2} . Na Figura 3.3(b) são mostradas as formas de onda indicadas no circuito, no intuito de facilitar a representação e análise do *REAO* em termos de um possível diagrama de blocos.

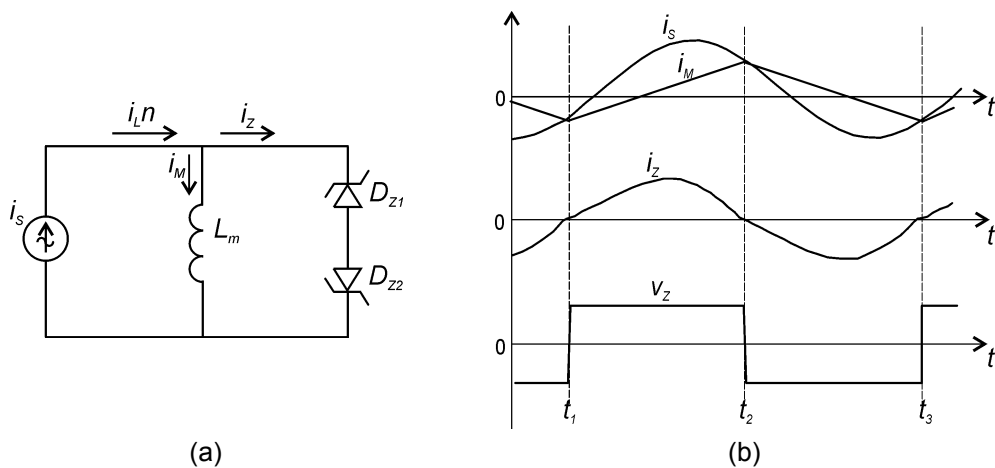


Figura 3.3 - (a)Simplificação do circuito de comando do *REAO* e (b) formas de onda relacionadas.

Na etapa 3, o circuito de comando do *REAO* conecta e desconecta o filtro ressonante ao potencial do barramento contínuo E , e comuta os interruptores por meio do *TC* e dos diodos zener D_{Z1} - D_{Z4} através da corrente do filtro ressonante refletida aos secundários do *TC*.

As relações de corrente desse circuito, mostradas na Figura 3.3 (a) e (b) definem a troca de polaridade da tensão dos diodos zener, e conseqüentemente, dos interruptores (S_1 e S_2), como é mostrado na Figura 3.4, representados pela chave ideal no diagrama de blocos. Analisando essas formas de onda, verifica-se que nos instantes em que a corrente zener i_Z passa por zero, ocorrem as trocas de polaridade da tensão zener definidas pelos tempos t_1 , t_2 , t_3 , ... t_n . Esses instantes ocorrem quando há a igualdade entre a corrente magnetizante i_M e a

corrente ressonante i_s , e assim, a corrente i_z passa por zero, mudando sua polaridade.

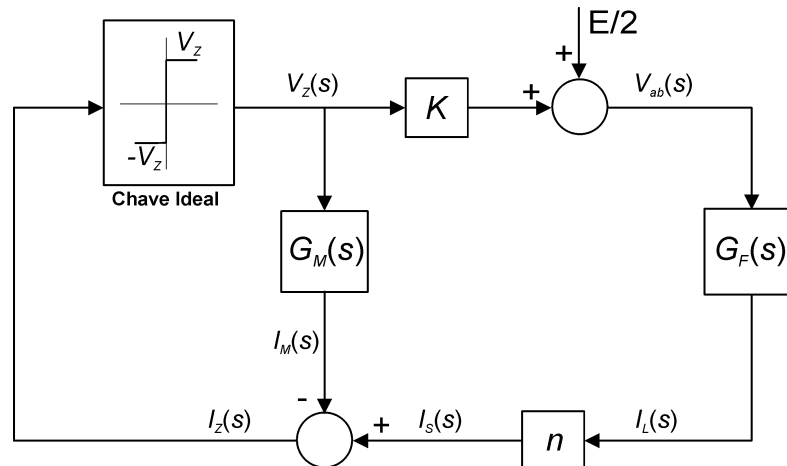


Figura 3.4 - Diagrama de blocos representativo do REAO.

O bloco $G_F(s)$ representa a função de transferência da corrente ressonante do filtro LCC em função da tensão V_{ab} . O bloco $G_M(s)$ é a função de transferência entre a corrente magnetizante e a tensão zener. A constante n representa a relação de espiras e K relaciona a tensão zener e tensão aplicada ao filtro ressonante.

O inversor “half-bridge” e a fonte de tensão de entrada, considerando as aproximações adotadas, podem ser representados pela chave ideal mostrada nesta figura, relacionando a corrente zener i_z e a tensão “gate-source” (zener) de saída V_z .

A descontinuidade devido à troca de estado dos interruptores do circuito do REAO e a realimentação do mesmo por meio de um transformador de corrente (TC) permite caracterizá-lo como um sistema de controle de uma entrada e uma saída (SISO) com comportamento não-linear. Assim, análises convencionais de circuitos não podem ser usadas para o projeto do REAO.

3.2.2 Representação do REAO na forma de um sistema de controle SISO com comportamento não-linear

A Figura 3.5(a) mostra o diagrama de blocos de um sistema de controle de malha fechada SISO com comportamento não-linear. Na Figura 3.5(b) é mostrado o sistema correspondente da Figura 3.4 considerando a entrada $R(s)$ nula e sem saída de interesse.

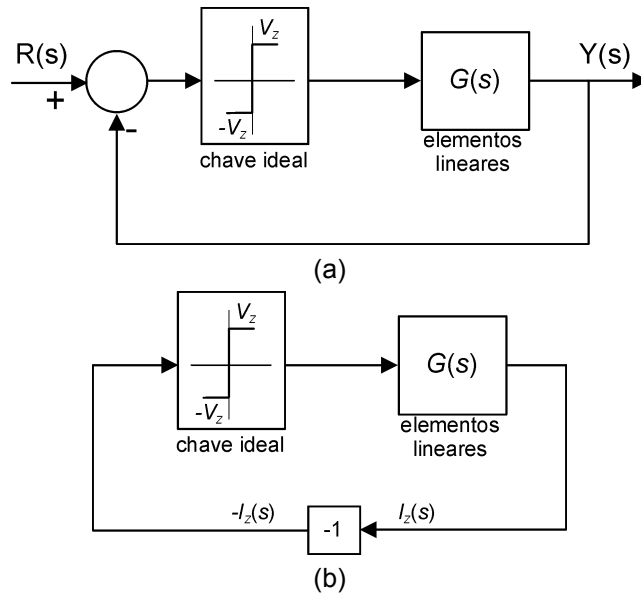


Figura 3.5 - Diagrama de blocos: (a) de um sistema de controle SISO realimentado com comportamento não-linear (b) do REAO considerando a entrada $R(s)=0$.

A partir da Figura 3.5(b) o diagrama de blocos do REAO é apresentado em detalhes na Figura 3.6.

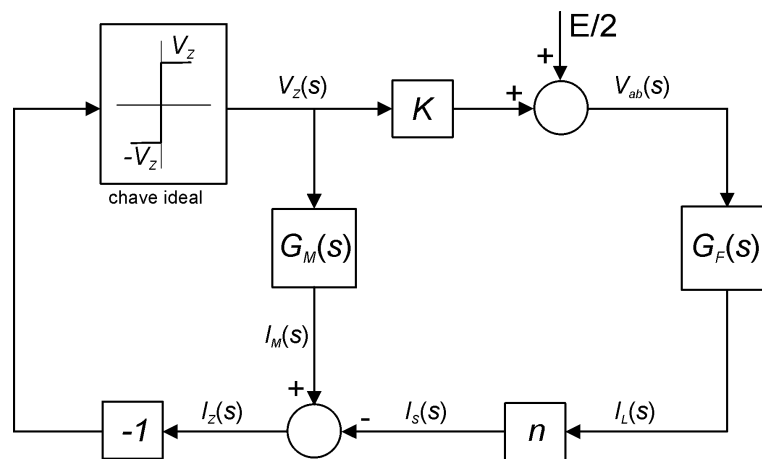


Figura 3.6 - Diagrama de blocos do REAO.

Esse sistema apresenta elementos lineares, como os elementos do filtro ressonante, e de características não-lineares que representam o comportamento não-linear do *REAO*. Portanto, o projeto e análise do *REAO* deve ser realizado com ferramentas que contemplem a análise de um sistema de controle com esse tipo de comportamento.

3.3 POSSÍVEIS SOLUÇÕES PARA PROJETO DO REAO

O *REAO* pode ser representado por um sistema de controle realimentado do tipo *S/SO* com comportamento não-linear, o que impossibilita a utilização de técnicas aplicadas a circuitos lineares diretamente em seu projeto. Assim, devem-se utilizar ferramentas adequadas para que seu projeto seja realizado de forma bem sucedida. Algumas técnicas são utilizadas, como Tsytkin e Hamel Locus [31], [32] e [33] para projetos de sistemas de controle com comportamento não-linear como o *REAO*. Em ambas as técnicas, assume-se que o sistema em análise apresenta um ciclo limite e que a saída do elemento não-linear apresenta uma forma de onda quadrada e periódica.

O método da função descritiva é utilizado de forma conveniente por [45] na implementação de um conversor que é baseado no comportamento do circuito de comando auto-oscilante.

O método da função descritiva, descrito no Apêndice C, apresenta resultados muito próximos dos métodos citados. A manipulação de expressões matemáticas é mais fácil, independente da ordem da função de transferência dos elementos lineares do sistema analisado quando comparado aos métodos citados. Esse método é uma extensão de técnicas lineares aplicado a sistemas com comportamento não-linear, como é o caso do *REAO* [69].

Tal característica permite que o *REAO* seja projetado utilizando expressões matemáticas derivadas do método da função descritiva e da manipulação do diagrama de blocos que o representa.

As características do *REAO* permitem prever que o método da função descritiva pode ser empregado, pois o filtro ressonante utilizado apresenta característica passa-baixa e o uso da aproximação fundamental nesse caso é válido e suficiente para determinar um projeto para sistemas deste tipo.

Satisfeitas as hipóteses de que o sistema apresente oscilação e que os elementos lineares presentes no *REAO* atenuem as harmônicas de ordem superior à da componente fundamental, o método da função descritiva (Apêndice C) e o critério de estabilidade estendido de Nyquist podem ser utilizados de forma apropriada para o projeto do *REAO*. Na próxima seção é apresentado o critério para ocorrência de ciclos limites através do critério de estabilidade estendido de Nyquist.

3.3.1 Critério de estabilidade estendido de Nyquist

A extensão do critério de estabilidade de Nyquist para o emprego no método da *FD* é definida a partir da análise de sistemas lineares (Apêndice D), na qual o ponto -1 é a referência para determinar a estabilidade.

A extensão formal do critério de Nyquist pode ser realizada adicionando uma constante K_i no caminho da função de transferência direta $G(s)$, conforme é mostrado na Figura 3.7(a). Esta modificação é importante na interpretação da análise de estabilidade de ciclos limites utilizando o método da *FD*.

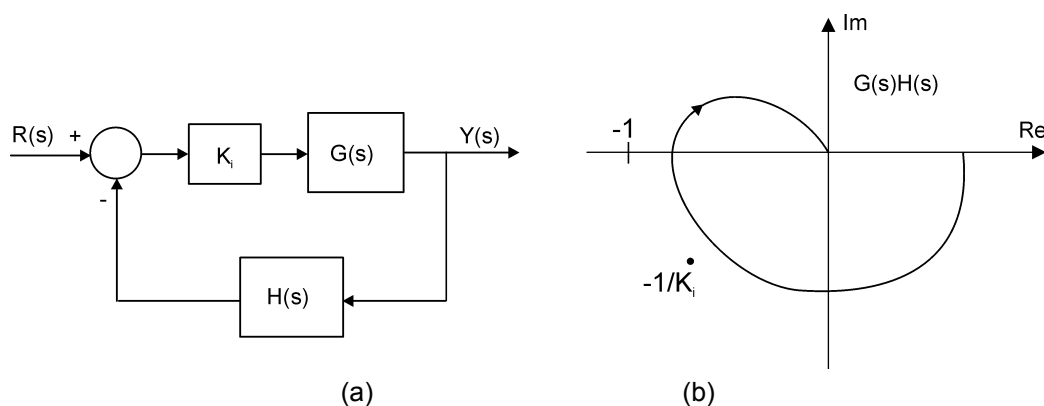


Figura 3.7 - (a)Diagrama de blocos (b)Diagrama de Nyquist.

A equação característica torna-se

$$1 + K_i G(s)H(s) = 0 \quad (3.1)$$

com a equação correspondente:

$$G(s)H(s) = -1/K_i \quad (3.2)$$

Deste modo, a análise pode ser feita ao redor do ponto $-1/K_i$ de (3.2), ao contrário do caso de sistemas com comportamento linear em que o ponto -1 é a referência para determinar a estabilidade. Os argumentos utilizados no critério de Nyquist podem ser usados para determinar os pólos instáveis da função de transferência de malha fechada, com a diferença de que a análise do número de envoltimentos no sentido horário do gráfico $G(s)H(s)$ para este caso é ao redor do ponto $-1/K_i$.

A Figura 3.7(b) mostra um diagrama de Nyquist estendido correspondente ao ponto -1 em que o ponto a ser analisado passa a ser $-1/K_i$.

Assim, pode-se utilizar a *FD* na análise de estabilidade de ciclos limites. Para isto, discute-se a existência de ciclos limite na próxima seção.

3.3.2 Existência de ciclos limites

Assumindo que exista uma oscilação auto-sustentada de amplitude I_z e frequência ω no sistema da Figura 3.8. Então, as variáveis envolvidas devem satisfazer as seguintes relações:

$$V_z = N(I_z) \cdot (-I_z) \quad (3.3)$$

$$I_z = G(s) \cdot V_z \quad (3.4)$$

Seja $s = j\omega$, substituindo (3.3) em (3.4), tem-se:

$$I_z = G(j\omega)N(I_z)(-I_z) \quad (3.5)$$

Assumindo $I_z \in \Re$ e diferente de zero, tem-se:

$$G(j\omega)N(I_z) + 1 = 0 \quad (3.6)$$

que pode ser reescrito como:

$$G(j\omega) = -\frac{1}{N(I_z)} \quad (3.7)$$

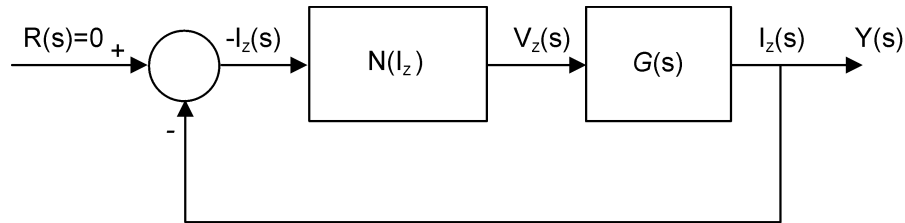


Figura 3.8 - Sistema não-linear

Então, a amplitude I_z e frequência ω dos ciclos limites do sistema devem satisfazer (3.7). Se a equação acima não possuir solução, não existe ciclo limite. Para resolvê-la, usualmente, utiliza-se um gráfico polar, plotando ambos os membros de (3.7) no plano complexo e encontrando as interseções dos pontos das duas curvas.

Pode-se construir a função de resposta em frequência $G(j\omega)$ (variando ω) e a função descritiva negativa inversa $(-1/N(I_z))$ (variando I_z) no plano complexo, como mostrado na Figura 3.9. Se as duas curvas se interceptarem, então existe ciclo limite, e os valores de I_z e ω correspondentes ao ponto de intersecção são soluções de (3.7). Se as curvas se interceptam x vezes, então existem x possíveis ciclos limites. Na Figura 3.9 as curvas interceptam-se no ponto K_i , indicando a presença de um ciclo limite. A amplitude do ciclo limite é I_{zK_i} , que corresponde ao valor de I_z no ponto K_i com a correspondente frequência ω_{K_i} .

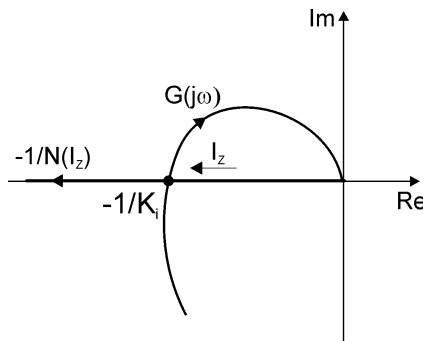


Figura 3.9 - Detecção de ciclo limite.

Na análise da interseção permite-se avaliar a existência de um ciclo limite e sua estabilidade como segue.

3.3.3 Estabilidade de ciclos limites

Considerando o gráfico da resposta em frequência e o negativo inverso da função descritiva na Figura 3.10 para um caso semelhante ao do REAO, verifica-se que existem dois pontos de interseção, predizendo que o sistema apresenta dois possíveis ciclos limites. Para simplificar a discussão, assume-se que $G(j\omega)$ não possui pólos no semi-plano direito.

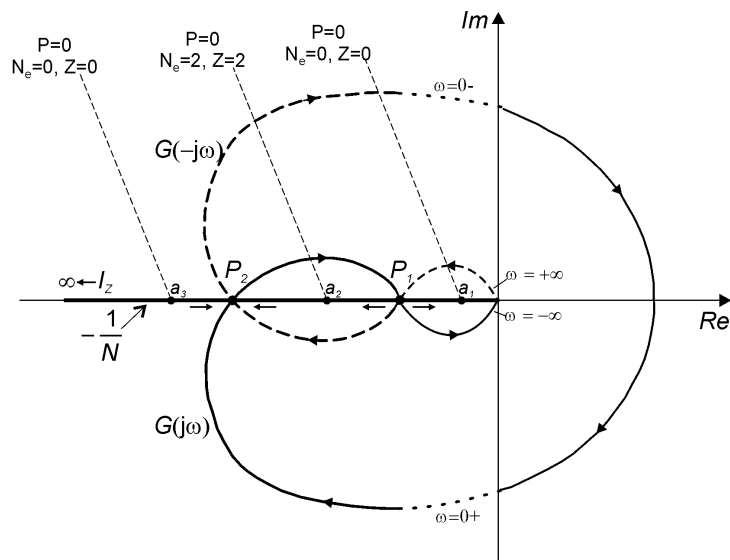


Figura 3.10 - Estabilidade de ciclos limites.

Primeiramente, discute-se a estabilidade do ciclo limite relacionado ao ponto P_1 . Assumindo que o sistema inicialmente opera no ponto P_1 , com a amplitude do ciclo limite sendo I_{Z1} , devido a uma pequena perturbação, a amplitude da entrada do elemento não-linear se reduz e o ponto de operação do sistema se move de P_1 para a_1 . Uma vez que o número resultante de envoltimentos de $G(j\omega)$ em a_1 é zero, a amplitude I_Z tende a decrescer em direção a zero, pois se trata de um ponto instável. Por outro lado, se o ponto se mover ao longo da curva $-1/N$ para o ponto a_2 , verifica-se que o número de envoltimentos no sentido horário de $-1/N$ (analogamente a $-1+j0$) a partir da reta traçada de a_2 é 2 e, portanto,

trata-se de um ponto de instabilidade e a amplitude I_z assim aumenta. Portanto, o ponto P_1 não apresenta um ciclo limite estável.

O ponto a_2 é envolvido por $G(j\omega)$, o que resulta no aumento de I_z , enquanto a_3 não é envolvido por $G(j\omega)$, o que resulta em um ponto estável, fazendo com que a amplitude I_z seja reduzida. Assim, o ponto P_2 corresponde a um ciclo limite estável, pois há uma convergência ao ponto P_2 , ao contrário de P_1 , conforme indicam as setas paralelas ao gráfico da FD mostrado na Figura 3.10.

A partir da análise realizada pode-se enunciar o critério para ocorrência de ciclo limite, apresentado em [69].

3.3.4 Critério para ocorrência de um ciclo limite

Cada ponto de interseção da curva $G(j\omega)$ e $-1/N(I_z)$ corresponde a um ciclo limite. Se os pontos próximos à interseção sobre $-1/N$ não são envolvidos por $G(j\omega)$ no sentido horário, então o ciclo limite correspondente é estável. De outro modo, é instável [69].

3.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo apresentou-se o *REAO*. Posteriormente, descreveu-se seu princípio de operação. A partir de sua descrição, representou-se o mesmo como um sistema de controle *SISO* com comportamento não-linear [34], [87]. Discutiram-se as possíveis soluções de um projeto condizente com o seu comportamento e representou-se o mesmo em termos de diagramas de blocos.

Propôs-se então, utilizar o método da função descritiva e o critério de estabilidade estendido de Nyquist considerando as vantagens no uso de tais ferramentas. Entre as principais vantagens, destacam-se a possibilidade de determinar expressões de projeto a partir da análise de estabilidade e a relativa simplicidade na utilização de tais técnicas. Desse modo, visualiza-se nessas técnicas a viabilidade de um projeto adequado para o *REAO*, o qual é demonstrado detalhadamente no próximo capítulo.

CAPÍTULO 4

PROJETO DO CIRCUITO DO *REAO*

4.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta o projeto do *REAO*. Para este sistema, é necessário que se determine um procedimento de projeto condizente com suas principais características de confiabilidade e simplicidade de construção e que seja adequado ao seu princípio de funcionamento. O projeto é desenvolvido a partir da determinação dos elementos do filtro ressonante mostrada no capítulo 2 e da análise do *REAO* como um sistema de controle *SISO* com comportamento não-linear apresentada no capítulo 3. Determina-se um método de projeto no domínio da frequência empregando o método da *FD* e o critério de estabilidade estendido de Nyquist. Resultados experimentais e de simulação são apresentados para avaliar o projeto desenvolvido.

4.2 ETAPAS DE PROJETO DO *REAO*

O procedimento de projeto compreende as seguintes etapas:

Etapa 1 - Dados de projeto: Estabelecem-se os parâmetros de projeto para o *REAO*.

- Tensão de alimentação;
- Potência e tipo de lâmpada, da qual se determina a resistência equivalente [19];
- Tensão zener, especificada pela escolha do diodo zener.

Não é objetivo neste trabalho ter um rigorismo em relação às normas referentes a reatores eletrônicos, tais como: limites de potência exigidos para correção do fator de potência, interferência eletromagnética, frequências de operação; mas sim estabelecer um procedimento de projeto adequado para o *REAO*. Salienta-se que, ao projetar um protótipo comercial, devem-se considerar essas normativas conforme estabelecidos e discutidos em [48]-[54].

Etapa 2 - Projeto do filtro ressonante: Determinam-se os elementos do filtro ressonante *LCC* conforme o projeto descrito detalhadamente no capítulo 2.

Etapa 3 - Projeto do circuito de comando auto-oscilante: Esta etapa compreende a determinação dos elementos do circuito de comando auto-oscilante utilizando os dados de projeto e os elementos do filtro ressonante previamente projetados.

Etapa 4 - Análise de estabilidade: Determina-se a validade do projeto realizado verificando a existência de uma frequência de oscilação auto-sustentada do *REAO*.

Das etapas acima relacionadas, as etapas 3 e 4, em que se determinam os elementos que formam o circuito de comando auto-oscilante e a sua estabilidade, merecem melhor detalhamento de forma a obter o completo esclarecimento do projeto, conforme apresentado na seção 4.3.

Embora o *REAO* tenha em seu funcionamento o princípio de um sistema de controle não-linear, seu projeto pode ser realizado após a definição de um método apropriado empregando a *FD*. Assim, pretende-se determinar expressões que serão utilizadas na execução de um procedimento de projeto através de uma rotina matemática simples.

Na próxima seção é realizada uma análise matemática que busca determinar o projeto do *REAO*.

4.2.1 Análise matemática do circuito do REAO

A Figura 4.1 mostra o diagrama de blocos do REAO, no intuito de determinar as expressões que são utilizadas no projeto do circuito de comando do mesmo.

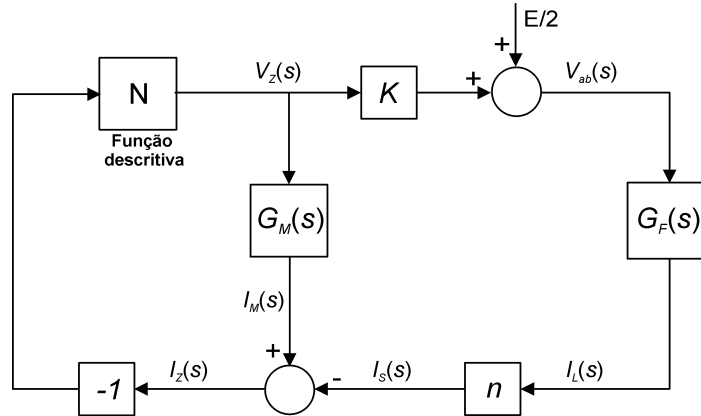


Figura 4.1 - Diagrama de blocos do reator eletrônico auto-oscilante.

Os elementos que constituem o diagrama de blocos são: o bloco do filtro ressonante representado por:

$$G_F(s) = \frac{1}{L} \frac{s^2 + as}{s^3 + as^2 + bs + c} \quad (4.1)$$

em que $a = \frac{1}{R_L \cdot C_p}$, $b = \left(\frac{1}{C_S L} + \frac{1}{C_p L} \right)$ e $c = \frac{1}{R_L C_p C_S L}$.

O bloco $G_M(s)$ é definido por:

$$G_M(s) = \frac{1}{L_m s} \quad (4.2)$$

em que L_m é a indutância magnetizante referida ao secundário do TC e K e n relacionam a seção do circuito de comando com a do inversor, definidas por:

$$K = \frac{E}{2 \cdot V_Z} \quad (4.3)$$

$$n = \frac{n_P}{n_S} \quad (4.4)$$

sendo n_P e n_S o número de espiras do primário e do secundário do *TC*, respectivamente.

A chave ideal mostrada no diagrama de blocos do *REAO* é substituída pela sua *FD* equivalente N determinada no Apêndice C por:

$$N = \frac{4 \cdot V_Z}{\pi \cdot I_Z} \quad (4.5)$$

Deste modo, reduz-se o diagrama de blocos mostrado na Figura 4.1 na forma do diagrama de blocos equivalente da Figura 4.2, o qual é utilizado para análise do *REAO* através do método da *FD* (Apêndice C) e do critério de estabilidade estendido de Nyquist mostrado no capítulo 3.

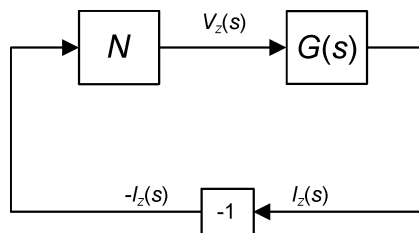


Figura 4.2 - Diagrama de blocos reduzido.

A função de transferência de $G(s)$ mostrada na Figura 4.2 é

$$G(s) = G_M(s) - K \cdot G_F(s) \cdot n \quad (4.6)$$

sendo que $G_F(s)$ elimina a componente contínua.

A frequência de operação e a amplitude I_Z são relacionadas à equação característica $1 + NG(s) = 0$ do sistema por:

$$G(s) = \frac{-1}{N} \quad (4.7)$$

Observando (4.5) verifica-se que a *FD* do elemento não-linear (chave-ideal) não apresenta ângulo de fase. Portanto, o ponto de interseção no lugar geométrico de $G(s)$ que corta $-1/N$ apresenta parte imaginária nula. Desse modo, é possível utilizar esta interseção para determinar uma equação para o projeto do *REAO*.

A Figura 4.3 mostra o diagrama de Nyquist para um sistema hipotético em que $G(s)$ corta a FD numa frequência qualquer em um ponto A sobre o eixo real.

Para sistemas deste tipo, a seguinte igualdade é válida:

$$\text{Im}(G(s)) = \text{Im}(G(j\omega)) = 0 \quad (4.8)$$

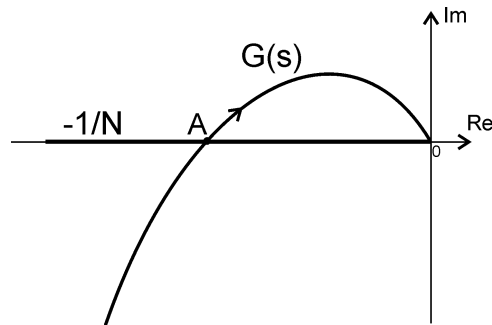


Figura 4.3 - Diagrama de Nyquist para um sistema qualquer.

Observa-se que através da igualdade de (4.8), aplicada ao caso do *REAO*, em que $G(s)$ é dado por (4.6), podem-se determinar expressões de projeto para o mesmo desde que $G(s)$ cruze o eixo real.

Substituindo $s=j\omega$ nas funções de transferências do *REAO* $G_F(s)$ e $G_M(s)$ em (4.1) e (4.2) verifica-se que $G_M(s)$ apresenta parte real nula. Assim, a indutância magnetizante do *TC* pode ser determinada isolando as parcelas imaginárias de $G(s)$.

A parcela imaginária de $G_F(s)$ é determinada por:

$$\begin{aligned} G_F(j\omega) &= \frac{1}{L} \frac{(j\omega)^2 + a j\omega}{(j\omega)^3 + a(j\omega)^2 + b j\omega + c} & (4.9) \\ &= \frac{1}{L} \frac{-\omega^2 + ja\omega}{-j\omega^3 - a\omega^2 + jb\omega + c} \\ &= \frac{1}{L} \frac{(-\omega^2 + ja\omega)}{(c - a\omega^2) + j(b\omega - \omega^3)} \\ &= \frac{1}{L} \frac{(-\omega^2 + ja\omega)}{(c - a\omega^2) + j(b\omega - \omega^3)} \cdot \frac{(c - a\omega^2) - j(b\omega - \omega^3)}{(c - a\omega^2) - j(b\omega - \omega^3)} \end{aligned}$$

$$G_F(j\omega) = \frac{1}{L} \frac{(-\omega^2(c - a\omega^2) + a\omega(b\omega - \omega^3) + j(a\omega(c - a\omega^2) + \omega^2(b\omega - \omega^3)))}{(c - a\omega^2)^2 + (b\omega - \omega^3)^2} \quad (4.10)$$

$$\text{Im}(G_F(j\omega)) = \frac{1}{L} \frac{[a\omega(c - a\omega^2) + \omega^2(b\omega - \omega^3)]}{((c - a\omega^2)^2 + (b\omega - \omega^3)^2)} \quad (4.11)$$

Analogamente, a parte imaginária de $G_M(s)$ é:

$$G_M(j\omega) = \frac{1}{L_m j\omega} \quad (4.12)$$

$$= \frac{1}{L_m j\omega} \cdot \frac{-j}{-j}$$

$$G_M(j\omega) = \frac{-j}{L_m \omega} \quad (4.13)$$

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

Através da igualdade $\text{Im}(G(j\omega))=0$, tem-se:

$$\text{Im}(G_M(j\omega)) - K \text{Im}(G_F(j\omega))n = 0 \quad (4.15)$$

Substituindo (4.11), (4.14) em (4.15) obtém-se:

$$\frac{-1}{L_m \omega} - \frac{Kn}{L} \frac{[a\omega(c - a\omega^2) + \omega^2(b\omega - \omega^3)]}{((c - a\omega^2)^2 + (b\omega - \omega^3)^2)} = 0 \quad (4.16)$$

Isolando L_m em (4.16), obtém-se a indutância magnetizante do circuito de comando auto-oscilante referida ao secundário do TC por:

$$L_m(\omega) = \frac{-L}{Kn} \frac{((c - a\omega^2)^2 + (b\omega - \omega^3)^2)}{[a\omega^2(a\omega^2 - c) + \omega^3(b\omega - \omega^3)]} \quad (4.17)$$

Devido a presença de dois secundários obtém-se a indutância de cada secundário por:

$$L_{ms}(\omega) = \frac{L_m(\omega)}{2} \quad (4.18)$$

O projeto de L_m pode ser relacionado à condição de estabilidade definida na próxima seção, em que se verificam as condições necessárias para se ter uma frequência de operação auto-sustentada.

Portanto, para determinar L_m , deve-se estabelecer primeiramente a relação de espiras n adequada que garanta a corrente necessária no secundário do TC para polarizar os diodos zener, situados em paralelo aos terminais “gate-source” dos Mosfets.

Os detalhes para determinar as relações mencionadas e considerações são mostrados no exemplo de projeto da seção 4.4.

4.3 DETALHAMENTO DO PROCEDIMENTO DAS ETAPAS 3 E 4

As etapas de projeto do circuito de comando auto-oscilante são mostradas a seguir:

4.3.1 Projeto do circuito de comando

Utilizando a relação de espiras adequada, determina-se a indutância magnetizante de cada secundário do transformador de corrente L_{ms} . Os passos para o projeto do circuito de comando são:

4.3.1.1 Determinação da relação de espiras n

Determina-se a relação de espiras considerando as correntes do primário e secundário do TC, representado na Figura 4.4.

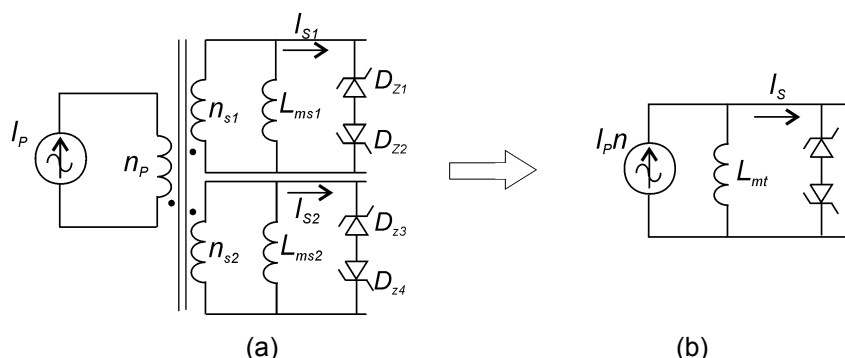


Figura 4.4 -Transformador de corrente toroidal (TC) (a) completo (b) referido a um único secundário do TC.

A corrente no secundário do TC é representada por uma fonte de corrente $n \cdot I_p$. Por simplicidade, representa-se a indutância magnetizante do secundário total, e atribui-se à corrente nesse secundário $I_s = 2I_s$, pois o circuito apresenta dois secundários idênticos.

Atribui-se à corrente de cada secundário do TC o valor da corrente de polarização máxima do diodo zener I_Z que é especificado nas folhas de dados (Anexo E). Isto implica que cada diodo zener dissipa aproximadamente a metade de sua potência, pois cada diodo é polarizado reversamente durante meio período. Isto é demonstrado através da Figura 4.5(a), que mostra a tensão e corrente teóricas em cada braço de diodos zener. A Figura 4.5(b) mostra a tensão e a corrente de cada diodo zener para a corrente I_Z especificada.

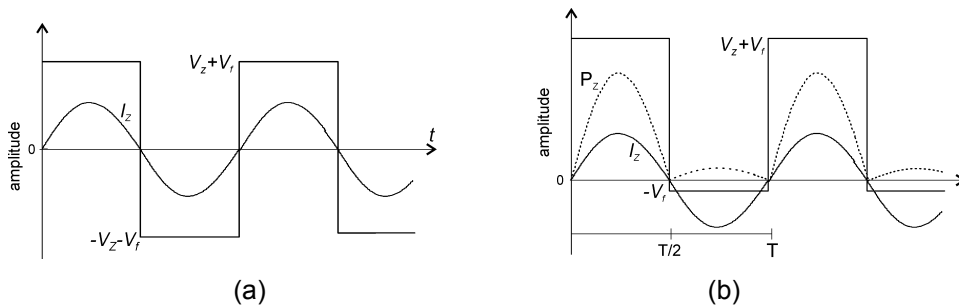


Figura 4.5 – Formas de onda teóricas (a) tensão e corrente de um braço de diodos zener (D_{Z1} - D_{Z2}) (b) tensão e corrente em um diodo zener e potência dissipada.

A potência dissipada em cada diodo zener pode ser determinada pelo seu valor médio por:

$$\begin{aligned}
 P_Z &= \frac{1}{T} \int_0^T P_Z(t) dt \\
 &= \frac{1}{T} \left(\int_0^{T/2} V_Z I_Z \sqrt{2} \sin(\omega t) dt + \int_{T/2}^T V_F I_Z \sqrt{2} \sin(\omega t) dt \right), \text{ sendo } T = 2\pi \\
 &= \frac{\sqrt{2}}{\pi} (V_Z I_Z + V_F I_Z) \\
 P_Z &= 0,45(V_Z I_Z + V_F I_Z) \tag{4.19}
 \end{aligned}$$

Desprezando a queda de tensão direta do diodo zener V_F , em (4.19) a potência dissipada em cada diodo pode ser aproximada pela metade da de sua potência nominal, mostrada em (4.20).

$$P_Z \cong \frac{1}{2} V_Z I_Z \quad (4.20)$$

Dessa forma o valor da corrente nos diodos zener permanece em um valor intermediário entre a corrente mínima, que garante a polarização e máxima que evita sua danificação por excesso de dissipação.

A relação de espiras n do TC é definida considerando o conjunto dos dois braços de diodos zener colocados no circuito por:

$$n = \frac{n_P}{n_S} = \frac{2i_S}{i_P} \quad (4.21)$$

A corrente no filtro ressonante é igual a corrente no primário do TC I_p . Definindo o valor eficaz da corrente do filtro ressonante por:

$$I_{ef} = \frac{V_{ab1}}{\sqrt{2}|Z|} \quad (4.22)$$

Assim, relacionando a corrente no primário e no secundário, definindo $i_S = I_Z$ e $i_P = I_{ef}$, tem-se a relação de espiras n definida em (4.21).

O dimensionamento do núcleo do TC pode ser realizado conforme mostrado no Anexo D.

4.3.2 Determinação da indutância magnetizante L_m

Através de (4.18) determina-se a indutância magnetizante no secundário do TC, e a indutância magnetizante referida ao primário do TC por:

$$L_{mp} = L_m \cdot n^2 \quad (4.23)$$

4.3.3 Teste de estabilidade

A partir de (4.15), determina-se a indutância L_m do TC, mostrada em (4.17), com base na tensão V_z e na frequência de operação f_s . No entanto, é necessário verificar a existência de um ponto de equilíbrio, de acordo com análise realizada na seção 3.3.3. De acordo com o critério estabelecido na seção 3.3.4, o ponto A apresenta um ciclo limite estável, pois $G(s)$ não circunda os pontos do lado em que I_z aumenta no sentido horário de $G(s)$, conforme é mostrado no exemplo de projeto e na Figura 4.3.

4.4 EXEMPLO DE PROJETO

Esta seção mostra um exemplo de projeto para o REAO, dividido nas etapas 4.4.1 a 4.4.4, cujo programa é mostrado no Anexo C:

4.4.1 Dados de projeto

- Tensão de entrada: 110 V eficaz, 60 Hz;
- Lâmpada fluorescente OSRAM: Potência $P=40$ W;
- A resistência equivalente da lâmpada utilizada é $R_L \cong 205 \Omega$, obtida através de $R_L(P) = 2541 \cdot e^{-0.063 \cdot P} + 10130 \cdot e^{-0.263 \cdot P}$ [19];
- Frequência de operação: $f_s=40$ kHz;
- Diodos zener de 12 V, $\frac{1}{2}$ W (Anexo E).

4.4.2 Projeto do filtro ressonante

Utiliza-se o valor eficaz da fundamental da tensão V_{ab} mostrado em (4.24) determinada pelo valor médio da tensão do barramento E, cujo valor depende do capacitor de barramento utilizado (Anexo A).

$$V_{ef} = \frac{2 \cdot E}{\pi \cdot \sqrt{2}} \quad (4.24)$$

4.4.2.1 Determinação do ângulo de fase da impedância ϕ_1

O ângulo de fase da impedância ϕ_1 que garante a ignição da lâmpada e sua potência nominal em regime permanente é determinado substituindo as expressões (2.37) e (2.41) em (2.42) conforme descrito no capítulo 2. O gráfico da potência em regime permanente é obtido substituindo o valor da resistência equivalente da lâmpada R_L , enquanto a curva da potência na ignição é determinada substituindo R_L por um valor 100 vezes maior, o que permite representar o comportamento da lâmpada fluorescente na ignição. Dessa forma determina-se o ângulo ϕ_1 mostrado na Figura 4.6 que é utilizado para determinar os elementos do filtro ressonante a seguir.

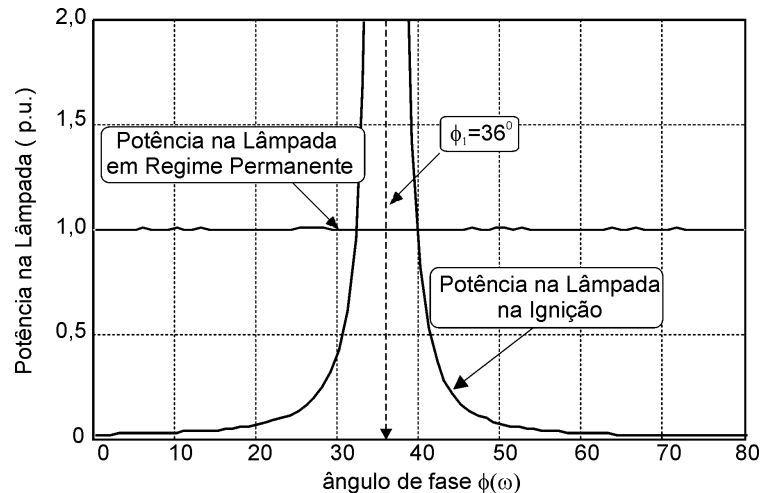


Figura 4.6 - Ângulo de fase da impedância para o projeto do filtro ressonante do REAO

Observando a Figura 4.6, o ângulo $\phi_1=36^0$ garante a partida instantânea da lâmpada fluorescente e a sua potência nominal em regime permanente.

4.4.2.2 Determinação da relação entre o capacitor série ressonante e paralelo ressonante

De acordo com a seção 2.5.6 determinou-se o número de vezes que C_S é maior que C_P , obtendo-se $q=5,5$ através da Figura 2.10, que é utilizado para determinar os elementos do filtro ressonante como segue.

4.4.2.3 Determinação dos capacitores paralelo e série ressonante

O capacitor paralelo ressonante é determinado por (2.37) ou graficamente pela Figura 4.7. Para $\phi_1=36^\circ$, obtêm-se $C_P=27$ nF.

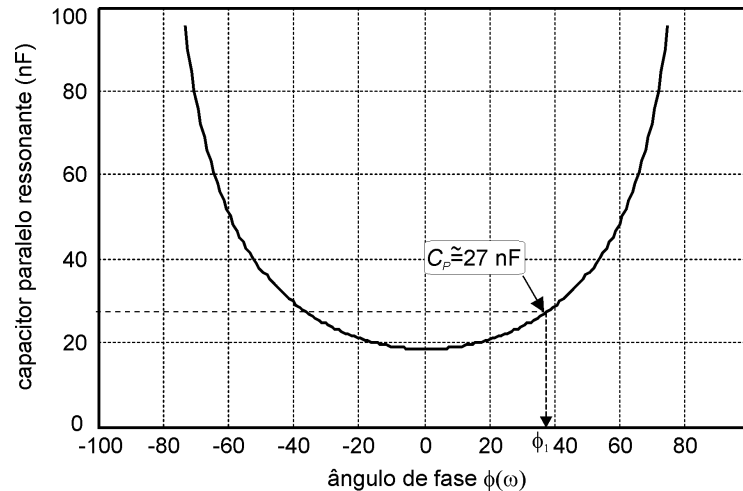


Figura 4.7 - Capacitor paralelo ressonante em função de $\phi(\omega)$

Imediatamente determina-se o capacitor série ressonante por (2.34) obtendo-se $C_S=150$ nF.

4.4.2.4 Determinação do indutor ressonante

A indutância L é determinada por (2.41) ou graficamente pela Figura 4.8, obtendo-se $L = 695$ μ H.

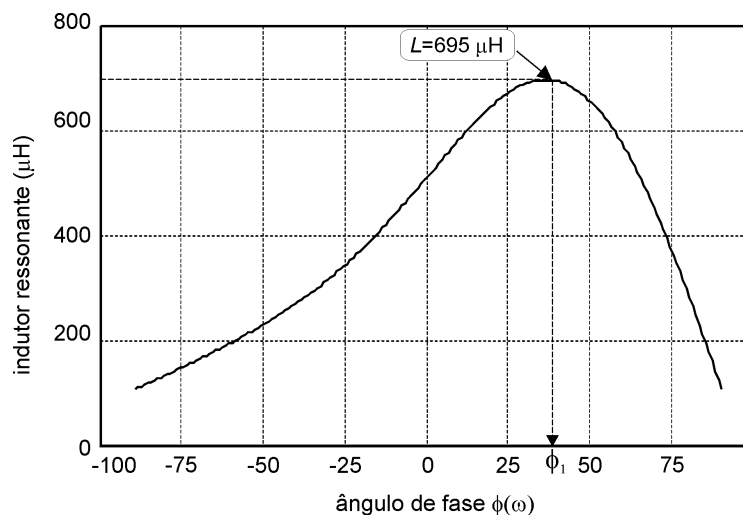


Figura 4.8 - Indutor ressonante em função de $\phi(\omega)$

4.4.3 Projeto da Indutância magnetizante L_m

Através dos parâmetros do filtro determinados previamente, obtém-se a relação de espiras por (4.21), com os valores de l_s e l_p , que resultam em:

$$\frac{1}{n} = 9,05 \quad (4.25)$$

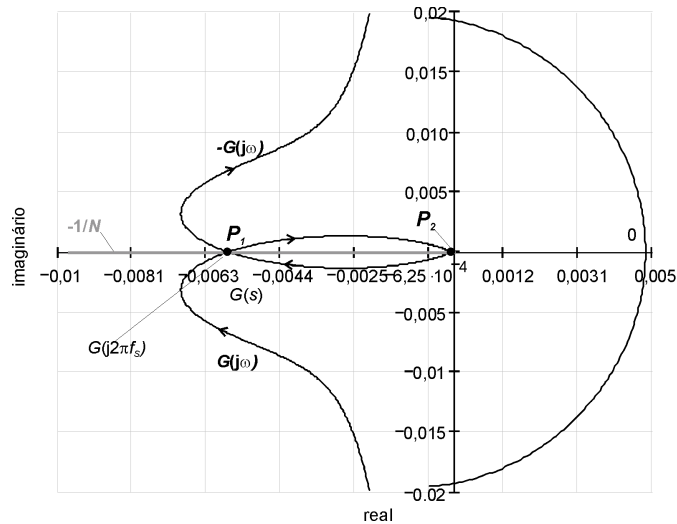
Assim, a indutância magnetizante de cada secundário do TC pode ser determinada por (4.18), substituindo ω por $2\pi f_S$ obtendo-se $L_{ms}=L_{ms1}=L_{ms2}=479 \mu\text{H}$.

4.4.4 Teste de Estabilidade

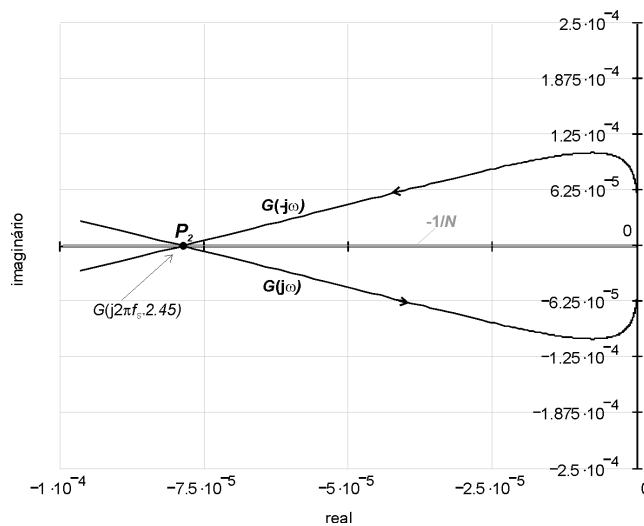
O teste de estabilidade deve ser realizado para verificar as condições de existência de uma freqüência de operação próxima à especificada.

A Figura 4.9 mostra o diagrama de Nyquist do REAO. Na Figura 4.9(a) são mostrados dois pontos P_1 e P_2 que interceptam $-1/N$ no eixo real. O ponto P_2 , mostrado em detalhe na Figura 4.9(b), representa uma freqüência muito alta, além de não ter possibilidades de apresentar um ciclo limite estável, conforme apresentado na seção 3.3.4. O ponto P_1 está relacionado à freqüência de operação especificada do REAO, pois os elementos do circuito de comando auto-oscilante são projetados para tal freqüência.

Portanto, existem condições favoráveis para uma freqüência de oscilação auto-sustentada relacionada a P_1 , conforme análise apresentada na seção 3.3.4. Pelo critério mostrado P_1 representa um ciclo limite estável. Isto representa a possibilidade de se obter uma freqüência de operação próxima a especificada.



(a)



(b)

Figura 4.9 - Diagrama de Nyquist do REAO relacionado a $L_m=958 \mu\text{H}$ (a) completo (b) detalhe do ponto P_2 .

Na próxima seção são mostrados os resultados de simulação, os quais são importantes para avaliar os resultados do projeto realizado.

4.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A Figura 4.10 mostra o diagrama esquemático do circuito do REAO no programa de simulação ORCAD.

Utilizam-se os valores de projeto empregados para avaliar o procedimento realizado. Além disso, algumas simplificações são feitas, tais como:

- A lâmpada é substituída pela sua resistência equivalente;
- O Diac é substituído por dois interruptores U1 e U2.
- A rede de alimentação, a ponte retificadora e o capacitor de barramento são substituídos por uma fonte de tensão contínua E .

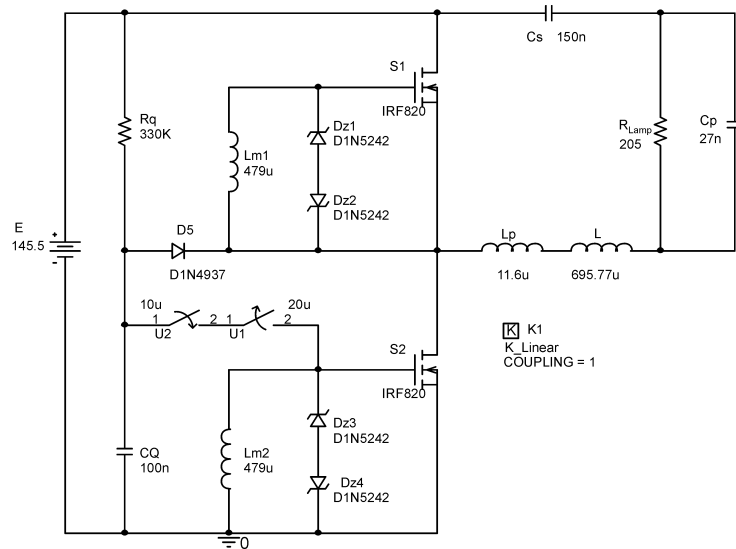


Figura 4.10 - Diagrama esquemático do circuito simulado do REAO.

Na Figura 4.11 são mostradas as formas de onda da tensão e corrente zener para os “braços” de diodos zener D_{Z3} - D_{Z4} .

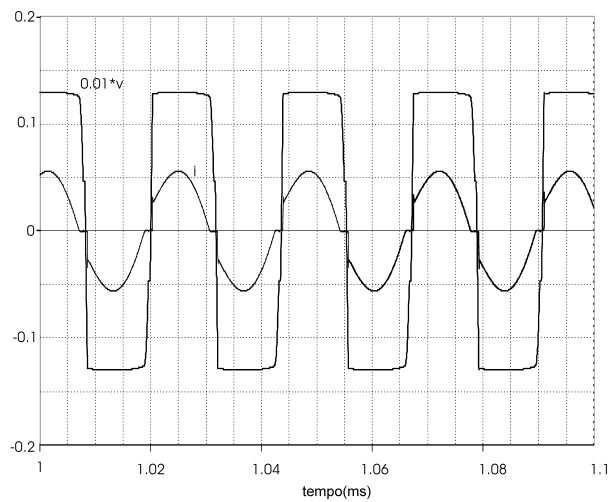


Figura 4.11 - Simulação das formas de onda da tensão e corrente no “braço” “zener” D_{Z3} - D_{Z4} .

Observa-se que a corrente zener é aproximadamente senoidal, e que a saída da tensão V_Z é aproximadamente quadrada e simétrica.

Na Figura 4.12 são mostradas as formas de onda de tensão e corrente em um dos interruptores (S_2), mostrando a operação ZVS.

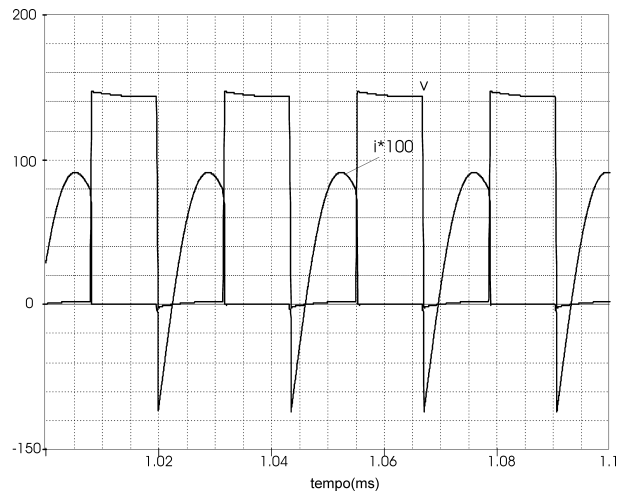


Figura 4.12 - Simulação das formas de onda da tensão e corrente no interruptor S_2 .

Na Figura 4.13 são mostradas as formas de onda da corrente e tensão no resistor equivalente R_{Lamp} , que representa a lâmpada fluorescente.

Observa-se através dos resultados de simulação que a frequência de operação do *REAO* é próxima a frequência estipulada no projeto.

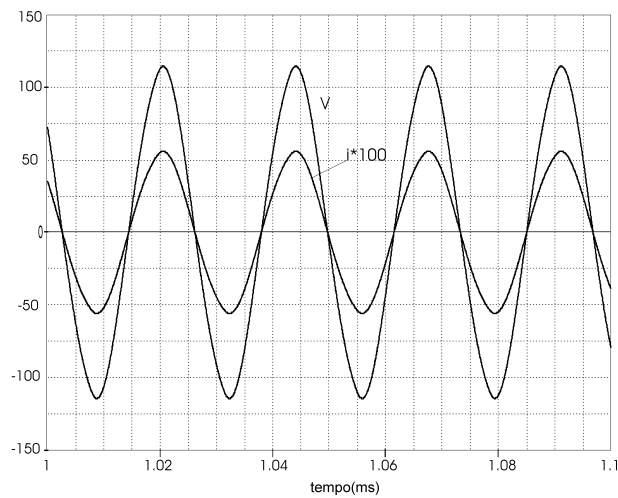


Figura 4.13 - Formas de onda de tensão e corrente na resistência equivalente da lâmpada fluorescente R_{Lamp} (frequência de operação $f_s=41$ kHz).

4.6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A Figura 4.14 mostra o circuito do REAO implementado a partir dos dados definidos no exemplo de projeto mostrado na seção 4.4.

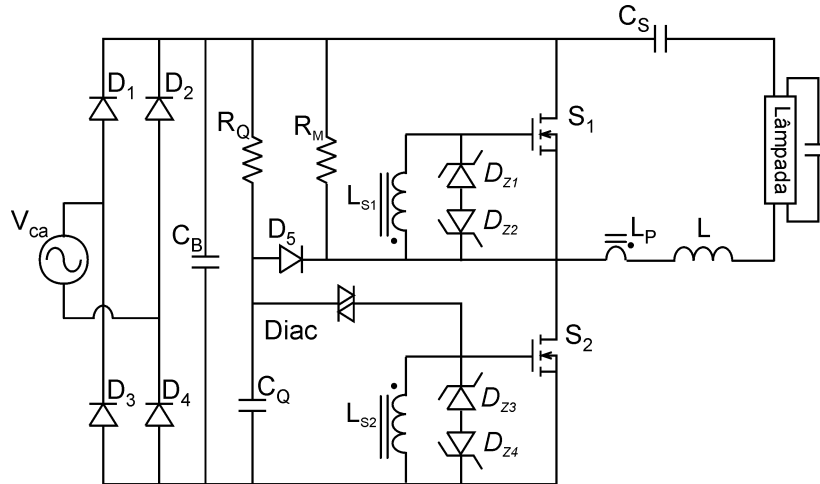


Figura 4.14 - Circuito implementado do REAO.

A Tabela 4.1 mostra os dados determinados no projeto do REAO.

Tabela 4.1 - Parâmetros Iniciais

Componentes Empregados		
Diac		DB3
R_Q	Resistor	220 k Ω / 1/8 W
C_Q	Capacitor cerâmico	100nF / 63 V
R_M	Resistor	470 k Ω / 1/8W
D_5	Diodo	1N4937
S_1, S_2	Interruptores	IRF820
D_1, D_2, D_3, D_4	Diodos	4x1N4007
R	Lâmpada Osram	L40W/LS F40 Daylight
C_B	Capacitor Eletrolítico	100 μ F 200Vdc
Filtro Ressonante e Circuito de Comando		
Diodo zener D_{Z1-4}		BZ55X12V
C_S	Capacitor polipropileno	150 nF/250 V_{ac}
C_P	Capacitor polipropileno	27 nF/600 V_{ac}
L	Indutor ressonante	695 μ H, 125 espiras EE25 IP12-Thornton
L_P, L_{S1}, L_{S2}		$L_P=11,6 \mu$ H; $L_{ms1}=L_{ms2}=476 \mu$ H.: 2/15/15 NT 19/11/6 - IP6 - Thornton
Resultados Obtidos		
Frequência de operação medida		$f_S=37,5$ kHz
Potência na Lâmpada		P=44 W

A Figura 4.15 mostra a tensão e a corrente zener, em que se observa a corrente aproximadamente senoidal e a tensão nos terminais “gate-source” do Mosfet S_2 aproximadamente quadrada.

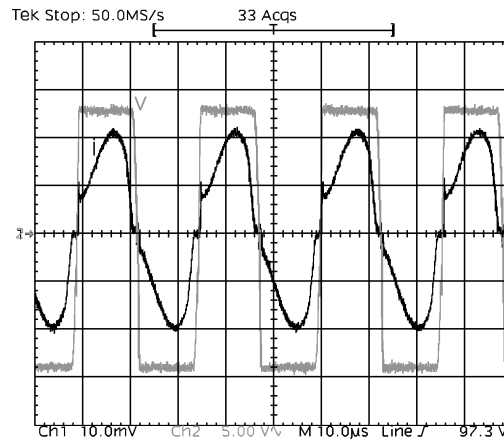


Figura 4.15 -Tensão "gate-source" do interruptor S_2 e corrente nos diodos zener D_{Z3} - D_{Z4} (5 V/div, 50 mA/div, 10 μ s/div).

A Figura 4.16 mostra a tensão e corrente na lâmpada fluorescente, sendo a frequência medida de 37,5 kHz.

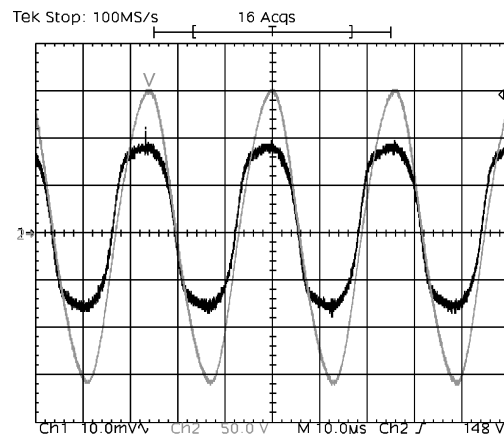


Figura 4.16 - Tensão e Corrente na lâmpada (50 V/div; 200 mA/div; 10 μ s/div).

Os resultados obtidos foram muito próximos aos dados especificados no projeto. No entanto, se for necessário alterar a frequência de operação de acordo com as necessidades do projetista ou fabricante, utiliza-se os resultados obtidos do capítulo 5. A alteração da frequência de operação pode ser realizada baseada nos resultados analíticos das formas de onda do circuito do *REAO*.

No princípio de funcionamento do *REAO*, mostrado no capítulo 3, verificou-se que a inclinação da corrente magnetizante pode ser mudada com o valor da indutância magnetizante, cuja interseção com a corrente ressonante refletida ao secundário do *TC* define a troca de estado dos

interruptores do circuito e conseqüentemente a freqüência de operação do REAO. Assim, Atua-se na inclinação da corrente magnetizante do TC reduzindo ou aumentando o número de espiras do secundário do TC.

A Figura 4.17 mostra resultados das formas de onda do REAO obtidas analiticamente através da análise realizada no capítulo 5. A Figura 4.17(a) mostra uma situação em que o valor da indutância magnetizante é L_m . A Figura 4.17(b) mostra uma situação em que a indutância L_m é reduzida em 20 %. A Figura 4.17 (c) mostra em detalhes a mudança da freqüência de operação quando L_m é reduzido para $0,8L_m$, cujas conclusões, baseadas nos resultados obtidos são: à medida que se reduz L_m (redução do número de espiras do secundário do TC) o período reduz, pois $T_2 < T_1$; a freqüência pode ser controlada ao nível desejado através de L_m retirando-se ou aumentando o número de espiras do TC.

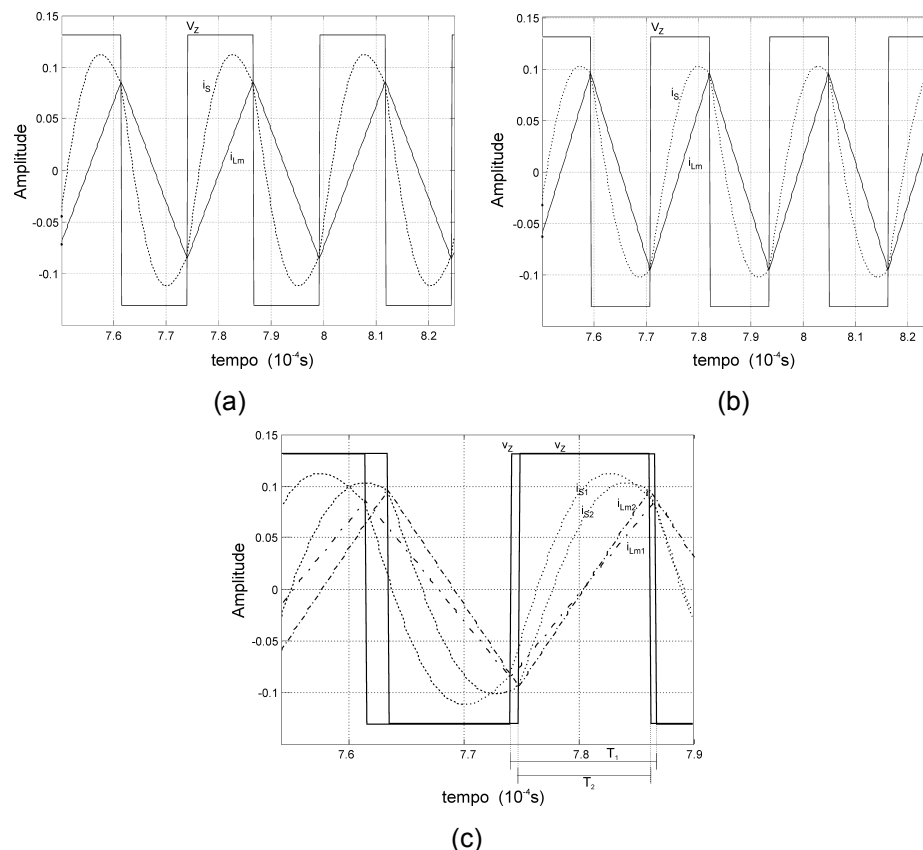


Figura 4.17 – Formas de onda obtidas através da solução analítica da tensão zener v_z , corrente ressonante refletida ao secundário do TC i_s e corrente magnetizante i_{Lm} para: (a) indutância L_m – situação 1, (b) para $0,8 L_m$ – situação 2 e (c) detalhe da influência de L_m na freqüência de operação.

Reduziu-se o número de espiras do secundário do TC de forma que L_m seja reduzida até atingir a frequência de comutação especificada nos dados de projeto. A Tabela 4.2 mostra os parâmetros finais do REAO para frequência de comutação mais próxima a especificada.

Tabela 4.2 – Parâmetros Finais

Circuito de Comando	
Tensão de entrada	$V_{ca}=110 V_{eficaz}, 60\text{Hz}$
L_p, L_{S1}, L_{S2}	$L_p=15,6 \mu\text{H}, L_{ms1}=L_{ms2}=364\mu\text{H}.: 2/13/13$ NT19/11/6-IP6-Thornton
Resultados Obtidos	
Potência de saída	$P=41 \text{ W}$
Frequência de operação	$f_s=39,5 \text{ kHz}$

As Figuras 4.18 a 4.23 mostram as principais formas de onda experimentais do REAO para os parâmetros da Tabela 4.2. A Figura 4.18 mostra a tensão e a corrente de entrada do REAO. A Figura 4.19 mostra a tensão “gate-source” de S_2 e a corrente nos diodos zener.

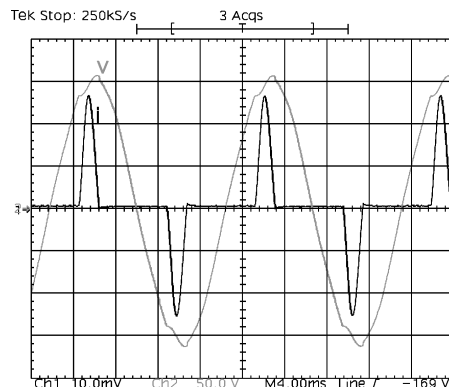


Figura 4.18 - Tensão e corrente na entrada (50 V/div, 1 A/div, 4 ms/div).

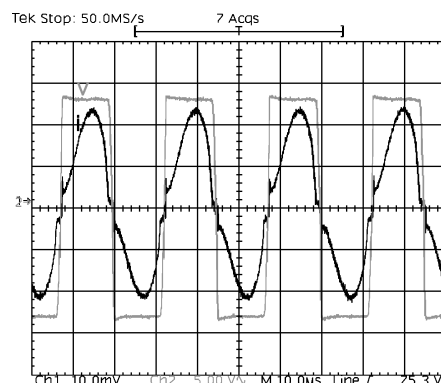


Figura 4.19 - Tensão "gate-source" de S_2 e corrente de $D_{Z3}-D_{Z4}$ (5 V/div, 50 mA/div, 10 μs /div).

A Figura 4.20 mostra a tensão e a corrente no interruptor S_2 .

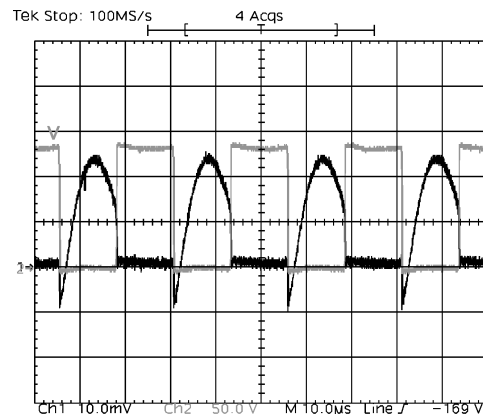


Figura 4.20 -Tensão e corrente no interruptor S_1 (50 V/div; 500 mA/div; 10 μ s/div).

As Figuras 4.21 e 4.22 mostram as formas de onda da tensão e corrente na lâmpada em alta e baixa frequência, respectivamente.

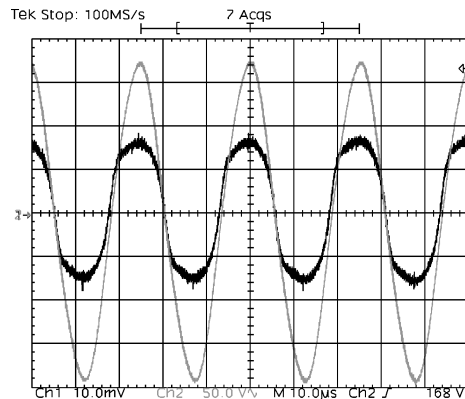


Figura 4.21 - Tensão e corrente na lâmpada (50 V/div; 200 mA/div; 10 μ s/div).

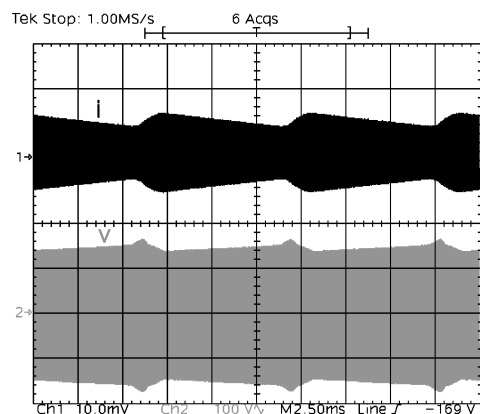


Figura 4.22 - Corrente e tensão na lâmpada (500 mA/div, 100 V/div, 2,5 ms/div).

Na Figura 4.23 são mostradas a tensão e corrente de ignição.

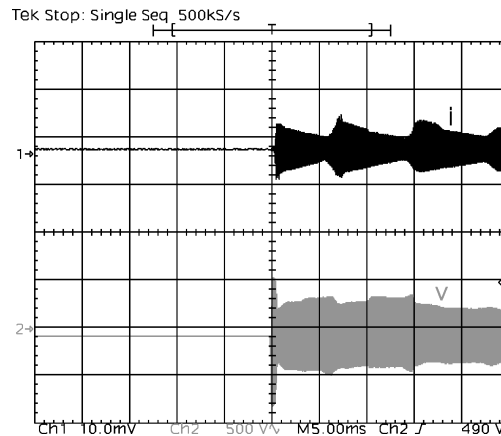


Figura 4.23 – Corrente e tensão de partida instantânea da lâmpada fluorescente (1 A/div, 500 V/div, 5 ms/div).

Os resultados experimentais apresentados mostram a proximidade entre o projeto apresentado e os resultados experimentais obtidos.

Na próxima seção são apresentados resultados para tensões de alimentação diferentes, no intuito de avaliar o método empregado.

4.7 COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS

As Tabelas 4.3, 4.4 e 4.5 mostram os parâmetros dos circuitos determinados para três casos de tensão de alimentação. Nessas tabelas, são apresentados somente os componentes que diferem da Tabela 4.1. Os resultados obtidos para tensão de 110 V são apresentados novamente na Tabela 4.3, no intuito de comparar com os resultados mostrados nas Tabelas 4.4 e 4.5.

Tabela 4.3 - Parâmetros do REAO 110 V

Componentes Empregados		
R_Q	Resistor	220 k Ω / 1/8 W
C_B	Capacitor Eletrolítico	100 μ F 200 V _{dc}
Filtro Ressonante e Circuito de Comando		
C_S	Capacitor de polipropileno	150 nF/250 V _{ac}
C_P	Capacitor de polipropileno	27 nF/600 V _{ac}
L	Indutor ressonante	695 μ H, 125 espiras EE25 IP12-Thornton
L_P, L_{S1}, L_{S2}		$L_P=15,6 \mu$ H; $L_{ms1}=L_{ms2}=476 \mu$ H.: 2/15/15 NT 19/11/6 - IP6 - Thornton
Resultados de Simulação		
	Frequência de operação	$f_S=42,3$ kHz
	Potência na Lâmpada	$P=37$ W

Resultados Experimentais	
Frequência de operação	$f_s=37,5$ kHz
Potência na Lâmpada	$P=44$ W
Circuito de Comando Final	
L_P, L_{S1}, L_{S2}	$L_p=15,6$ μ H, $L_{ms1}=L_{ms2}=432$ μ H.: 2/13/13 NT19/11/6-IP6-Thornton
Resultados Experimentais Finais	
Potência de saída	$P=41$ W
Frequência de operação	$f_s=39,5$ kHz

As tabelas 4.4 e 4.5 mostram os resultados para tensões de alimentação de 127 e 220 V, respectivamente.

Tabela 4.4 - Parâmetros do REAO 127 V

Componentes Empregados		
R_Q	Resistor	220 k Ω / 1/8 W
C_B	Capacitor Eletrolítico	100 μ F 200 V _{dc}
Filtro Ressonante e Circuito de Comando		
C_S	Capacitor de polipropileno	150 nF/250 V _{ac}
C_P	Capacitor de polipropileno	22 nF/600 V _{ac}
L	Indutor ressonante	793 μ H, 125 espiras EE25 IP12-Thornton
L_P, L_{S1}, L_{S2}		$L_p=15,8$ μ H, $L_{ms1}=L_{ms2}=420$ μ H.: 2/15/15 NT 19/11/6 - IP6 - Thornton
Resultados de Simulação		
Frequência de operação		$f_s=43$ kHz
Potência na Lâmpada		$P=37$ W
Resultados Experimentais		
Frequência de operação		$f_s=38$ kHz
Potência na Lâmpada		$P=43$ W
Circuito de Comando Final		
L_P, L_{S1}, L_{S2}		$L_p=15,8$ μ H, $L_{ms1}=L_{ms2}=364$ μ H.: 2/14/14 NT 19/11/6 -IP6 - Thornton
Resultados Experimentais Finais		
Potência de saída		$P=40$ W
Frequência de operação		$f_s=40$ kHz

Tabela 4.5 - Parâmetros do REAO 220 V

Componentes Empregados		
R_Q	Resistor	330 k Ω / 1/8 W
C_B	Capacitor Eletrolítico	68 μ F 400 V _{dc}
Filtro Ressonante e Circuito de Comando		
C_S	Capacitor de polipropileno	150 nF/250 V _{ac}
C_P	Capacitor de polipropileno	12 nF/600 V _{ac}
L	Indutor ressonante	1,33 mH, 150 espiras EE25 IP12-Thornton
L_P, L_{S1}, L_{S2}		$L_p=17,1$ μ H; $L_{ms1}=L_{ms2}=335$ μ H.: 2/12/12 NT 19/11/6 - IP6 - Thornton

Resultados de Simulação	
Frequência de operação	$f_s=50$ kHz
Potência na Lâmpada	$P=30$ W
Resultados Experimentais	
Frequência de operação	$f_s=38,5$ kHz
Potência na Lâmpada	$P=44$ W
Circuito de Comando Final	
L_p, L_{S1}, L_{S2}	$L_p=17,1$ μ H, $L_{ms1}=L_{ms2}=295$ μ H.: 2/11/11 NT 19/11/6 – IP6 - Thornton
Resultados Experimentais Finais	
Potência de saída	$P=40$ W
Frequência de operação	$f_s=40$ kHz

Observa-se pelos resultados apresentados que o método empregado permite determinar os componentes do *REAO* de maneira satisfatória. Os rendimentos apresentados pelos reatores eletrônicos implementados foram superiores a 90 %. Empregando-se interruptores com menor resistência de condução, o rendimento pode ser superior a 95 % [66]. Nas três situações apresentadas o fator de potência é inferior a 0,5 e a taxa de distorção harmônica da corrente de entrada supera 100%.

Na próxima seção são relacionadas características do método empregado, além de suas vantagens e desvantagens.

4.8 AVALIAÇÃO DO MÉTODO DE PROJETO

A técnica utilizando a *FD* e o critério estendido de estabilidade de Nyquist mostra-se adequada, destacando a seguir as suas principais características:

Simplicidade: Está relacionada à característica do filtro ressonante utilizado, o qual tem característica passa baixa, o que possibilita utilizar a aproximação fundamental e o método da função descritiva.

Complexidade: A ordem da função de transferência dos elementos lineares não aumenta a complexidade da análise.

Ferramentas utilizadas: A representação do *REAO* na forma de um sistema de controle é fundamental para que se determine seu comportamento e, a partir disso, seu projeto utilizando as ferramentas citadas.

Filtragem: O filtro ressonante utilizado em reatores eletrônicos tem característica passa baixa e atende à hipótese de filtragem, o que torna a análise válida. No entanto, o projeto pode levar a resultados errados se essa hipótese não for satisfeita.

Análise gráfica: A precisão do projeto é maior quanto mais próxima de ortogonal for a interseção do lugar geométrico de $G(j\omega)$ e $-1/N$ no diagrama de Nyquist. Se essas curvas somente se tangenciarem, tem-se, no mínimo, a informação de que o sistema em análise está a ponto de entrar em um ciclo limite [68], [69].

Análise transitória: A *FD* não fornece informações precisas na análise transitória [68]. Uma boa aproximação para análise da partida da lâmpada é considerá-la um circuito aberto na ignição, representado por um valor de resistência elevada comparado com sua resistência equivalente em regime permanente. Quando a lâmpada atinge sua tensão de ignição, sua resistência reduz-se até entrar em regime permanente, assumindo sua resistência equivalente.

Isso pode ser ilustrado atribuindo-se a resistência equivalente da lâmpada fluorescente um valor 100 vezes superior ao de regime permanente e plotando-se o diagrama de Nyquist mostrado na Figura 4.24. Observa-se através da interseção da função de transferência $G(s)$ e $-1/N$, no ponto P' , que a frequência de operação na partida da lâmpada é próxima à frequência especificada no projeto do *REAO*.

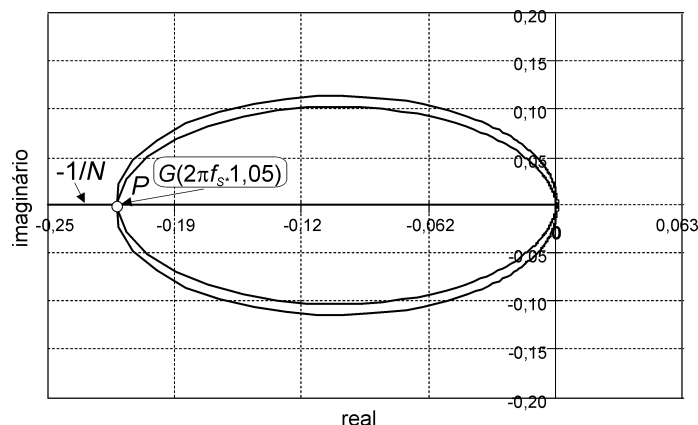


Figura 4.24 - Diagrama de Nyquist para o *REAO* considerando a resistência equivalente da lâmpada 100 vezes seu valor em regime permanente ($R_{Lamp}=100 \cdot R_L$).

Erros: Os principais erros estão relacionados com as simplificações realizadas, tanto no modelo empregado, como no método da função descritiva. Observa-se através da interseção de $G(j\omega)$ com $-1/N$ que esta não se dá perpendicularmente. Portanto, quanto menos perpendicular for a interseção de $G(j\omega)$ a $-1/N$, maior a possibilidade de erros, ou até mesmo de apresentar conclusões errôneas sobre os pontos de interseção, como por exemplo: indicar a existência de um ciclo limite inexistente, ou até mesmo não detectá-lo [68] e [69].

Os erros considerando a frequência de operação do REAO foram de 6,7, 5 e 2,5% para o REAO alimentado em 110, 127 e 220 V respectivamente. Embora esses erros sejam pequenos considerando o método da função descritiva, a influência das capacitâncias parasitas dos interruptores, principalmente a capacitância de entrada do Mosfet (C_{iss}) contribui para um erro maior no projeto. É importante observar se utilizou Mosfets com elementos parasitas menos significativos (IRF820) no intuito de minimizar a influência na frequência de operação. Logo, foram realizados testes em que se substituiu os Mosfets utilizados pelo IRF740, que apresenta elementos parasitas mais significativos (Anexo F). Substituiu-se em todos os protótipos os Mosfets obtendo variações de frequência de operação entre 5 e 10%.

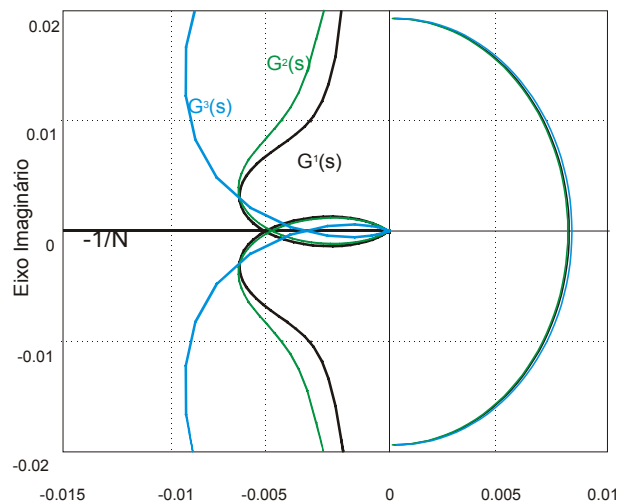


Figura 4.25 - Diagrama de Nyquist considerando diferentes casos do REAO G_1, G_2, G_3 para $V_{ac}=110$ V, 127 e 220 V, respectivamente.

Outro erro atrelado ao projeto é a especificação do nível de corrente no *TC*. Ao atribuir a corrente no secundário do *TC* igual a corrente zener especificada nas folhas de dados e desprezar a corrente magnetizante, a corrente total no *TC* é superior à especificada e a corrente magnetizante, não incluída no projeto, contribui para um erro na indutância magnetizante determinada.

4.9 CONCLUSÃO

Neste capítulo, apresentou-se uma metodologia de projeto para o circuito de comando auto-oscilante utilizado em reatores eletrônicos. O método de projeto foi realizado em função de uma seqüência de etapas, de forma a facilitar o projeto. Para isso, modelou-se o *REAO* como um sistema de controle e fizeram-se as considerações necessárias para sua análise. Posteriormente, determinou-se uma metodologia de projeto utilizando o método da função descritiva e o critério de estabilidade estendido de Nyquist [34]. As técnicas utilizadas são uma extensão da análise de sistemas lineares a não-lineares, o que tornou possível a determinação de uma expressão de projeto para a indutância magnetizante do transformador de corrente do circuito de comando auto-oscilante. Além disso, simulações com programas matemáticos foram apresentadas para confirmar a validade do método de projeto realizado e construíram-se protótipos para avaliar o projeto através de resultados experimentais.

CAPÍTULO 5

ANÁLISE DO *REAO* NO DOMÍNIO DO TEMPO

5.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta uma análise alternativa do *REAO*, no domínio do tempo. O comportamento do circuito de comando do *REAO* depende da presença de um ciclo limite decorrente do seu princípio operacional como um sistema de controle não-linear. Para esclarecer seu comportamento, o *REAO* pode ser representado por diagramas de blocos e modelado como um sistema de controle. Assim, é possível determinar seu comportamento mais precisamente através da solução das equações que descrevem o circuito, com as quais é possível demonstrar a presença de um ciclo limite no sistema [87].

5.2 DESCRIÇÃO DO COMPORTAMENTO DO *REAO*

O comportamento do *REAO* como um sistema de controle não-linear determina a existência de uma frequência de operação auto-sustentada.

A determinação da resposta analítica dos elementos do filtro ressonante, tais como: a corrente no ramo série, e as tensões nos capacitores série e paralelo, respectivamente $i_L(t)$, $v_{cs}(t)$ e $v_{cp}(t)$, podem ser determinadas pelo entendimento do princípio de funcionamento do *REAO*, revisto através do circuito mostrado na Figura 5.1.

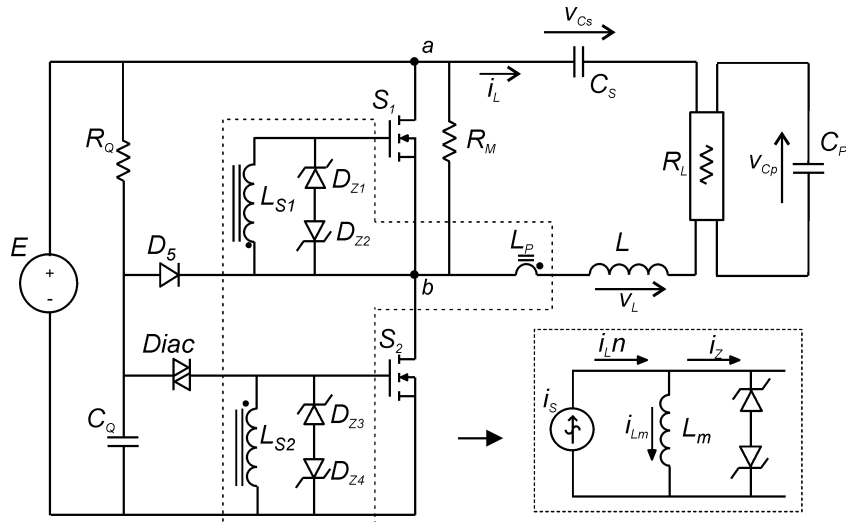


Figura 5.1 - Diagrama esquemático do circuito do REAO.

Em linhas gerais, pode-se descrever seu princípio de funcionamento em duas partes distintas. A primeira parte deste circuito é constituída por um filtro passa-faixa, representado na Figura 5.1 pelos elementos C_s , L , R_L e C_p . A corrente neste ramo circula também pelo enrolamento primário do transformador de corrente TC , representado por L_p (primário) e L_{S1} e L_{S2} (secundários) que, por sua vez, são responsáveis pelo comando dos interruptores S_1 e S_2 , que comutam complementarmente, conectando e desconectando o filtro ressonante ao potencial do barramento contínuo E . Tal característica confere ao REAO um comportamento não-linear, bem representado pelo diagrama de blocos da Figura 5.2.

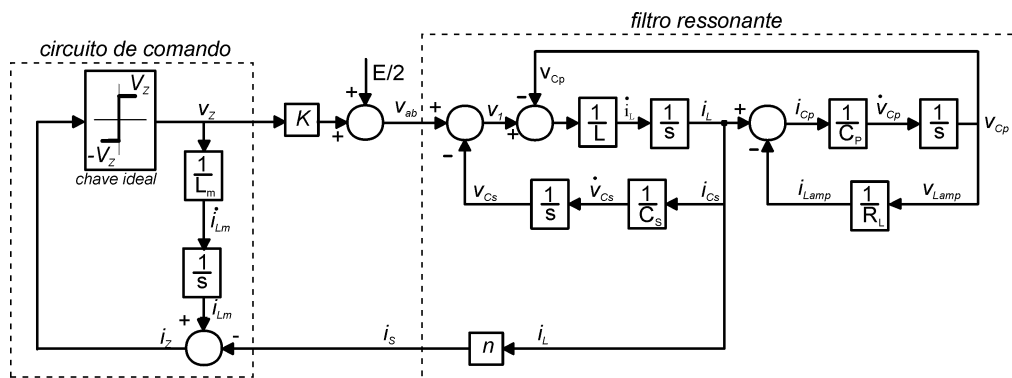


Figura 5.2 - Diagrama de blocos equivalente do REAO.

5.3 REPRESENTAÇÃO DO REAO POR VARIÁVEIS DE ESTADO

Pela análise do diagrama de blocos apresentado na Figura 5.2, pode-se descrever o conjunto de equações diferenciais que regem seu comportamento, e assim descrever analiticamente o comportamento temporal de todas as variáveis de interesse. Uma vez que existe uma não linearidade do tipo chave ideal, são apresentados os dois conjuntos de equações diferenciais que descrevem o comportamento do circuito para as duas posições possíveis de operação da chave, cuja equação geral é mostrada em (5.1).

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_L(t) \\ \dot{v}_{Cs}(t) \\ \dot{v}_{Cp}(t) \\ \dot{i}_{Lm}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & -\frac{1}{L} & 0 \\ \frac{1}{C_s} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_p} & 0 & -\frac{1}{R_L C_P} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_L(t) \\ v_{Cs}(t) \\ v_{Cp}(t) \\ i_{Lm}(t) \end{pmatrix} + \dots \quad (5.1)$$

$$+ \begin{pmatrix} \left(\frac{1}{L} \right) \left(\frac{E}{2} + \frac{E}{2} \text{sign}(i_{Lm}(t) - i_L(t) \cdot n) \right) \\ 0 \\ 0 \\ \left(\frac{V_Z}{L_m} \right) \text{sign}(i_{Lm}(t) - i_L(t) \cdot n) \end{pmatrix}$$

As situações distintas de funcionamento podem ser descritas por (5.2) e (5.4) representadas pelas situações mostrados a seguir:

Situação 1: S_2 ligada - $(i_{Lm}(t) - ni_L(t)) > 0$.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + B_1 u(t) \quad (5.2)$$

sendo: $x(t) = [i_L(t) \ v_{Cs}(t) \ v_{Cp}(t) \ i_{Lm}(t)]^T$, $B_1 = [E/L \ 0 \ 0 \ V_Z/L_m]^T$

$$eA = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & -\frac{1}{L} & 0 \\ \frac{1}{C_s} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_p} & 0 & -\frac{1}{R_L C_P} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}.$$

Assim, (5.2) pode ser descrita através de:

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_L(t) \\ \dot{v}_{Cs}(t) \\ \dot{v}_{Cp}(t) \\ \dot{i}_{Lm}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & -\frac{1}{L} & 0 \\ \frac{1}{C_s} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_p} & 0 & -\frac{1}{R_L C_P} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L(t) \\ v_{Cs}(t) \\ v_{Cp}(t) \\ i_{Lm}(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} E/L \\ 0 \\ 0 \\ V_Z/L_m \end{pmatrix} \quad (5.3)$$

Situação 2: S₁ ligada - (i_{Lm}(t) - ni_L(t)) < 0.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + B_2u(t) \quad (5.4)$$

sendo: $B_2 = [0 \ 0 \ 0 \ -V_Z/L_m]^T$ e $u(t)=1$.

Assim, (5.4) pode ser definida por:

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_L(t) \\ \dot{v}_{Cs}(t) \\ \dot{v}_{Cp}(t) \\ \dot{i}_{Lm}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & -\frac{1}{L} & 0 \\ \frac{1}{C_s} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_p} & 0 & -\frac{1}{R_L C_P} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_L(t) \\ v_{Cs}(t) \\ v_{Cp}(t) \\ i_{Lm}(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{V_Z}{L_m} \end{pmatrix} \quad (5.5)$$

Trata-se portanto de um sistema de quarta ordem, em que a corrente de comando $i_{Lm}(t)$ depende exclusivamente do termo forçado, o que confere a (5.2) e (5.4) o desacoplamento entre as variáveis referentes ao filtro ressonante e ao circuito de controle, dividindo a matriz dinâmica do sistema, expressa por A , em duas matrizes bloco diagonais.

A matriz bloco diagonal superior descreve a dinâmica do filtro ressonante, enquanto a matriz bloco diagonal inferior representa a dinâmica do circuito de controle ou de uma possível dimerização localizada junto ao circuito de comando dos interruptores.

Desta forma, a resposta temporal analítica das variáveis $i_L(t)$, $v_{cs}(t)$ e $v_{cp}(t)$ surge mediante a solução referente a (5.2) e (5.4).

Para a situação 1, S_2 está ligada na situação de resposta forçada, e a solução de (5.3) deve ser determinada por:

$$x(t) = \phi(t) \cdot x(0) + \int_0^t \phi(t - \tau) \cdot B \cdot u(\tau) \cdot d\tau \quad (5.6)$$

Para o caso 2 deve-se solucionar (5.5), S_1 encontra-se em condução na situação de resposta natural, cuja solução é:

$$x(t) = \phi(t) \cdot x(0) \quad (5.7)$$

Desta forma, na próxima seção é determinada a solução da equação dinâmica, conforme apresentado em [68], para o REAO, considerando suas etapas de funcionamento.

5.4 SOLUÇÃO DA EQUAÇÃO DINÂMICA

Uma vez que a determinação literal da matriz de transição de estados é um processo trabalhoso, dependente da solução explícita dos autovalores de A que, por sua vez, depende dos parâmetros que compõem a determinação da solução de e^{At} , determina-se a seguir o tipo de resposta relacionado ao filtro ressonante LCC e a seguir a própria e^{At} .

5.4.1 Etapa 1 - Tipo de resposta do filtro LCC

A Figura 5.3 mostra o diagrama de blocos relativo ao filtro ressonante, que faz parte do diagrama de blocos do REAO na Figura 5.2.

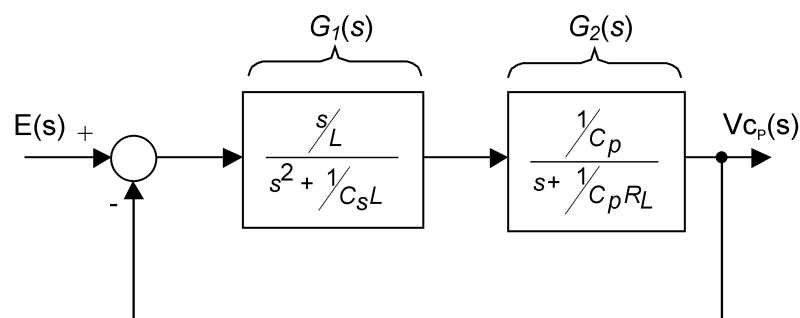


Figura 5.3 - Diagrama de blocos do filtro ressonante.

A função de transferência de malha aberta (FTMA) do filtro ressonante é definida pelo produto $G_1(s)G_2(s)$, que resulta na seguinte função de transferência de malha fechada (FTMF):

$$T(s) = \frac{G_1(s)G_2(s)}{1 + G_1(s)G_2(s)} = \frac{s/L_s C_p}{s^3 + as^2 + bs + c} \quad (5.8)$$

sendo $a = 1/C_p R_L$, $b = \left(1/C_p L + 1/C_s L\right)$ e $c = 1/C_p C_s L R_L$.

Pode-se observar que os pólos de malha fechada diferem dos pólos de malha aberta unicamente pela inclusão do termo $1/(C_p L)$ ao coeficiente do termo de grau um na equação característica da FTMF mostrada em (5.8). Portanto, a determinação analítica dos valores que compõem a matriz de transição de estados pode ser feita mediante a avaliação dos pólos de malha fechada, que é realizada considerando a normalização da equação característica do sistema com relação ao termo $1/(C_p R_L)$, o que resulta no diagrama de blocos mostrado na Figura 5.4.

A FTMF do sistema normalizado, $T_n(s)$ é dada por:

$$T_n(s) = \frac{K_f^2 s}{s^3 + s^2 + (p^2 + K^2) s + p^2} \quad (5.9)$$

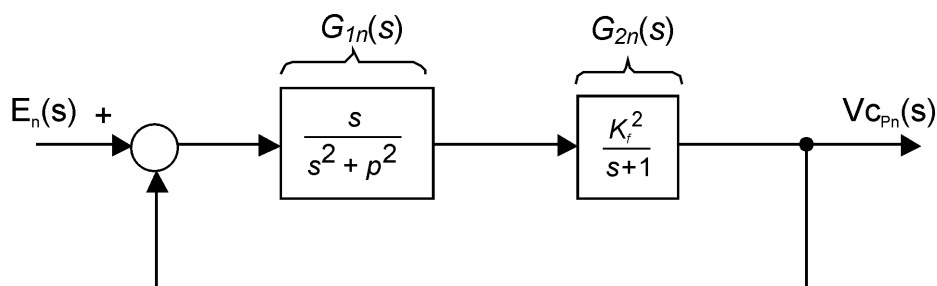


Figura 5.4 - Diagrama de blocos do filtro ressonante normalizado no termo $a=1/(R_L C_p)$.

Pela análise de (5.9), fica claro que a determinação dos pólos de malha fechada do sistema normalizado se trata da determinação do Lugar Geométrico das Raízes - LGR do mesmo, com diferentes valores de p e

K_f , resultando na família de lugares geométricos das raízes, apresentada na Figura 5.5.

Pela análise da Figura 5.5, observa-se que dependendo do valor de p , os pólos de malha fechada sempre apresentarão um valor real e dois valores complexos conjugados. Esta situação ocorre para valores de p que resultam em LGRs sem pontos de entrada no eixo real, e é considerada como situação de interesse.

Desta forma, o sistema normalizado em malha fechada apresentará os pólos mostrados em (5.10).

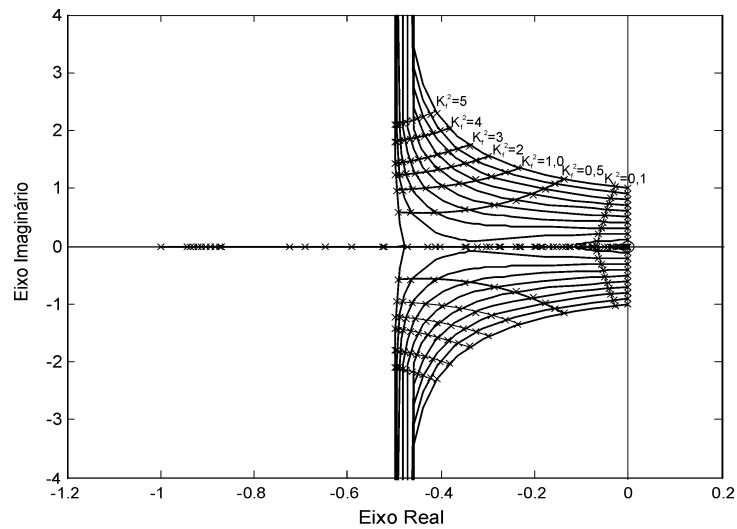


Figura 5.5 - Família de LGRs do sistema normalizado para valores distintos de p .

$$\begin{aligned}
 r_{1n} &= (-\xi\omega_n)_n + j(\omega_d)_n \\
 r_{2n} &= (-\xi\omega_n)_n - j(\omega_d)_n \\
 r_{3n} &= -\lambda_n
 \end{aligned}
 \tag{5.10}$$

sendo o subscrito n indicativo de que se tratam de pólos de malha fechada do sistema normalizado. O valor de K_f também é relativo ao sistema normalizado e também depende diretamente dos valores dos componentes do filtro ressonante. Considerando valores dos componentes do filtro ressonante projetados conforme mostrado no capítulo 2, determinam-se os valores de p e K_f .

A seguir são mostrados os fatores de normalização para o caso do REAO alimentado em 127 V, cujos parâmetros são mostrados na Tabela 5.1. Os valores de L , C_S , C_P e R_L são mostrados na Tabela 5.2.

Tabela 5.1 - Valores Utilizados para Determinação dos Pólos do Sistema Normalizado.

Parâmetro	Expressão Analítica	Valor Numérico
fator de normalização	$n = 1/(C_p R_L)$	$2,2173 \times 10^5$
pólo normalizado	$p = 1/(\sqrt{C_S L})/n$	0,413518
ganho normalizado	$K_f = 1/(\sqrt{C_p L})/n$	1,0798

Os pólos normalizados de malha fechada do filtro ressonante são

$$\begin{aligned} r_{1n} &= -0,4272 + 1,0461j \\ r_{2n} &= -0,4272 - 1,0461j \\ r_{3n} &= -0,1455 \end{aligned} \quad (5.11)$$

que após aplicar o fator de normalização, obtém-se os pólos de malha fechada do filtro ressonante em (5.12).

$$\begin{aligned} r_1 &= (-0,9083 + 2,2244j) \cdot 10^5 \\ r_2 &= (-0,9083 - 2,2244j) \cdot 10^5 \\ r_3 &= -0,3095 \cdot 10^5 \end{aligned} \quad (5.12)$$

Concluindo, que a determinação analítica da matriz de transição de estados pelos termos $-\xi\omega_n$, ω_d e λ relaciona-se diretamente com os parâmetros do filtro LCC, seguindo a metodologia apresentada, sendo que ξ é o coeficiente de amortecimento, ω_n é a frequência natural não amortecida, ω_d é a frequência natural amortecida e λ é o pólo real do filtro ressonante.

A família de lugares geométricos das raízes resultantes para o sistema normalizado apresentada na Figura 5.5 é obtida considerando a variação do parâmetro p , que define a localização dos pólos complexos do filtro ressonante normalizado, conforme pode ser observado na Figura 5.5. Observa-se que, para esta família de LGRs, existe um valor de p que implicará em três pólos de malha fechada do circuito composto pelo filtro

ressonante e pela lâmpada localizados no mesmo lugar, de forma a satisfazer (5.13).

$$s^3 + s^2 + (p^2 + K_f^2)s + p^2 = (s - P_{MF})^3 \quad (5.13)$$

em que P_{MF} é igual aos pólos de malha fechada do sistema apresentado na Figura 5.4. Os valores de K_f , p , P_{MF} que satisfazem (5.13) são facilmente determináveis comparando termo a termo dessa igualdade de polinômios.

A comparação dos coeficientes dos polinômios resulta nos seguintes valores de K_f , p e P_{MF} para o polinômio característico do circuito composto pelo filtro ressonante e lâmpada, considerando o fator de normalização apresentado na Tabela 5.1.

$$\begin{cases} -3P_{MF} = 1 & \Rightarrow P_{MF} = -1/3 \\ p^2 + K_f^2 = 3P_{MF}^2 & \Rightarrow K_f = \sqrt{8/27} \\ -P_{MF}^3 = p^2 & \Rightarrow p = 1/\sqrt{27} \end{cases} \quad (5.14)$$

O LGR resultante, considerando $p=1/\sqrt{27}$, é apresentado na Figura 5.6. É fácil de observar nesta figura que todos os valores possíveis para os pólos de malha fechada do sistema apresentam sempre um valor pertencente ao eixo real negativo com valor contido no intervalo $[-1;0]$, sendo os dois outros complexos conjugados. Tal situação ocorre para qualquer valor de $K_f > 0$, excetuando-se o ponto que $K_f = \sqrt{8/27}$, que é o valor de K_f que resulta em três pólos de malha fechada localizados no eixo real.

Pelo exposto, conclui-se que para valores de p superiores a $1/\sqrt{27}$, considerando valores de $K_f > 0$, todos os pólos de malha fechada do circuito composto pelo filtro ressonante e lâmpada apresentarão, diferentemente de algumas situações ilustradas na Figura 5.6, dois pólos complexos conjugados e um pólo real.

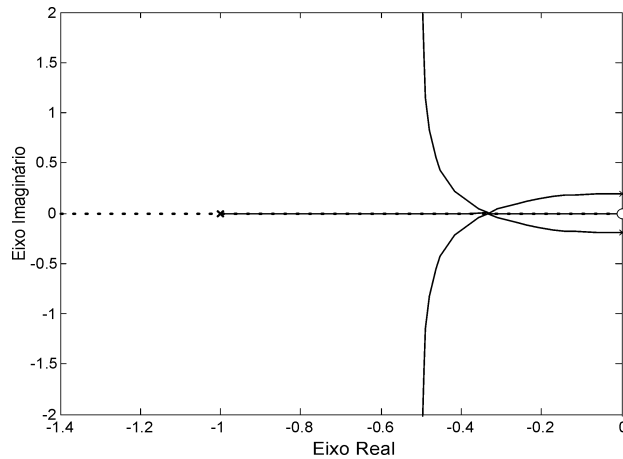


Figura 5.6 - LGR do sistema normalizado para $p = 1/\sqrt{27}$.

Esta é uma conclusão relevante que será empregada para obter a solução analítica das variáveis de corrente e tensão que compõem o circuito do *REAO* apresentado na Figura 5.1.

No intuito de investigar situações em que podem ocorrer valores de p superiores a $1/\sqrt{27}$, deve-se analisar quais as condições típicas de operação definidas na etapa de projeto de um reator eletrônico, que é o projeto do filtro ressonante empregado.

Na Tabela 5.1 é definido o conjunto de parâmetros utilizados para o sistema normalizado da Figura 5.4.

Nesta tabela é definido o fator de normalização e a relação resultante do pólo normalizado, conforme apresentado em (5.15).

$$p = \frac{R_L C_P}{\sqrt{L C_S}} \quad (5.15)$$

Para o projeto do filtro ressonante, utiliza-se o valor da resistência equivalente da lâmpada fluorescente em regime permanente R_L e, na partida, adota-se como resistência equivalente $100 \cdot R_L$.

Na partida, a freqüência de ressonância do filtro f_o é definida por (5.16), visto que C_S e C_P comportam-se como um circuito série, pois a resistência equivalente da lâmpada na partida é elevada, assumindo-se ($100 \cdot R_L$), ou por um circuito aberto, o qual permite definir:

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot \frac{C_s C_p}{C_s + C_p}}} \quad (5.16)$$

No projeto do reator eletrônico, a frequência de operação f_s é adotada igual à frequência de ressonância na partida f_o , de modo que se obtenha o ganho necessário para a ignição da lâmpada nessa frequência.

Desse modo, adota-se como frequência de operação a frequência equivalente à de ressonância (5.16), da qual obtém-se as condições de p para as condições já estabelecidas.

Relacionando (5.15) e (5.16), obtém-se:

$$p = \frac{R_L \cdot C_p \cdot 2\pi \cdot f}{\sqrt{q+1}} \quad (5.17)$$

Em que q é o número de vezes que C_s é maior que C_p de forma que se possa utilizar no projeto dos elementos do filtro ressonante C_s em função de C_p desde que se estabeleça o valor de q que proporcione o tipo de resposta definido para o filtro ressonante. De (5.17) obtém-se as condições em que $p > 1/\sqrt{27}$ através do gráfico mostrado na Figura 5.7.

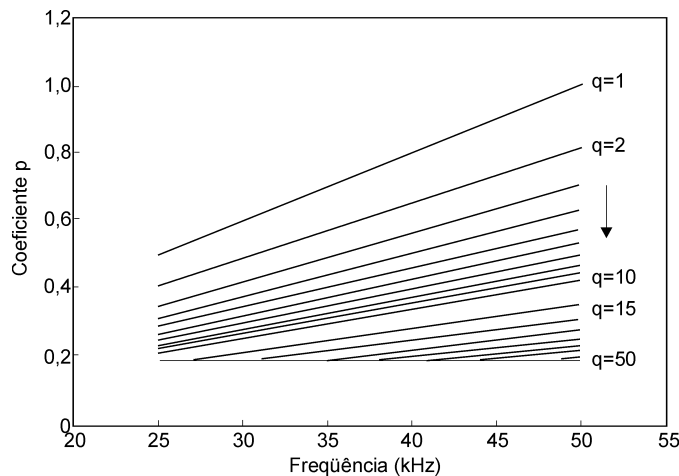


Figura 5.7 - Valores de p para a faixa de frequência de 25-50 kHz para q de 1 até 50

Na Figura 5.7, estabelece-se a região em que os pólos da *FTMF* do filtro ressonante são distintos, pois $p > 1/\sqrt{27}$ para diferentes valores de q , os quais estão dentro da faixa de frequência de operação de reatores

eletrônicos em alta frequência (>25 kHz). Portanto, para frequências de operação superiores à de ressonância, ocorre operação ZVS.

Validada a solução, determina-se a matriz transição de estado. Assim a FTMF do filtro ressonante pode ser representada em termos de:

$$T(s) = \frac{s \frac{1}{LC_p}}{(s - \lambda)(s^2 + 2 \cdot \xi \omega_n s + \omega_n^2)} = \frac{n(s)}{d(s)} \quad (5.18)$$

a qual é utilizada na determinação de e^{At} .

Os termos ξ , ω_n são determinados pela comparação de termo a termo do denominador de (5.18) e (5.8), mostrado no Anexo B.

5.4.2 Etapa 2 - Determinação da matriz de transição de estado

A matriz de transição de estado e^{At} pode ser determinada por $\mathcal{L}^{-1}[Adjunta(sl - A)/|sl - A|]$, ou $\mathcal{L}^{-1}[cof(sl - A)^T/|sl - A|]$, cuja solução é demonstrada no Anexo B.

Assim, a matriz de transição de estados é definida por:

$$\phi(t) = e^{A \cdot t} = \begin{bmatrix} \phi_{11}(t) & \phi_{12}(t) & \phi_{13}(t) \\ \phi_{21}(t) & \phi_{22}(t) & \phi_{23}(t) \\ \phi_{31}(t) & \phi_{32}(t) & \phi_{33}(t) \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

em que cada um dos termos de $\phi(t)$, é definido por:

$$\begin{aligned} \phi_{11}(t) &= (A_{1n} \cos(\omega_d t) - A_{2n} \text{sen}(\omega_d t))e^{-\xi \omega_n t} + A_{3n} e^{\lambda t} \\ \phi_{12}(t) &= (B_{1n} \cos(\omega_d t) + B_{2n} \text{sen}(\omega_d t))e^{-\xi \omega_n t} + B_{3n} e^{\lambda t} \\ \phi_{13}(t) &= (C_{1n} \cos(\omega_d t) + C_{2n} \text{sen}(\omega_d t))e^{-\xi \omega_n t} + C_{3n} e^{\lambda t} \\ \phi_{21}(t) &= (D_{1n} \cos(\omega_d t) - D_{2n} \text{sen}(\omega_d t))e^{-\xi \omega_n t} + D_{3n} e^{\lambda t} \\ \phi_{22}(t) &= (E_{1n} \cos(\omega_d t) + E_{2n} \text{sen}(\omega_d t))e^{-\xi \omega_n t} + E_{3n} e^{\lambda t} \\ \phi_{23}(t) &= (F_{1n} \cos(\omega_d t) + F_{2n} \text{sen}(\omega_d t))e^{-\xi \omega_n t} + F_{3n} e^{\lambda t} \\ \phi_{31}(t) &= (G_{1n} \cos(\omega_d t) - G_{2n} \text{sen}(\omega_d t))e^{-\xi \omega_n t} + G_{3n} e^{\lambda t} \\ \phi_{32}(t) &= (H_{1n} \cos(\omega_d t) + H_{2n} \text{sen}(\omega_d t))e^{-\xi \omega_n t} + H_{3n} e^{\lambda t} \\ \phi_{33}(t) &= (I_{1n} \cos(\omega_d t) + I_{2n} \text{sen}(\omega_d t))e^{-\xi \omega_n t} + I_{3n} e^{\lambda t} \end{aligned}$$

Cujos termos em função de $f(\xi, \omega_n, \omega_d, \lambda)$ são definidos no anexo

B.

$$A_{in} = f(\xi, \omega_n, \omega_d, \lambda), B_{in} = f(\xi, \omega_n, \omega_d, \lambda), C_{in} = f(\xi, \omega_n, \omega_d, \lambda),$$

$$D_{in} = f(\xi, \omega_n, \omega_d, \lambda), E_{in} = f(\xi, \omega_n, \omega_d, \lambda), F_{in} = f(\xi, \omega_n, \omega_d, \lambda),$$

$$E_{in} = f(\xi, \omega_n, \omega_d, \lambda), G_{in} = f(\xi, \omega_n, \omega_d, \lambda), H_{in} = f(\xi, \omega_n, \omega_d, \lambda), e$$

$$I_{in} = f(\xi, \omega_n, \omega_d, \lambda), \text{ sendo } i=1..3.$$

5.4.3 Etapa 3 - Solução da equação dinâmica não-linear

A partir da definição de $\phi(t)$ obtém-se a solução da equação dinâmica. Além da resposta natural é necessário determinar a parcela forçada representada pela integral em $x(t)$ para o caso 1. A parcela da resposta forçada de $x(t) = \phi(t) \cdot x(0) + \int_0^t \phi(t-\tau) \cdot B \cdot u(\tau) \cdot d\tau$ é definida por

$$\int_0^t \phi(t-\tau) \cdot B \cdot u(\tau) \cdot d\tau, \text{ obtendo-se:}$$

$$i_L(t)_F = A_{1f} + (A_{2f} \cos(\omega_d t) + A_{3f} \text{sen}(\omega_d t)) e^{-\xi \omega_n \cdot t} + A_{4f} e^{\lambda \cdot t}$$

$$v_{Cs}(t)_F = D_{1f} + (D_{2f} \cos(\omega_d t) + D_{3f} \text{sen}(\omega_d t)) e^{-\xi \omega_n \cdot t} + D_{4f} e^{\lambda \cdot t}$$

$$v_{Cp}(t)_F = G_{1f} + (G_{2f} \cos(\omega_d t) + G_{3f} \text{sen}(\omega_d t)) e^{-\xi \omega_n \cdot t} + G_{4f} e^{\lambda \cdot t}$$

$$A_{xf} = f(\xi, \omega_n, \omega_d, \lambda), D_{xf} = f(\xi, \omega_n, \omega_d, \lambda), G_{xf} = f(\xi, \omega_n, \omega_d, \lambda), \text{ sendo } x=1..4.$$

Analogamente aos coeficientes da matriz transição de estados, os coeficientes da resposta forçada são determinados no Anexo B.

A partir dos coeficientes da matriz de transição de estados e a parcela relativa à resposta forçada, determinam-se as soluções de (5.3) e (5.5), definidas em (5.6) e (5.7). Assim, obtêm-se os resultados da solução analítica de $x(t)$.

A solução de $x(t)$ para intervalos sucessivos de tempo $[kT_s, (k+D)T_s]$ e $[(k+D)T_s, (k+1)T_s]$ para um período de chaveamento $T=1/f_s$ e razão cíclica $D=0,5$ para $k=1,2,\dots$, é representada por $[t_0, t_1], [t_1, t_2], \dots, [t_{k-1},$

t_k], sucessivamente representados pelas situações 1 e 2, determinadas por (5.20) e (5.21). Na situação 1, S_2 está ligada e a resposta de $x(t)$ é:

$$\begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ v_{Cs1}(t) \\ v_{Cp1}(t) \\ i_{Lm1}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{11}(t) & \phi_{12}(t) & \phi_{13}(t) & 0 \\ \phi_{21}(t) & \phi_{22}(t) & \phi_{23}(t) & 0 \\ \phi_{31}(t) & \phi_{32}(t) & \phi_{33}(t) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L(t_0) \\ v_{Cs}(t_0) \\ v_{Cp}(t_0) \\ i_{Lm}(t_0) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_L(t)_F \\ v_{Cs}(t)_F \\ v_{Cp}(t)_F \\ v_Z t / L_m \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

e para a situação 2, S_1 está ligada, cuja resposta é determinada por:

$$\begin{bmatrix} i_{L2}(t) \\ v_{Cs2}(t) \\ v_{Cp2}(t) \\ i_{Lm2}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{11}(t) & \phi_{12}(t) & \phi_{13}(t) & 0 \\ \phi_{21}(t) & \phi_{22}(t) & \phi_{23}(t) & 0 \\ \phi_{31}(t) & \phi_{32}(t) & \phi_{33}(t) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1}(t_1) \\ v_{Cs1}(t_1) \\ v_{Cp1}(t_1) \\ i_{Lm1}(t_1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -v_Z t / L_m \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

Os tempos de troca de estado sucessivos (situação 1 para 2 e vice-versa) são definidos pela igualdade de $i_Z(t) = i_{Lm}(t) - ni_L(t) = 0$, com a qual definem-se os tempos $t_1, t_2 \dots t_k$, em que $k/2$ representa o número de períodos plotados da solução de interesse.

5.5 RESULTADOS OBTIDOS

Nesta seção são mostrados os resultados obtidos analítica e experimentalmente para o caso do *REAO*, para tensões de alimentação padrão 127, 110 e 220 V, cujos parâmetros são mostrados na Tabela 5.2.

Tabela 5.2 - Parâmetros dos Casos do *REAO* Analisado

Parâmetros do <i>REAO</i> 127 V	
Indutância magnetizante	$L_{ms}=438 \mu\text{H}$
Capacitor série ressonante	$C_S=150 \text{ nF}$
Capacitor paralelo ressonante	$C_P=22 \text{ nF}$
Indutor ressonante	$L=793 \mu\text{H}$
Parâmetros do <i>REAO</i> 110 V	
Indutância magnetizante	$L_{ms}=479 \mu\text{H}$
Capacitor série ressonante	$C_S=150 \text{ nF}$
Capacitor paralelo ressonante	$C_P=27 \text{ nF}$
Indutor ressonante	$L=696 \mu\text{H}$
Parâmetros do <i>REAO</i> 220 V	
Indutância magnetizante	$L_{ms}=340 \mu\text{H}$
Capacitor série ressonante	$C_S=150 \text{ nF}$
Capacitor paralelo ressonante	$C_P=12 \text{ nF}$
Indutor ressonante	$L=1,33 \text{ mH}$

As figuras 5.8, 5.10 e 5.12 mostram as formas de onda analíticas do *REAO* obtidas através da solução da equação dinâmica, representada por (5.20) e (5.21), as quais elucidam o comportamento do *REAO* e possibilitam comparar os resultados experimentais apresentados nas Figuras 5.9, 5.11, e 5.13.

As figuras 5.9 a 5.15 mostram: (a) tensão nos terminais “gate source” do Mosfet, ou tensão zener, V_Z e corrente no braço de diodos zener i_Z , (b) tensão e corrente no filtro ressonante, (c) tensão e corrente na lâmpada, (d) ciclo limite da corrente magnetizante versus corrente ressonante no secundário do *TC*.

Observa-se através dos resultados analíticos que a frequência de operação para todos os casos é de aproximadamente 40 kHz, de acordo com a especificação do projeto.

Portanto, as diferenças entre os resultados analíticos e experimentais se devem à não consideração de alguns elementos parasitas e perdas, os quais não foram incluídos na representação do *REAO* através do seu diagrama de blocos mostrado na Figura 5.2.

No entanto, os resultados obtidos analiticamente são realizados utilizando os elementos projetados empregando a função descritiva determinada no capítulo 4. Os resultados mostram que a função descritiva é uma ferramenta adequada para ser utilizada no projeto do *REAO* e aplicações similares, pois para os elementos calculados, a resposta no domínio do tempo mostrou a validade do uso do método.

Além dos comentários com respeito à diferença entre os resultados é importante ressaltar que para determinação do ciclo limite obteve-se o resultado experimental da tensão zener, a qual foi integrada e multiplicada pela indutância magnetizante referida ao secundário do *TC*, de modo a desprezar a capacitância intrínseca (C_{iss}) do Mosfet, no intuito de obter a corrente magnetizante de acordo com o modelo mostrado na Figura 5.2.

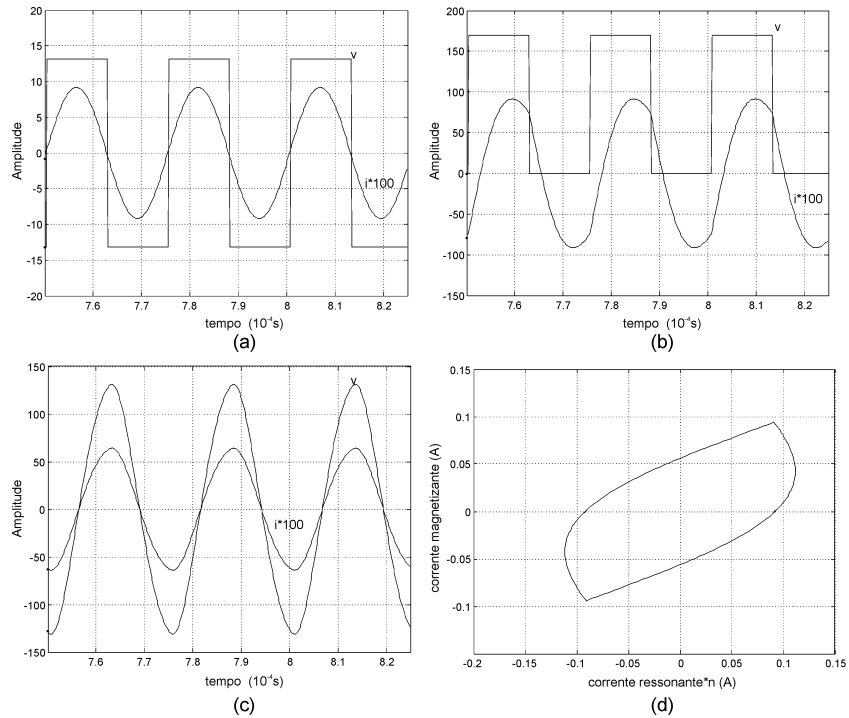


Figura 5.8 – Resultados analíticos do REAO 127 V: tensão e corrente: (a) zener, (b) filtro ressonante, (c) resistência equivalente da lâmpada fluorescente, e (d) ciclo limite da corrente magnetizante versus corrente ressonante refletida para o secundário do TC.

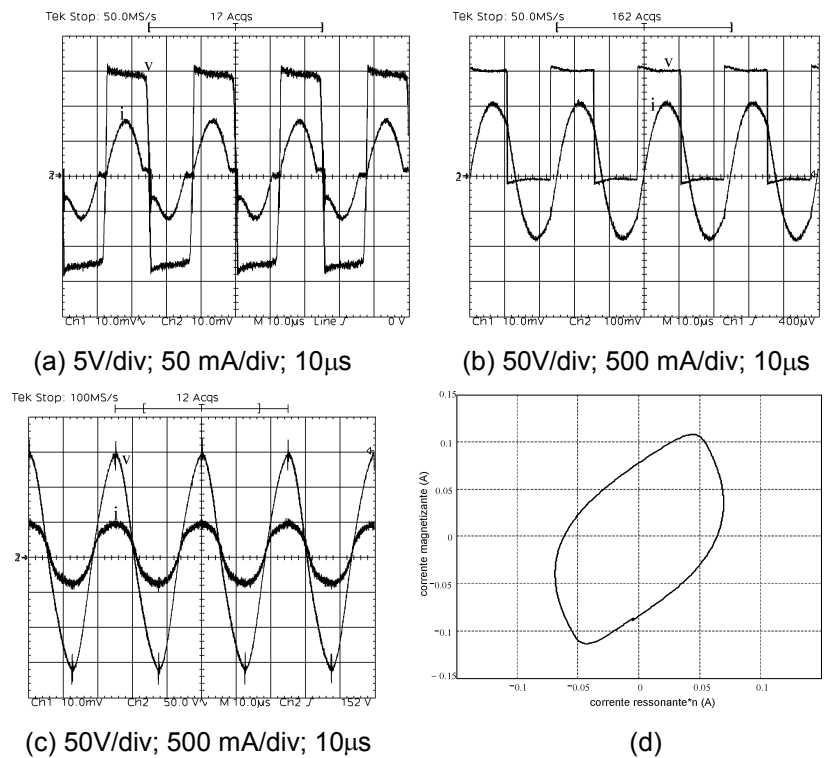


Figura 5.9 - Resultados experimentais do REAO 127 V: tensão e corrente (a) zener, (b) filtro ressonante, (c) lâmpada fluorescente; e (d) ciclo limite da corrente magnetizante versus corrente ressonante refletida ao secundário do TC.

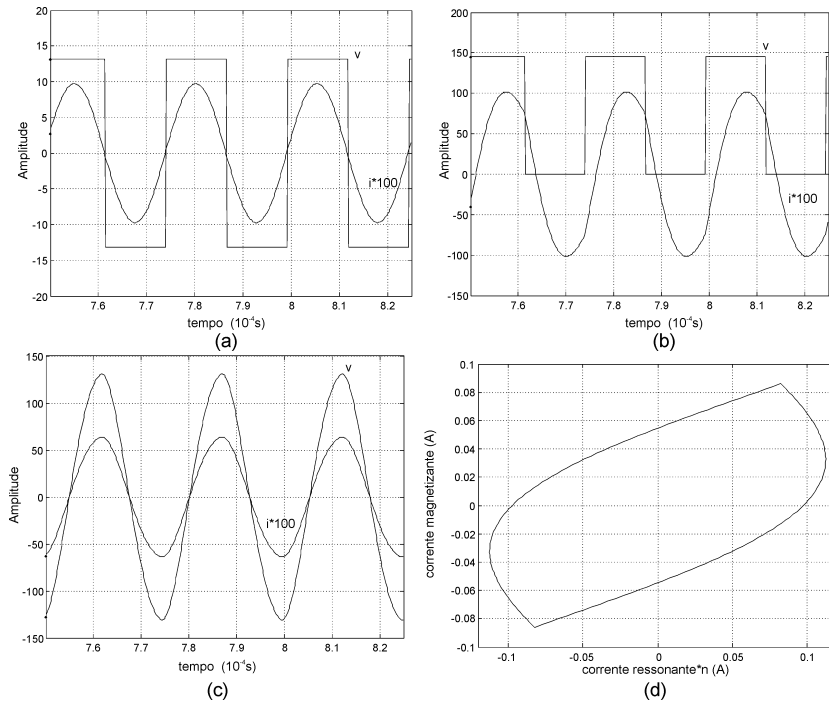


Figura 5.10 - Resultados analíticos do REAO 110 V: tensão e corrente: (a) zener, (b) filtro ressonante, (c) resistência equivalente da lâmpada fluorescente; e (d) ciclo limite da corrente magnetizante versus corrente ressonante refletida para o secundário do TC.

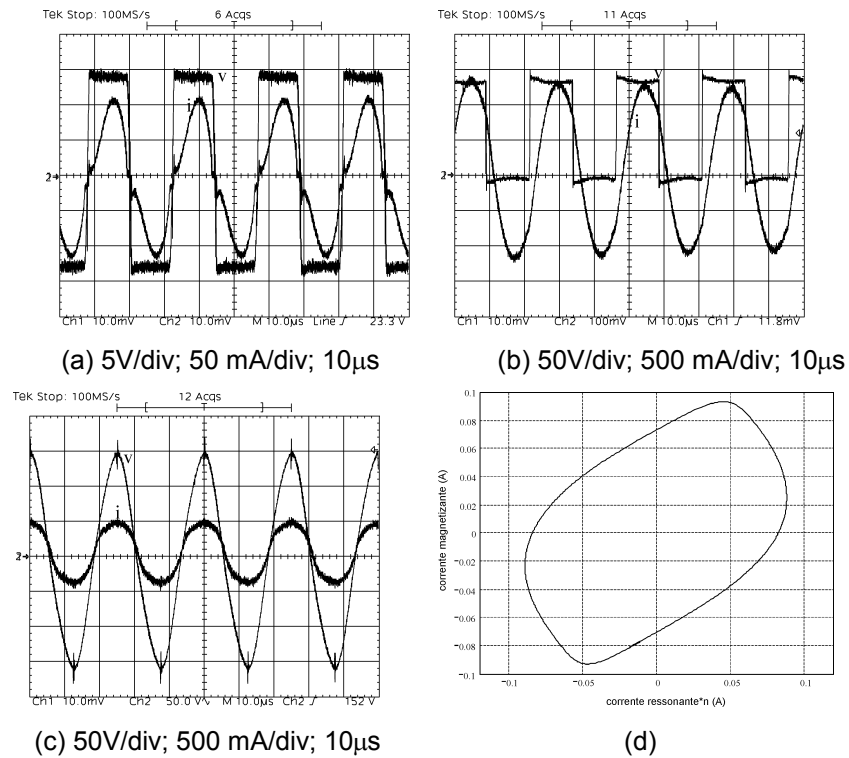


Figura 5.11 - Resultados experimentais do REAO 110 V: tensão e corrente:(a) zener, (b) filtro ressonante, (c) lâmpada fluorescente; e (d) ciclo limite da corrente magnetizante versus corrente ressonante refletida ao secundário do TC.

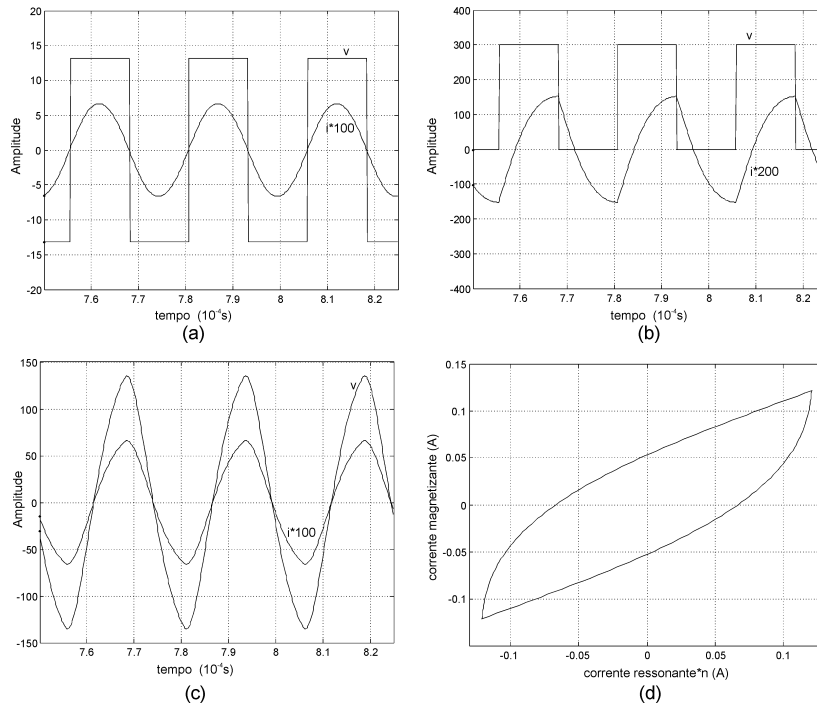


Figura 5.12 - Resultados analíticos do REAO 220 V: tensão e corrente: (a) zener, (b) filtro ressonante, (c) resistência equivalente da lâmpada fluorescente; e (d) ciclo limite da corrente magnetizante versus corrente ressonante refletida para o secundário do TC.

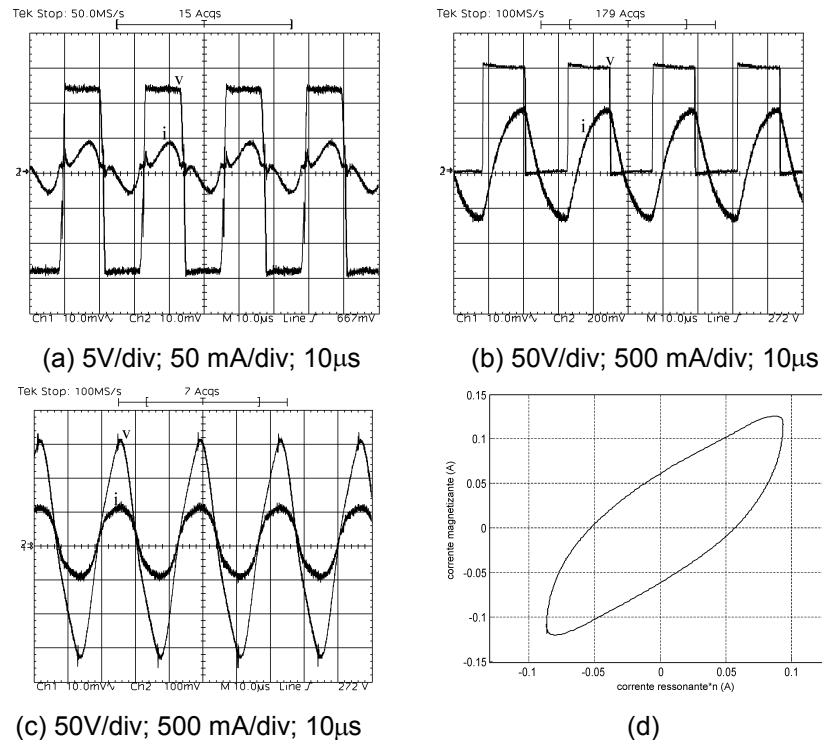


Figura 5.13 - Resultados experimentais do REAO 220 V: tensão e corrente: (a) zener, (b) filtro ressonante, (c) lâmpada fluorescente; e (d) ciclo limite da corrente magnetizante versus corrente ressonante refletida ao secundário do TC.

5.6 CONCLUSÃO

A análise do *REAO* através de espaço de estados permite elucidar o comportamento do circuito como um sistema de controle e prever situações de ocorrência ou não de um ciclo limite [87]. A matriz de transição de estado foi determinada para obter uma solução completa da equação dinâmica do circuito. Os resultados experimentais e teóricos são comparados através do ciclo limite obtido pela corrente magnetizante versus corrente ressonante refletida ao secundário do *TC* do *REAO*. Assim, observou-se que a análise realizada é condizente com o funcionamento do mesmo. Observou-se que os resultados obtidos através da solução no domínio do tempo justificam o uso da função descritiva. Além disso, a abordagem no domínio do tempo permite determinar critérios para o projeto dos elementos do filtro ressonante e avaliar o comportamento do *REAO* para condições específicas.

CAPÍTULO 6

APLICAÇÕES DO *REAO*

6.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta aplicações do *REAO* provenientes da análise e projeto realizados nos capítulos 3, 4 e 5, tais como:

- possibilidade de controle de intensidade luminosa da lâmpada fluorescente utilizando redes passivas agregadas ao circuito de comando auto-oscilante [7];
- extensão da dimerização na aplicação do controle de intensidade luminosa através de um sistema inteligente empregando microcontrolador de baixo custo [8];
 - correção de fator de potência utilizando filtros passivos e correção do fator de crista da corrente da lâmpada fluorescente empregando modulação em frequência [28];
- possibilidades de dimerização automática do *REAO* empregando *LDR* (lighting dependent resistor) [82].

6.2 APLICAÇÃO NO CONTROLE DE INTENSIDADE LUMINOSA DO *REAO* EMPREGANDO REDES PASSIVAS

Através da análise realizada nos capítulos 3, 4 e 5 visualiza-se a possibilidade do controle da intensidade luminosa da lâmpada fluorescente empregando o *REAO*, o qual é mostrado na Figura 6.1.

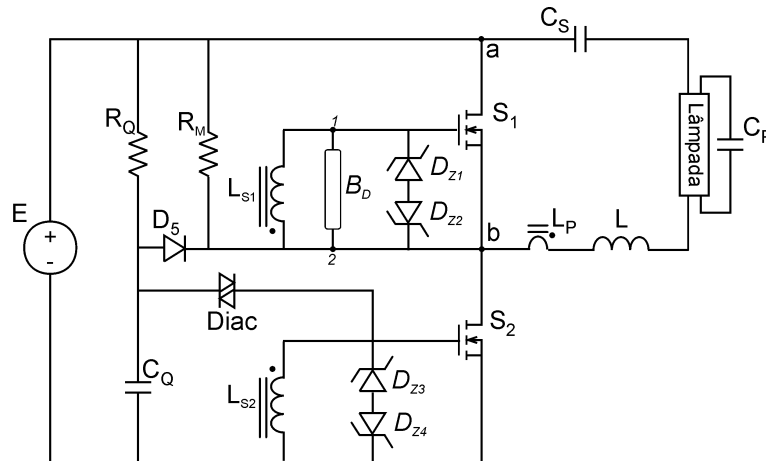


Figura 6.1 - Diagrama representativo do REAO incluindo o braço B_D .

Isto é evidenciado no diagrama de blocos do REAO da Figura 6.2. Desse modo, a inclusão de uma rede passiva a um dos terminais “gate-source” do Mosfet pode proporcionar o controle da intensidade luminosa.

Aplicações com o REAO empregado no controle de intensidade luminosa são mostradas em [7], [9] e [11]. As propostas realizadas por [9] e [11] atendem os requisitos para o controle de intensidade luminosa através da variação da frequência de operação, ou através da variação da razão cíclica. No entanto, alternativas simples e de baixo custo que não descaracterizem o REAO são bem vindas. Portanto, neste trabalho, mostrado em [7], propôs-se uma técnica para o controle de intensidade luminosa empregando o REAO sem comprometer as características deste circuito, que são sua simplicidade e baixo custo. Assim, adiciona-se ao circuito tradicional do REAO componentes passivos de baixa potência (Braço B_D), mostrado na Figura 6.1, entre os pontos 1 e 2.

Nos capítulos anteriores, verificou-se que os valores da tensão zener V_Z e da indutância L_m apresentam impacto na frequência de operação do REAO. Da mesma forma, a representação do REAO na forma de diagrama de blocos, mostrada na Figura 6.2, indica a possibilidade de inclusão de um ramo paralelo ao bloco da indutância magnetizante $G_M(s)$. Isso pode alterar a frequência de operação do reator à medida que se varie os parâmetros inseridos ao REAO tradicional. Além

disso, um dos parâmetros de maior influência L_m está inserido em um circuito de baixa potência, que é o circuito de comando. Por outro lado, outros elementos, como os do filtro ressonante, têm como principal função proporcionar a ignição da lâmpada fluorescente e alimentar a mesma com formas de onda e potência adequadas, além de estarem situados no lado do circuito de maior potência, o que inviabilizaria o controle da frequência neste estágio.

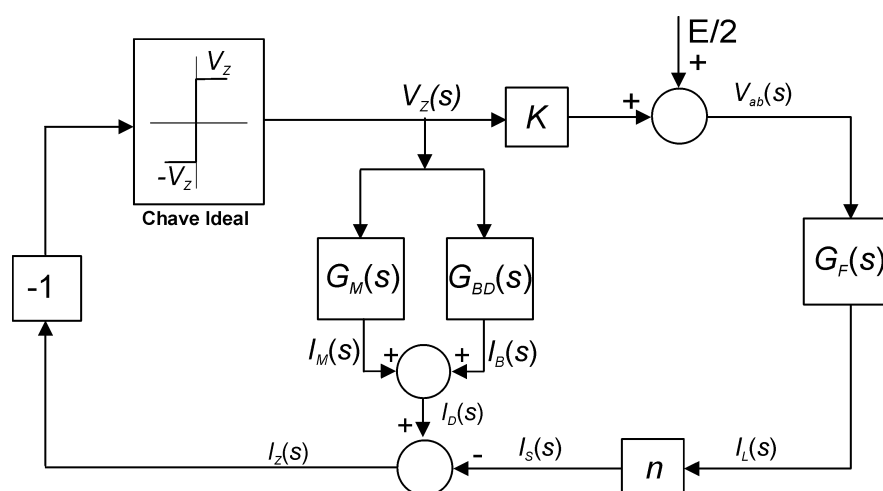


Figura 6.2 - Diagrama representativo do reator eletrônico auto-oscilante dimerizável.

Nos capítulos anteriores mostrou-se que o tempo da diferença entre cruzamentos por zero da corrente zener i_z determina a frequência de operação do REAO. Portanto, a frequência de operação pode ser controlada mudando esses tempos. Além do controle da frequência existem outras possibilidades, tais como o controle da razão cíclica utilizando diodos zener de tensões zener diferentes. Tensões zener diferentes fazem com que se tenha tempos diferentes de condução dos interruptores e como consequência pode-se controlar a tensão de saída do inversor através da razão cíclica.

Desse modo, a tensão V_z e a indutância L_m são parâmetros que definem a frequência de operação do REAO, além dos parâmetros do filtro ressonante e lâmpada.

A Figura 6.3 mostra as configurações imediatas a serem empregadas no braço B_D .

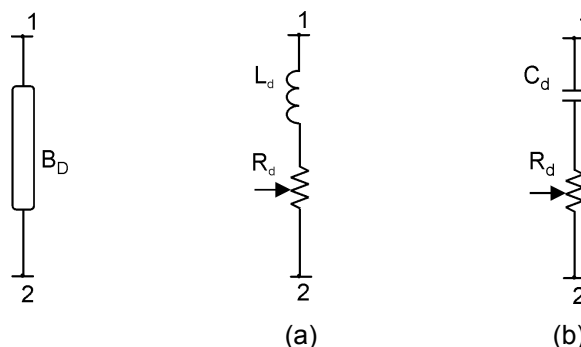


Figura 6.3 - Braço B_D do *REAO* com rede (a) *LR* e (b) *CR*.

A Figura 6.3 (a) mostra a primeira opção a ser empregada no controle da frequência, formada por um circuito *LR*. A Figura 6.3 (b) mostra a segunda opção, formada por um circuito *CR*.

As configurações apresentam características opostas no controle da frequência. A rede *CR* reduz a frequência de operação do *REAO*. Já a rede *LR* aumenta a frequência do *REAO*.

O item 6.2.3 mostra a influência de cada rede na frequência de operação do circuito do *REAO*.

Para determinar um projeto dos elementos que constituem esta rede, faz-se uso de uma metodologia de projeto similar à realizada no Capítulo 4. A análise como um sistema de controle com comportamento não-linear permite avaliar os principais elementos das redes utilizadas e obter equações de projeto para os componentes do circuito. Ao contrário do capítulo 4, neste caso as ferramentas utilizadas para avaliar os principais elementos do *REAO* com dimerização têm uma limitação maior, devido ao comportamento da lâmpada fluorescente e o circuito de dimerização inserido aumentarem a limitação do projeto.

6.2.1 Etapas de projeto do *REAO* empregando a rede *LR*

6.2.1.1 Dados de projeto

Na primeira etapa, definem-se os dados de projeto do *REAO*, conforme a Tabela 6.1.

Tabela 6.1 - Dados de Entrada

Tensão de entrada	$V_{in} = 110 \text{ Vrms}, 60\text{Hz}$
Potência de Saída	$P = 40 \text{ W}$
Frequência de operação mínima	$f_{Smin} = 40 \text{ kHz}$
Tensão do diodo zener	$V_Z = 12 \text{ V}$
Resistência equivalente da lâmpada	$R = 205 \Omega$

6.2.1.2 Projeto do filtro ressonante

A partir dos dados de projetos determinam-se os elementos do filtro ressonante conforme o projeto realizado no Capítulo 2.

6.2.1.3 Determinação da faixa de frequência de operação

Nesta etapa, define-se a faixa de frequência de operação do circuito do REAO com dimerização que garante operação ZVS e níveis de potência da lâmpada fluorescente. A Figura 6.4 mostra a potência da lâmpada em função da frequência de operação, identificando-se as frequências máxima, f_{Smax} e mínima, f_{Smin} associadas aos níveis de potências de operação da lâmpada. Este gráfico mostra que a potência na lâmpada é reduzida à medida que a frequência de operação aumenta.

Na determinação dos elementos da rede LR, as condições da Tabela 6.2 devem ser satisfeitas.

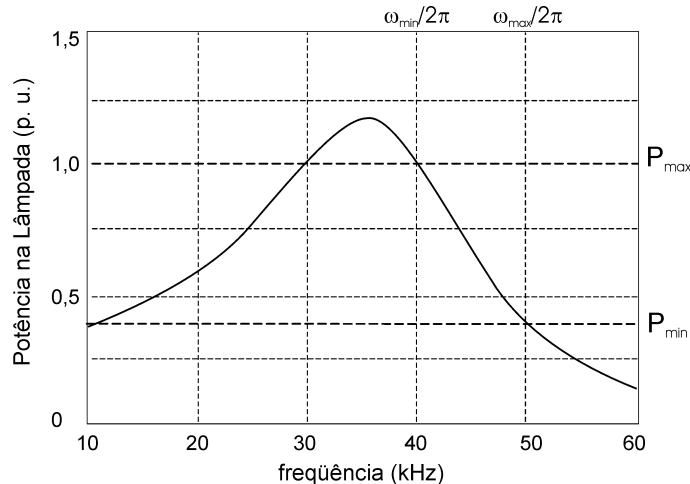


Figura 6.4 - Potência na lâmpada versus frequência.

Portanto, determina-se a frequência de operação mínima $f_S = f_{Smin}$ maior que a frequência de ressonância do filtro ressonante LCC, garantindo-se operação ZVS para toda faixa de frequência de operação,

pois esta configuração aumenta a freqüência de operação. O acréscimo da freqüência acima da freqüência de ressonância garante a operação ZVS [46].

6.2.1.4 Determinação da indutância magnetizante

A indutância magnetizante L_m é determinada para a situação em que o circuito adicional B_D não atua na dimerização, o que corresponde a considerar $R_d = \infty$. Assim como no capítulo 4, definem-se as expressões obtidas através do diagrama de blocos mostrado na Figura 6.2:

$$G_F(s) = \frac{1}{L} \frac{s^2 + as}{s^3 + as^2 + bs + c} \quad (6.1)$$

$$G_M(s) = \frac{1}{L_m s} \quad (6.2)$$

A função de transferência da rede de dimerização é:

$$G_{BD}(s) = G_{LR}(s) = \frac{1}{L_d s + R_d} \quad (6.3)$$

Reduzindo o diagrama de blocos da Figura 6.2 tem-se a função de transferência $G(s)$:

$$G(s) = (G_M(s) + G_{DB}(s)) - KG_F(s)n \quad (6.4)$$

em que: $G_F(s) = V_{AB}(s)/I(s)$ e $s = j\omega$, $a = \frac{1}{RC_P}$, $b = \frac{1}{L(C_S + C_P)}$,

$$c = \frac{1}{RC_S C_P L}, \quad K = \frac{E}{2V_Z} \text{ e } R = R_L.$$

Através da igualdade $\text{Im}(G(j\omega)) = 0$, determina-se a parte imaginária de cada bloco da parte linear do diagrama de blocos da Figura 6.2, obtendo-se:

$$K_F(\omega) = \text{Im}(KG_F(j\omega)n) = \frac{Kn}{L} \cdot \frac{\omega \cdot a \cdot c + \omega^3(b - a^2) - \omega^5}{c^2 + \omega^4(b^2 - 2a) + \omega^4(a^2 - 2 \cdot b) + \omega^6} \quad (6.5)$$

$$K_M(\omega) = \text{Im}(G_M(j\omega)) = -\frac{1}{L_m\omega} \quad (6.6)$$

$$KD_{LR}(\omega) = \text{Im}(G_{BD}(j\omega)) = \frac{-L_d\omega}{R_d^2 + L_d^2\omega^2} \quad (6.7)$$

Determina-se L_m considerando a mínima influência do braço B_D , cujas condições são mostradas na Tabela 6.2.

Portanto, a solução de L_m passa a ser um problema algébrico, sendo esta determinada pela igualdade de $\text{Im}(G(j\omega)) = \text{Im}(G_F(j\omega)) - (G_M(j\omega) + G_{DB}(j\omega)) = 0$.

Assumindo a mínima influência de B_D no circuito quando $R_d = \infty$ tem-se:

$$\lim_{R_d \rightarrow \infty} (K_M(\omega) + KD_{LR}(\omega) - K_F(\omega)) = 0 \quad (6.8)$$

Em (6.8), atribui-se a R_d um valor infinito que corresponde a desconsiderar a influência de L_d no circuito. Assim, tem-se:

$$K_M(\omega) - K_F(\omega) = 0 \quad (6.9)$$

assim, L_m passa a ser definido por:

$$L_m(\omega) = \frac{-1}{\omega K_F(\omega)} \quad (6.10)$$

Para as condições de projeto estabelecidas referidas a um dos secundários do TC, obtêm-se $L_{ms} = L_m/2 = 526 \mu\text{H}$ por (6.10).

Tabela 6.2- Condições de Projeto para Rede LR

Mínima influência do braço B_D	
f_s	$f_{S\min} = 40 \text{ kHz}$
R_d	∞
P	$P_{\max} = 40 \text{ W}$; Potência máxima na lâmpada
Máxima influência do braço B_D	
f_s	$f_{S\max} = 50 \text{ kHz}$
R_d	0
P	$P_{\min} = 10 \text{ W}$; Potência mínima na lâmpada

A existência de freqüência de operação auto-sustentada pode ser verificada pelo diagrama de Nyquist similar ao mostrado no capítulo 4.

6.2.1.5 Determinação da indutância de dimerização L_d

A condição de máxima influência de B_D mostrada na Tabela 6.2 é usada para determinar os valores dos componentes que compõem o braço B_D do REAO. Reduzindo o diagrama de blocos da Figura 6.2 determina-se L_d igualando $Im(G(j\omega))=Im(G_F(j\omega)-(G_D(j\omega)+G_{BD}(j\omega)))=0$ por:

$$\lim_{R_d \rightarrow 0} (K_M(\omega) + K_{DLR}(\omega) - K_F(\omega)) = 0 \quad (6.11)$$

À medida que R_d é atribuído o valor zero, tem-se:

$$K_M(\omega) + \frac{1}{L_d \cdot \omega} - K_F(\omega) = 0 \quad (6.12)$$

obtendo-se:

$$L_d(\omega) = \frac{1}{\omega(K_F(\omega) - K_M(\omega))} \quad (6.13)$$

Para os dados de projeto da Tabela 6.2 e através de (6.13) referido a um dos secundários do TC, obtém-se $L_{ds} = L_d / 2 = 200 \mu\text{H}$.

6.2.1.6 Avaliação da estabilidade

Utiliza-se o diagrama de Nyquist para avaliar se existem condições favoráveis do REAO operar na faixa de freqüência especificada na Tabela 6.2.

Analisa-se as interseções nos gráficos de $G(j\omega)$ versus $-1/N$. Para isso, verificam-se as possíveis freqüências de operação à medida que se variam alguns parâmetros do circuito. A Figura 6.5 mostra curvas com valores de resistência dimming variáveis $R_{d1}-R_{d4}$ para resistência equivalente da lâmpada fluorescente. O ponto *a* corresponde a mínima freqüência de operação, e o ponto *d* representa a máxima freqüência (inclusão de L_d no circuito à medida que o valor de R_d é reduzido).

A seta R_d indica a redução de R_d , o aumento da influência de L_d no circuito e o acréscimo da frequência resultante. Esta característica permite que se utilize a rede LR na dimerização. As interseções a a d de $-1/N$ e $G_1(j\omega)$ - $G_4(j\omega)$ fornecem informações sobre prováveis pontos de frequência de operação, pois atendem aos critérios definidos no Apêndice C.8.

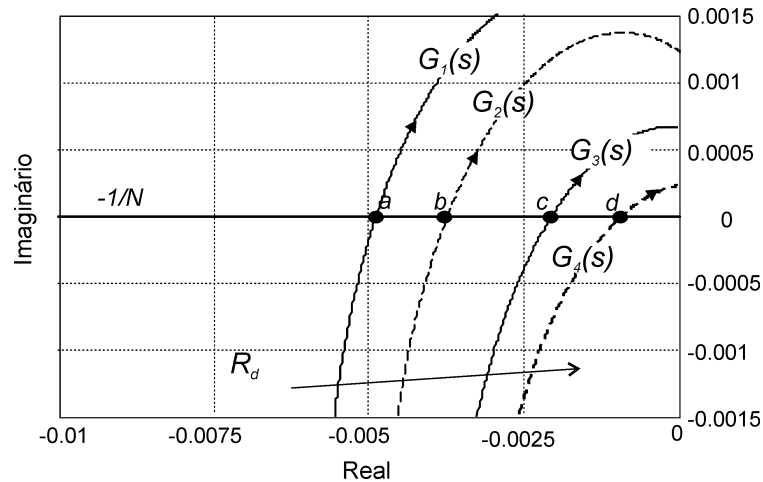


Figura 6.5 - Diagrama de Nyquist para o REAO com a rede LR nas condições de $R_{Lamp}=204 \Omega$ para: ponto a , $R_{d1}=1000 \Omega$ e $f_{s1}=40$ kHz; ponto b , $R_{d2}=500 \Omega$ e $f_{s2}=41$ kHz; ponto c , $R_{d3}=300 \Omega$ e $f_{s3}=43$ kHz; ponto d , $R_{d4}=250 \Omega$ e $f_{s4}=44,7$ kHz.

6.2.2 Projeto da rede CR empregado no circuito do REAO

Na rede CR são utilizados procedimentos similares ao da rede LR , diferindo apenas em alguns critérios de projeto mostrados a seguir. Portanto, são mostradas somente as etapas que diferem no projeto do REAO com dimerização empregando a rede LR .

6.2.2.1 Faixa de frequência de operação do REAO

Analogamente a rede LR , deve-se garantir a operação com operação ZVS. As condições da Tabela 6.3 levam em consideração a característica da rede de reduzir a frequência de operação e a garantia da operação ZVS para toda faixa de frequência de operação.

6.2.2.2 Determinação da indutância magnetizante

Determina-se L_m relacionada com a frequência de operação do REAO sem a influência de B_D , isto é ($R_d = \infty$).

Neste caso, $G_{BD}(j\omega)$ é definida por:

$$G_{BD}(s) = G_{CR}(s) = \frac{C_d s}{R_d C_d s + 1} \quad (6.14)$$

Isolando a parte imaginária de (6.14) e igualando $Im(G(j\omega)) = (G_M(j\omega) + G_{DB}(j\omega)) - Im(G_F(j\omega)) = 0$, considerando $G_{DB}(j\omega) = 0$ a partir da hipótese de que $R_d = \infty$, tem-se:

$$\lim_{R_d \rightarrow \infty} (K_M(\omega) + K_{DCR}(\omega) - K_F(\omega)) = 0 \quad (6.15)$$

$$K_M(\omega) - K_F(\omega) = 0 \quad (6.16)$$

com o qual obtém-se:

$$L_m(\omega) = \frac{-1}{\omega K_F(\omega)} \quad (6.17)$$

Neste caso determina-se $L_{ms} = L_m/2 = 266 \mu\text{H}$ obtido para frequência máxima de operação.

6.2.2.3 Projeto da capacitância C_d

A solução de C_d é realizada de forma análoga à de L_d . No entanto, as condições definidas para o projeto de C_d que garantem a operação em ZVS é $f_S = f_{Smin}$ e $R_d = 0$, de onde se tem:

$$\lim_{R_d \rightarrow 0} (K_M(\omega) + K_{DCR}(\omega) - K_F(\omega)) = 0 \quad (6.18)$$

$$K_M(\omega) + C_d \omega - K_F(\omega) = 0 \quad (6.19)$$

$$C_d(\omega) = \frac{K_F(\omega) - K_M(\omega)}{\omega} \quad (6.20)$$

A capacitância referida a um dos secundários $C_{ds}=2C_d=80$ nF é determinada através de (6.20). A partir dos parâmetros definidos, avalia-se a estabilidade do REAO empregando a rede CR na dimerização, mostrado a seguir.

Tabela 6.3 - Condições de Projeto para Rede CR

Mínima influência do braço B_D	
f_s	$f_{Smax}=50$ kHz
R_d	∞
P	$P_{min}=10$ W; Potência mínima na lâmpada
Máxima influência do braço B_D	
f_s	$f_{Smin}=40$ kHz
R_d	0
P	$P_{max}=40$ W; Potência nominal na lâmpada

6.2.2.4 Avaliação da estabilidade

A Figura 6.6 mostra o diagrama de Nyquist com valores de resistência dimming $R_{d1}-R_{d4}$ para a resistência equivalente da lâmpada R_{Lamp} , em que se verificam as interseções de $G(j\omega)$ com $-1/N$. A interseção *a* representa a mínima frequência e *d* a máxima frequência de operação.

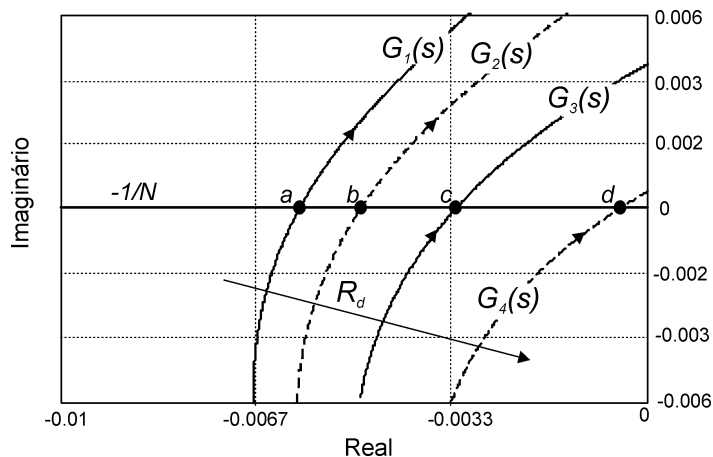


Figura 6.6 - Diagrama de Nyquist para o REAO com a rede CR na condição de $R_{Lamp}=205 \Omega$ para : ponto *a*, $R_{d1}=0 \Omega$ e $f_{s1}=40$ kHz; ponto *b*, $R_{d2}=10 \Omega$ e $f_{s2}=40,4$ kHz; ponto *c*, $R_{d3}=25 \Omega$ e $f_{s3}=40,6$ kHz; ponto *d*, $R_{d4}=50 \Omega$ e $f_{s4}=43$ kHz.

À medida que o valor de R_d aumenta, como indica a seta R_d na Figura 6.6, a frequência de operação aumenta devido a redução da influência de C_d no circuito. As interseções de *a* até *d* das curvas $-1/N$ e

$G_1(j\omega)$ - $G_4(j\omega)$ fornecem informações sobre prováveis pontos de frequência de operação auto-sustentadas. Esses pontos atendem aos critérios definidos no Capítulo 4 e, portanto, existem condições favoráveis para dimerização. Ao contrário da rede LR , na rede CR , as interseções a a d indicam a redução da frequência de operação à medida que se reduz o resistor R_d no circuito.

6.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A partir do procedimento de projeto mostrado construíram-se os protótipos, cujos parâmetros estão resumidos nas tabelas 6.4 e 6.5. Os resultados experimentais do circuito do $REAO$ com capacidade de dimerização alimentando uma lâmpada fluorescente de 40 W são apresentados para as duas variações de redes LR e CR .

Tabela 6.4 - Resumo dos Parâmetros

Parâmetros do Filtro Ressonante	
C_S	Capacitor de polipropileno, 150 nF/250 V _{ac}
C_P	Capacitor de polipropileno, 22 nF/600 V _{ac}
L	Indutor, 670 μ H, 150 espiras, núcleo EE20 IP6-Thornton
Parâmetros do Circuito de Comando	
L_m (rede LR)	L_{ms} =430 μ H.:n:2/12/12 espiras, núcleo T15 IP6-Thornton
L_m (rede CR)	L_{ms} =155 μ H.:n:2/6/6 espiras, núcleo T15 IP6-Thornton
D_{Z1-Z4}	Diodos zener 12 V 1/2 W
$Diac$	DB3
R_Q	Resistor 220 k Ω / 1/8W
C_Q	Capacitor cerâmico 100nF / 63 V
R_M	Resistor 470 k Ω /1/8W
Outros	
S_1, S_2	Mosfet IRF740
D_1-D_4	Diodos 1N4004
D_5	Diodo UF4007
R_{Lamp}	Lâmpada Fluorescente Tubular 40W
C_B	Capacitor Eletrolítico 68 μ F / 200 V _{dc}
Componentes da Rede LR e CR	
L_d	Indutor dimming, 107 μ H T15 IP6 Thornton
C_d	Capacitor dimming, 56 nF / 30 V
R_d	Resistor variável, 1 k Ω

6.3.1 Resultados experimentais do $REAO$ empregando a rede LR

A Figura 6.7 mostra o circuito do $REAO$ empregando a rede LR .

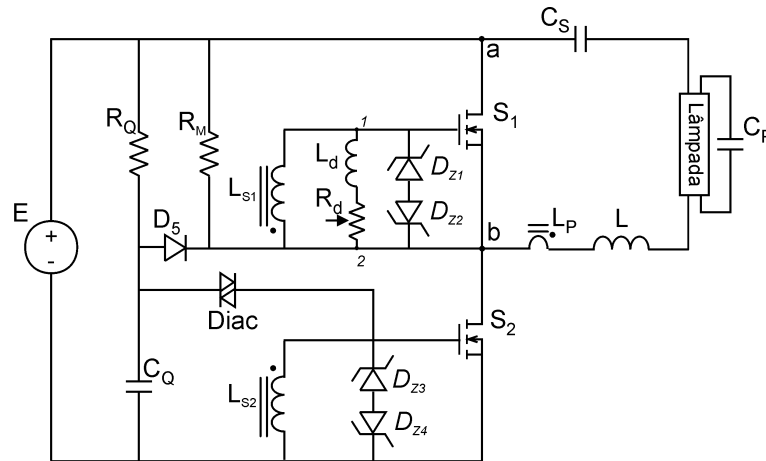
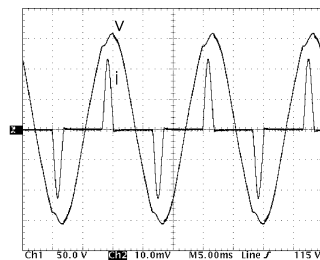
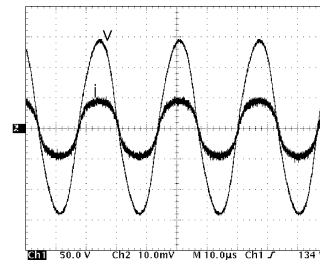


Figura 6.7 - REAO empregando a rede LR.

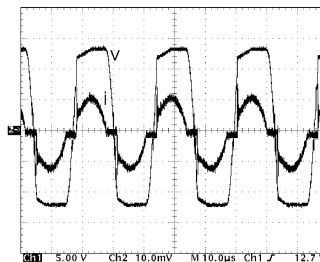
As principais formas de ondas do protótipo são mostradas nas figuras 6.8 a 6.10, em que são mostradas formas de onda para três situações distintas de freqüências: mínima, intermediária e máxima.



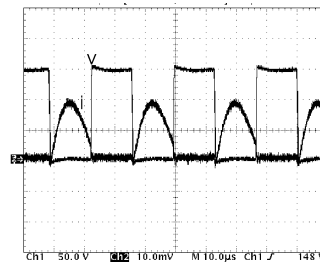
(a) Tensão e corrente na entrada (50 V/div, 1 A/div; 5 ms/div)



(b) Tensão e corrente na lâmpada (50 V/div, 500 mA/div; 10 µs/div)



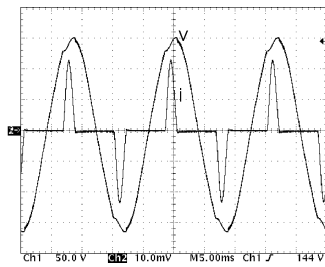
(c) Tensão "gate-source" de S_2 e corrente em D_{Z3} - D_{Z4} (5 V/div, 50 mA/div; 10 µs/div)



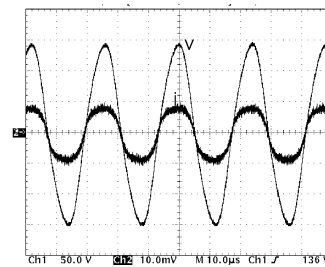
(d) Tensão e corrente em S_2 para (50 V/div, 500 mA/div; 10 µs/div)

Figura 6.8 - Formas de onda experimentais do REAO com rede a LR para $f_s = 37$ kHz e $R_d = 1k\Omega$.

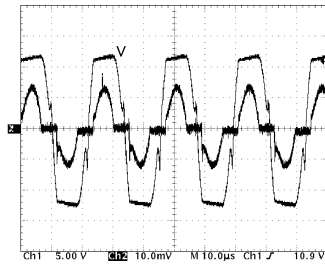
Para cada caso, são mostradas nas figuras: (a) tensão e corrente de entrada do REAO, (b) tensão e corrente na lâmpada fluorescente em alta freqüência, (c) tensão nos terminais "gate-source" do Mosfet S_2 e a corrente nos diodos zener D_{Z3} - Z_4 , e (d) tensão e corrente no interruptor S_2 .



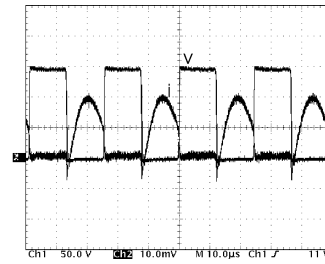
(a) Tensão e corrente na entrada (50 V/div, 1 A/div; 5 ms/div)



(b) Tensão e corrente na lâmpada (50 V/div, 500 mA/div; 10 μs/div)

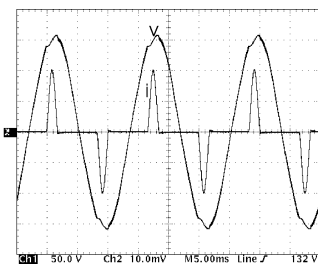


(c) Tensão "gate-source" S_2 e corrente em $D_{Z3}-D_{Z4}$ (5 V/div, 20 mA/div; 10 μs/div)

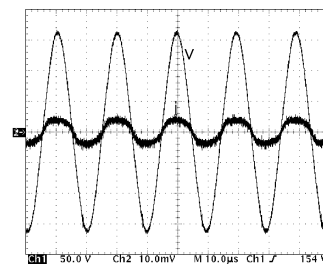


(d) Tensão e corrente em S_2 para (50 V/div, 500 mA/div; 10 μs/div)

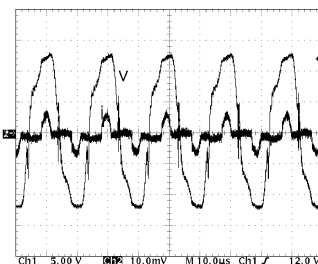
Figura 6.9 - Formas de onda do REAO com a rede LR para $f_s = 42$ kHz e $R_d = 163 \Omega$.



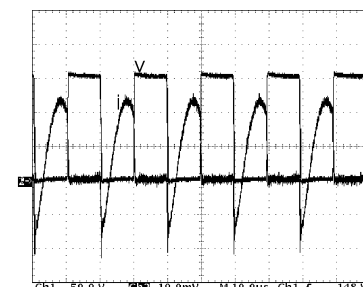
(a) Tensão e corrente na entrada (50 V/div, 1 A/div; 5 ms/div)



(b) Tensão e corrente na lâmpada (50 V/div, 500 mA/div; 10 μs/div)



(c) Tensão "gate-source" de S_2 e corrente $D_{Z1}-D_{Z2}$ (5 V/div, 50 mA/div, 10 μs/div)



(d) Tensão e corrente no interruptor S_2 (50 V/div, 500 mA/div, 10 μs/div)

Figura 6.10 - Formas de onda do REAO com a rede LR para $f_s = 51$ kHz e $R_d = 0 \Omega$.

Dentre as formas de onda apresentadas nas Figuras 6.8 a 6.10, (c) e (d) merecem melhor atenção. As Figuras 6.8 a 6.10 (c) mostram a

tensão nos terminais “gate-source” de S_2 e a corrente no braço dos diodos zener, mostrando a redução da amplitude desta corrente à medida que a influência de L_d aumenta. As Figuras 6.8 a 6.10 (d) mostram a operação ZVS através das formas de onda do interruptor S_2 .

A Figura 6.8 mostra a envoltória das formas de onda de tensão e corrente na lâmpada para frequências de operação mínima e máxima.

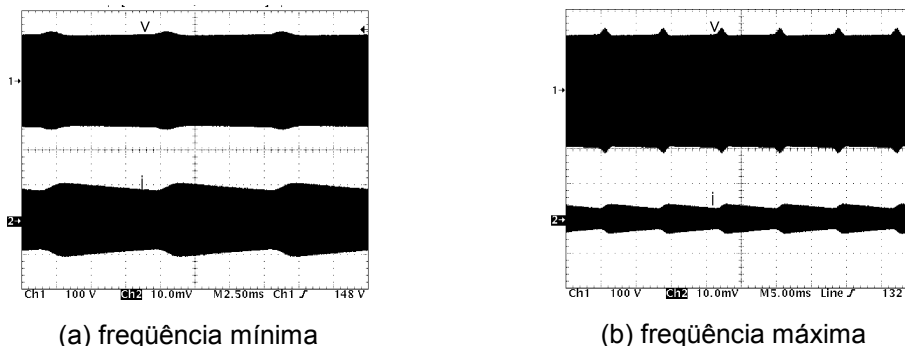


Figura 6.11 - Envoltória da tensão e corrente na lâmpada (50 V/div, 500 mA/div; 5 ms/div).

6.3.2 Resultados experimentais do REAO empregando a rede CR

A Figura 6.12 mostra o diagrama do circuito do REAO empregando a rede CR.

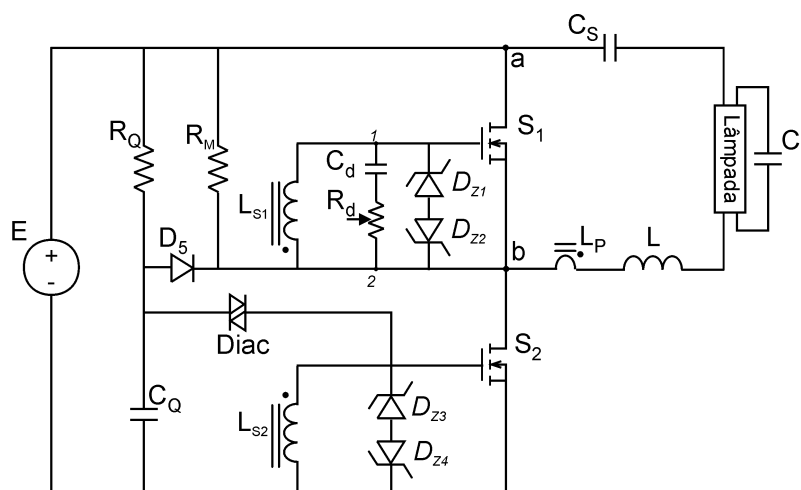
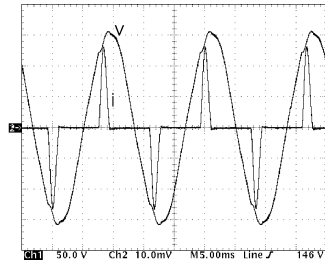


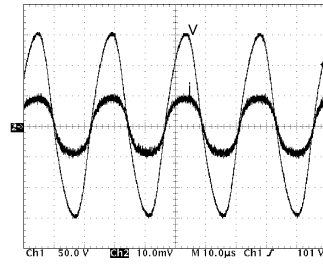
Figura 6.12 - REAO empregando a rede CR.

Da mesma forma são apresentadas formas de onda para o REAO empregando a rede CR. Nas Figuras 6.13, 6.14 e 6.15 são mostradas as

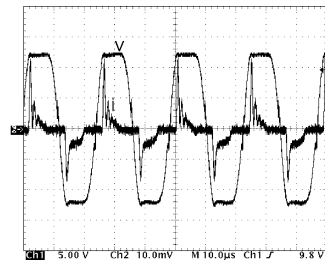
formas de onda para frequência mínima, intermediária e máxima de operação do REAO.



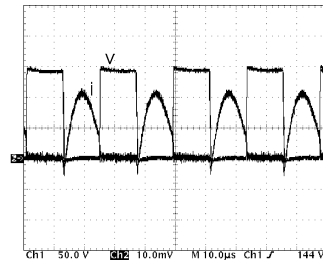
(a) Tensão e corrente na entrada (50 V/div, 1 A/div; 5 ms/div)



(b) Tensão e corrente na lâmpada (50 V/div, 500 mA/div; 10 μs/div)

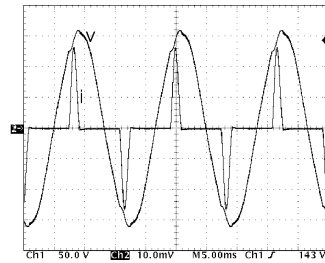


(c) Tensão “gate-source” de S_2 e corrente em D_{Z3} - D_{Z4} (5 V/div, 50 mA/div, 10 μs/div)

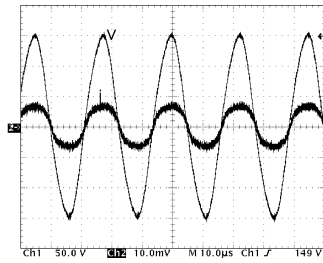


(d) Tensão e corrente no interruptor S_2 (50 V/div, 500 mA/div, 10 μs/div)

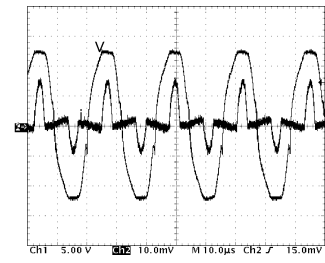
Figura 6.13 - Formas de ondas experimentais do REAO para $f_s=41$ kHz e resistência $R_d=0$ Ω.



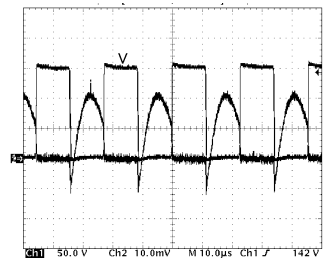
(a) Tensão e corrente na entrada (50 V/div, 1 A/div; 5 ms/div)



(b) Tensão e corrente na lâmpada (50 V/div, 500 mA/div; 10 μs/div)

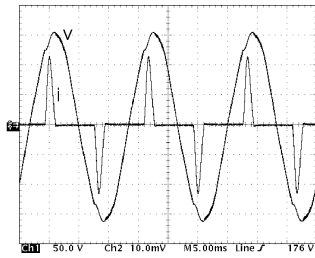


(c) Tensão “gate-source” em S_2 e corrente em D_{Z3} - D_{Z4} (5 V/div, 50 mA/div, 10 μs/div)

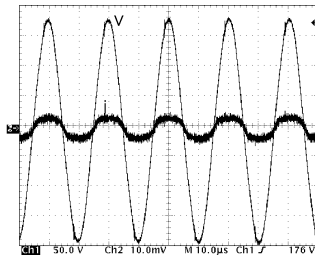


(d) Tensão e corrente no interruptor S_2 (50 V/div, 500 mA/div, 10 μs/div)

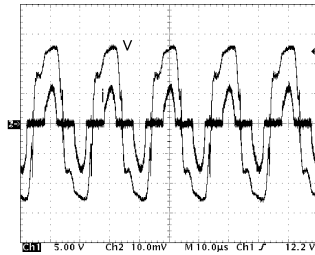
Figura 6.14 - Formas de ondas experimentais do protótipo implementado do REAO empregando a rede CR para $f_s=44$ kHz e resistência $R_d=50$ Ω.



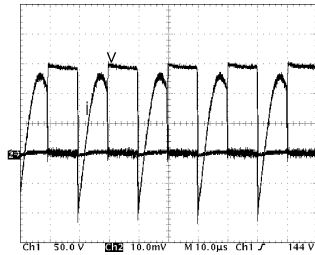
(a) Tensão e corrente na entrada (50 V/div, 1 A/div; 5 ms/div)



(b) Tensão e corrente na lâmpada (50 V/div, 500 mA/div; 10 μs/div)



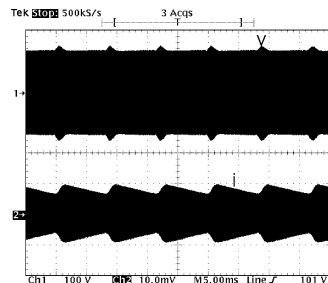
(c) Tensão “gate-source” de S_2 e corrente em D_{Z3} - D_{Z4} (5 V/div, 50 mA/div, 10 μs/div)



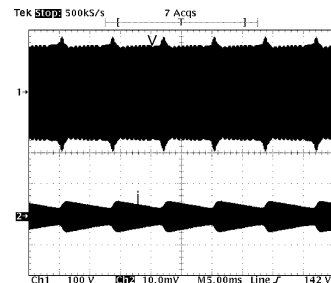
(d) Tensão e corrente no interruptor S_2 (50 V/div, 500 mA/div, 10 μs/div)

Figura 6.15 - Formas de ondas experimentais do protótipo implementado do REAO empregando a rede CR para $f_s=51$ kHz e resistência $R_f=275$ Ω.

As Figuras 6.14(a) e (b) mostram a envoltória da tensão e corrente na lâmpada fluorescente para as condições de potência máxima e mínima da lâmpada.



(a) Tensão e corrente na lâmpada para $f_s=41$ kHz (100 V/div, 500 mA/div, 5ms/div)



(b) Tensão e corrente na lâmpada para $f_s=51$ kHz (100 V/div, 500 mA/div, 5ms/div)

Figura 6.16 - Envoltória das formas de onda de tensão e corrente na lâmpada fluorescente.

6.3.3 Discussões

O controle de intensidade luminosa de lâmpadas fluorescentes para o REAO com a rede LR e rede CR são resumidos pelos gráficos

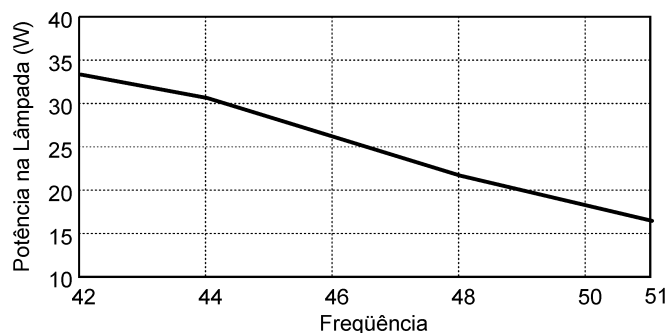
mostrados na Figura 6.17(a) e (b), nos quais observa-se a redução da potência na lâmpada à medida que a frequência de operação aumenta.

Os resultados apresentados demonstram a viabilidade do *REAO* no controle de intensidade luminosa de lâmpadas fluorescentes. Assim, a metodologia de projeto empregada e a forma de variar a frequência de operação podem ser estendidas a outras aplicações.

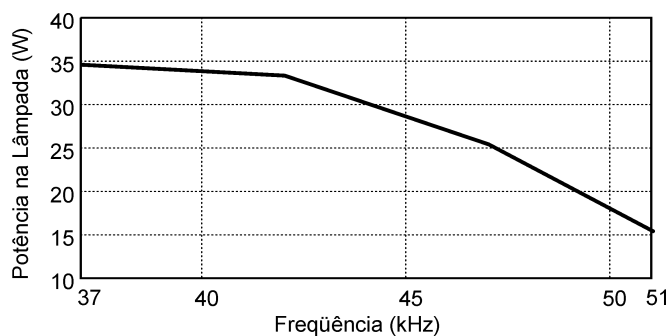
As principais características do *REAO* empregando a técnica de dimerização apresentada são:

Simplicidade: adiciona-se ao circuito de comando uma rede independente *LR* (ou *CR*). O desacoplamento entre o transformador de corrente *TC* de L_d (ou C_d) permite maior facilidade de análise e simplicidade, ao contrário da proposição [9].

Operação ZVS: A operação *ZVS* é garantida analisando as características de cada rede (*LR* ou *CR*) relacionando as faixas de frequências que devem ser atendidas para manter a operação *ZVS* mostradas nas Tabelas 6.2 e 6.3.



(a)



(b)

Figura 6.17 - Gráfico da potência na lâmpada fluorescente versus frequência para: (a) *REAO* com a rede *LR*; (b) *REAO* com a rede *CR*.

Praticabilidade: Além de controlar a intensidade luminosa do *REAO*, a confiabilidade e o baixo custo do *REAO* são garantidos empregando elementos passivos de baixa potência.

6.4 OUTRAS APLICAÇÕES EMPREGANDO A TÉCNICA PROPOSTA

Nesta etapa são mostradas as principais aplicações resultantes da análise realizada.

6.4.1 *REAO* com variação automática de luminosidade e detecção de presença empregando microcontrolador

A Figura 6.18 mostra o diagrama esquemático de um protótipo implementado empregando a rede *RL*. O controle automático desse sistema é possível substituindo o resistor R_d da rede passiva mostrada anteriormente por um transistor bipolar em meio a uma ponte retificadora (diodos D_6 - D_9) que conduz de forma bidirecional atuando como um resistor equivalente.

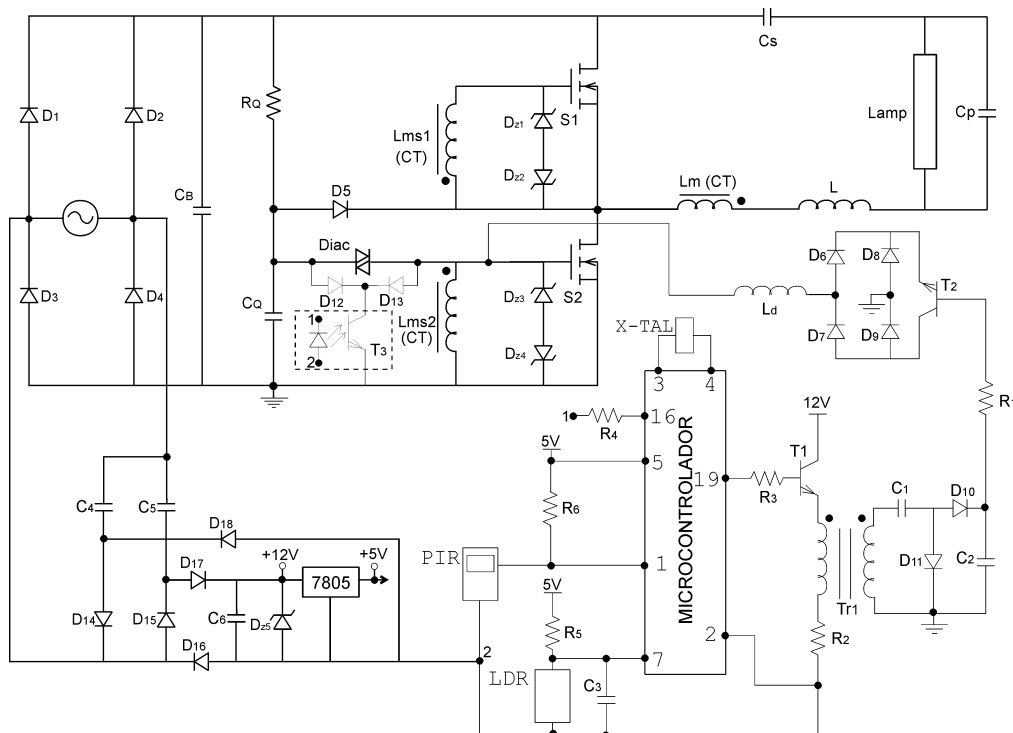


Figura 6.18 - Circuito do *REAO* com variação automática de luminosidade e detecção de presença empregando microcontrolador.

As Figuras 6.19(a) e (b) mostram as formas de onda da tensão e corrente na lâmpada fluorescente para mínima e máxima frequência de operação, respectivamente, enquanto as Figuras 6.19(c) e (d) mostram as formas de onda de tensão e corrente em um dos interruptores para as condições de mínima e máxima frequência de operação, em que se observa a operação ZVS.

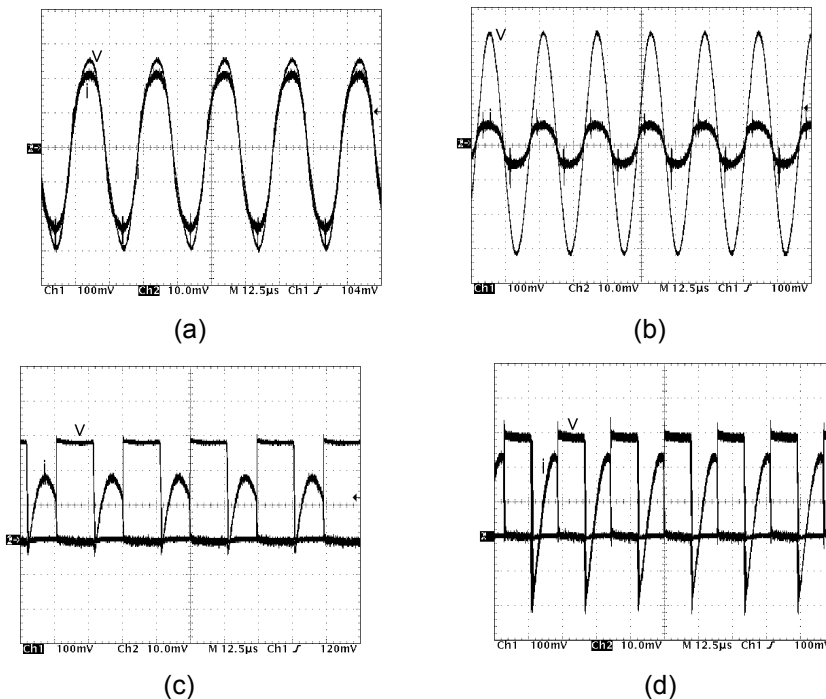


Figura 6.19 - Tensão e corrente na lâmpada - (a) 40 W (b) 10 W e Tensão e corrente no interruptor S_1 (c) 40 W (d)10 W. (50 V/div; 200 mA/div; 12,5 μ s/div).

A Figura 6.20 mostra a foto do protótipo do *REAO* com variação automática de luminosidade e detecção de presença empregando microcontrolador.

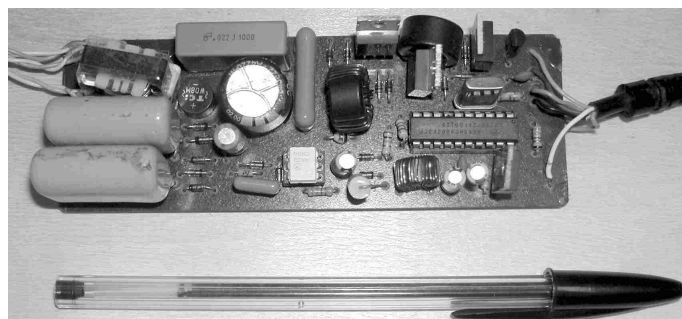


Figura 6.20 - Fotografia digital do protótipo do *REAO* apresentado.

6.4.2 REAO “Valley-fill” com correção do fator de crista da corrente da lâmpada fluorescente utilizando modulação em freqüência

Uma idéia similar proveniente do controle de freqüência é empregada na correção do fator de potência utilizando o circuito “valley-fill” modificado para reduzir o alto fator de crista da corrente da lâmpada fluorescente. A modulação em freqüência da corrente da lâmpada é realizada através do circuito mostrado na Figura 6.21.

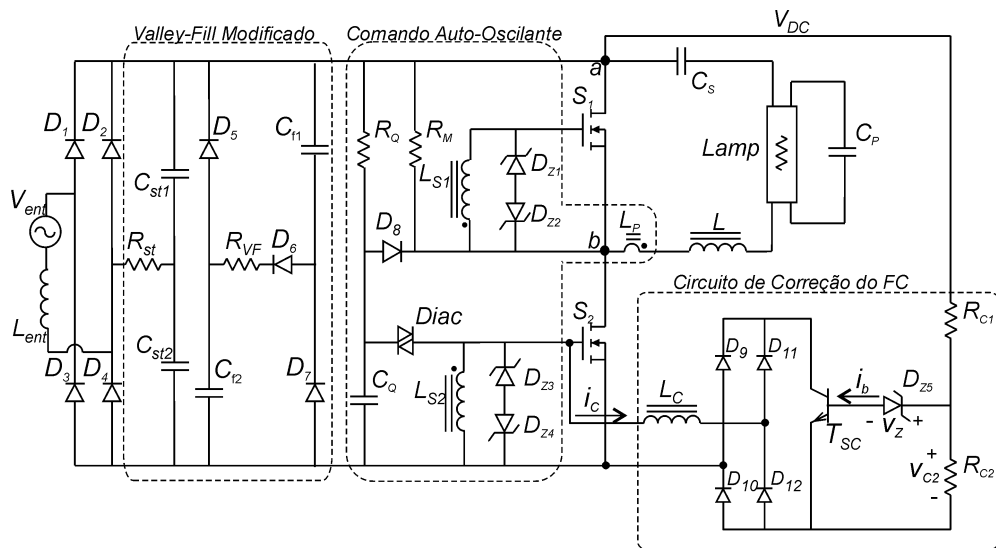


Figura 6.21 - Circuito do REAO com correção de fator de potência e do fator de crista da corrente da lâmpada fluorescente empregando modulação em freqüência.

As Figuras 6.22 (a) e (b) mostram resultados experimentais da tensão e corrente de entrada e tensão e corrente da lâmpada fluorescente em baixa freqüência.

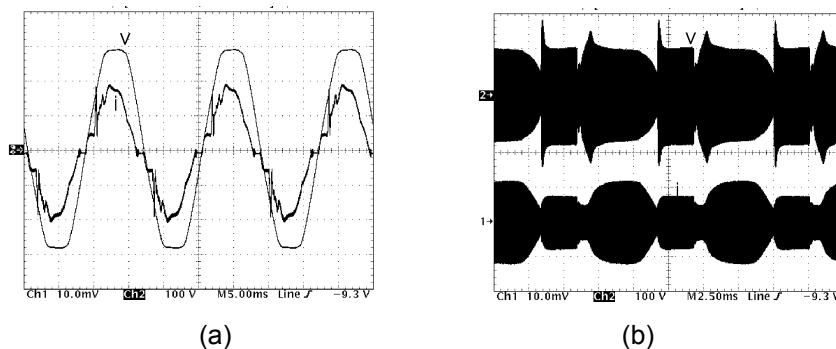


Figura 6.22 - Formas de onda (100V/div; 0,5 A): Tensão e corrente de entrada da rede de alimentação (5 ms) e (b) Tensão e corrente na lâmpada fluorescente(2,5ms).

A Figura 6.23 mostra a foto do protótipo implementado.

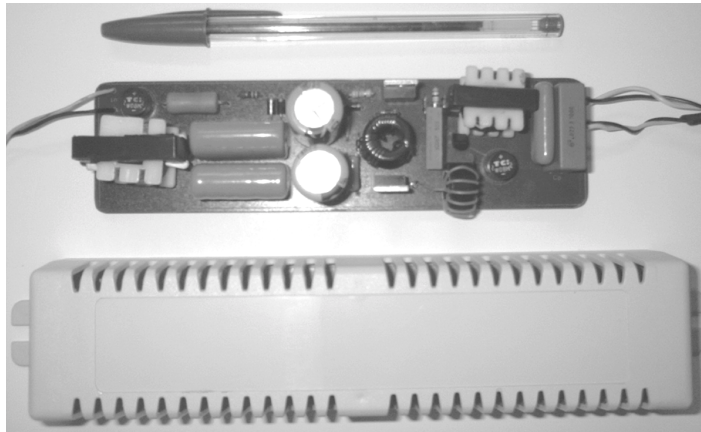


Figura 6.23 - Foto do protótipo implementado do REAO empregando o filtro “valley-fill” modificado empregando modulação em frequência da corrente da lâmpada fluorescente.

6.4.3 REAO com alto fator de potência para alimentação de quatro lâmpadas fluorescentes independentes

A Figura 6.24 mostra uma aplicação baseada no controle da frequência, em que se utiliza o circuito de comando auto-oscilante de forma independente da carga, isto é, em paralelo a um dos interruptores é colocado o circuito de comando auto-oscilante.

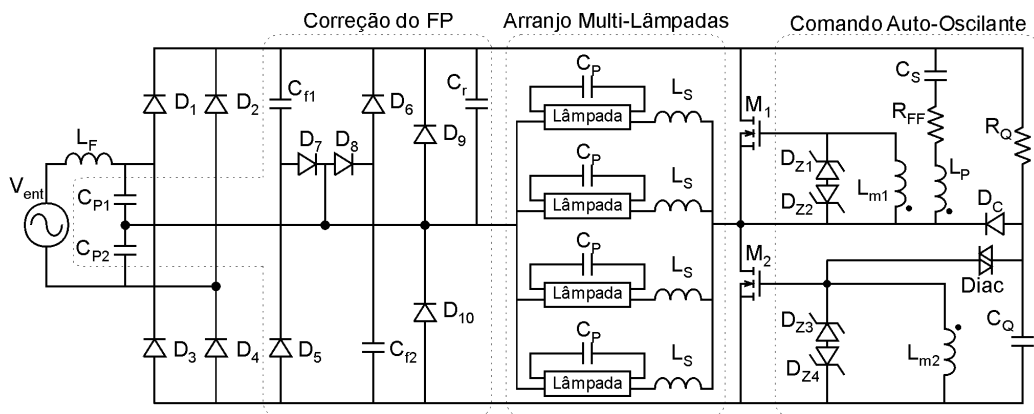


Figura 6.24 - Diagrama completo do reator.

As figuras 6.25 (a) a (d) mostram as formas de onda experimentais do reator. As figuras 6.25 (a) e (c) mostram a tensão e corrente de entrada e tensão e corrente na lâmpada empregando uma lâmpada fluorescente. As figuras 6.25 (b) e (d) mostram a tensão e

corrente de entrada e tensão e corrente na lâmpada empregando quatro lâmpadas, isto é, para carga total.

Observa-se que o protótipo mantém o fator de crista inferior a 1,75.

A independência da carga do circuito de comando implementado permite que se mantenha a frequência do circuito de forma inalterada.

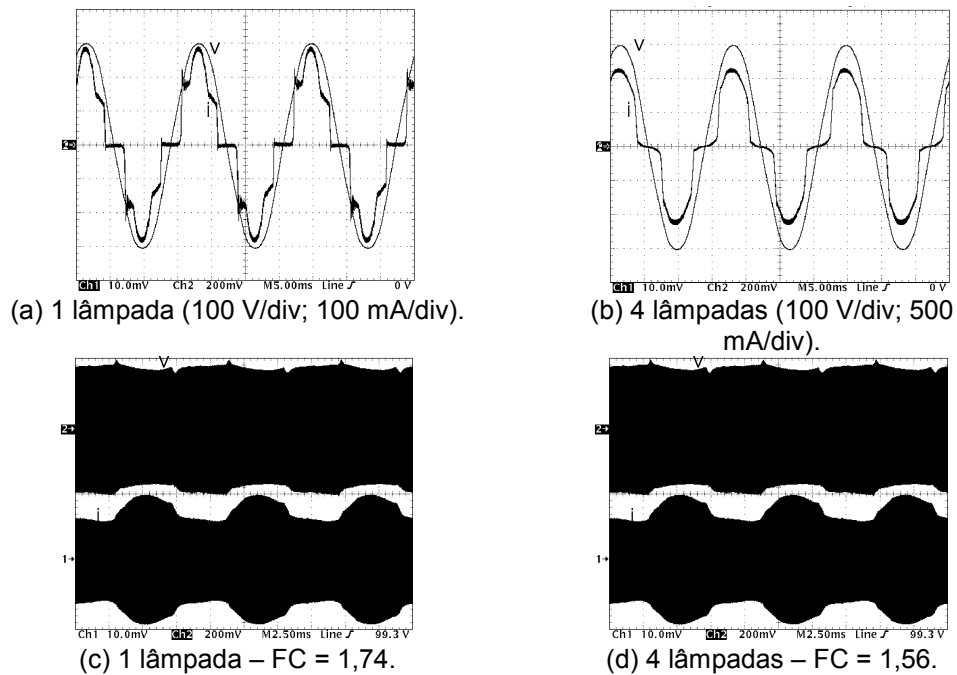


Figura 6.25 - Formas de ondas experimentais do protótipo implementado.

A Figura 6.26 mostra a foto do protótipo implementado.

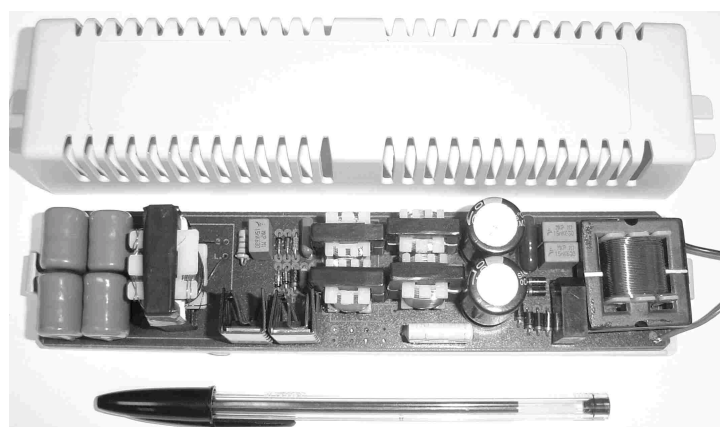


Figura 6.26 - REAO com frequência fixa e lâmpadas com funcionamento independente.

6.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo mostraram-se possibilidades de aplicações para o reator eletrônico auto-oscilante considerando o projeto e análise realizados nos capítulos anteriores. Duas formas simples para controle de intensidade luminosa empregando o *REAO* foram apresentadas. A simplicidade destas redes mantém a principal característica do circuito de comando, que são seu baixo custo e simplicidade de construção. A análise do *REAO* como um sistema de controle *SISO* de comportamento não-linear e o uso da *FD* e do critério estendido de estabilidade de Nyquist deram suporte na elaboração do procedimento de projeto e das aplicações mostradas neste capítulo.

CAPÍTULO 7

CONCLUSÃO GERAL

A iluminação artificial representa uma parcela significativa da energia elétrica consumida mundialmente. Os reatores eletrônicos e lâmpadas fluorescentes alimentados em alta frequência apresentam vantagens que vão desde um menor consumo de energia elétrica a uma significativa melhora na qualidade da iluminação. Neste mercado, muito competitivo e que envolve um montante significativo de capital, existe a necessidade constante de atender às necessidades do mercado consumidor, que são reatores simples, com baixo custo e eficientes. O circuito de comando auto-oscilante é uma opção simples e de baixo custo. No entanto, seu projeto não é uma tarefa simples. Na proposta deste trabalho, determinou-se um método de projeto adequado ao *REAO*, proporcionando o entendimento de seu comportamento e viabilizando sua utilização em maior número de aplicações. Para isto, realizou-se o estudo do filtro ressonante, que é parte importante do projeto do *REAO*.

No capítulo 2 apresentou-se o projeto do filtro ressonante, o qual é determinado baseado na fase da impedância do circuito ressonante e na aproximação fundamental. Assim, determinaram-se matematicamente e graficamente os componentes do filtro ressonante. A influência de cada componente do filtro ressonante na potência da lâmpada fluorescente foi avaliada na análise de sensibilidade.

No capítulo 3 verificaram-se as possíveis soluções para o projeto do *REAO*, optando-se por utilizar ferramentas, tais como: o método da função descritiva e o critério de estabilidade estendido de Nyquist. A partir desta análise, o *REAO* foi representado como um sistema de controle com as simplificações necessárias para solução de seu projeto.

No capítulo 4 desenvolveu-se a metodologia de projeto através do uso do método da função descritiva e o critério de estabilidade estendido de Nyquist. Demonstrou-se a possibilidade do uso destas ferramentas devido à característica passa baixa do filtro ressonante. Através da análise de estabilidade, determinaram-se expressões matemáticas, as quais foram utilizadas no projeto do *REAO*. Para ilustrar a metodologia de projeto desenvolvida, apresentaram-se exemplos de projeto, simulações e resultados experimentais. A proposição descrita permite que projetistas visualizem analítica e graficamente os resultados e a validade do projeto.

No capítulo 5 realizou-se uma análise alternativa do *REAO* empregando ferramentas no domínio do tempo. Nesta análise, verificou-se a validade da função descritiva, pois um método no domínio do tempo mais preciso apresentou resultados muito próximos.

No capítulo 6 estendeu-se as análises realizadas nos capítulos 3, 4 e 5, determinando-se uma forma alternativa de controle de intensidade luminosa com o circuito de comando auto-oscilante. Determinou-se uma forma simples e prática de dimerização por meio do controle da frequência de operação. Adicionou ao circuito de comando auto-oscilante dois componentes passivos de baixa potência para o controle da frequência de operação. Mostrou-se um exemplo de projeto e resultados experimentais para cada configuração apresentada.

As principais contribuições apresentadas neste trabalho são:

- determinação de uma metodologia de projeto adequada ao *REAO*;
- comparação entre ferramentas no domínio do tempo e da frequência, no intuito de certificar a validade do projeto empregando a função descritiva;
- alternativa de emprego do *REAO* em dimerização [7];
- possibilidade de expandir o trabalho apresentado para outras aplicações [28], [79]-[83].

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] KALINOWSKY, S. A.; MARTELLO, J. J.. **Electrical and Illumination Characteristics of Energy-saving Fluorescent Lighting as a Function of Potential**. IEEE Transactions on Industry Applications, v. 25, n. 2, p. 52-61, mar.-apr. 1989.
- [2] HAMMER, E. E.. **High Frequency Characteristics of Fluorescent Lamps up to 500 kHz**. Journal of the Illuminating Engineering Society, p.52-61, 1987.
- [3] HAMMER, E. E.; MCGOWAN, T. K.. **Characteristics of Various F40 Fluorescent Systems at 60 Hz and High Frequency**. IEEE Transactions on Industry Applications, v. 21, n. 1, p. 11-16, 1985.
- [4] OSRAM. **Reatores Eletrônicos**. Disponível em: <<http://www.osram.com.br/download/catalogo/eletronicos.pdf>>. Acesso em Ago. 2002.
- [5] RON HUI, S. Y.; LEE, L. M.; CHUNG, H. S.; HO, Y. K.. **An Electronic Ballast with Wide Dimming Range, High PF, and Low EMI**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 16, n. 4, p. 465-472, July 2001.
- [6] MOO, C. S.; CHENG, H. L.; CHANG, Y. N.. **Single-stage High-Power-Factor Dimmable Electronic Ballast with Asymmetrical Pulse-width-modulation for Fluorescent Lamps**. IEE Proc. Elect. Power Elec. Appl., v.148, n.2, p. 125-122, mar. 2001.
- [7] SEIDEL, Á. R.; BISOGNO, F. E.; PINHEIRO, H.; DO PRADO, R. N.. **Self-Oscillating Dimmable Electronic Ballast**. IEEE Transaction on Industrial Electronics v. 50, n. 6, p. 1267-1274, dec. 2003.
- [8] MICHEL, A. L.; PAPPIS, D.; CAMPOS, A.; DO PRADO, R. N.. **Electronic Ballast with Automatic Luminous Variation and**

- Presence Detection Using Microcontroller and Self-oscillating Command.** IEEE Industry Applications Conference, IAS 2002, record.
- [9] TAO, F.; ZHAO, Q.; LEE, F. C.; ONISHI, N.. **Self-oscillating Electronic Ballast with Dimming Control.** IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 2001, record.
- [10] QIAN, J.; LEE, F. C.; YAMAUCHI, T.. **Charge Pump Power-factor-Correction Dimming Electronic Ballast.** IEEE Transactions on Power Electronics, v. 14, n. 2, p. 461-467, may 1999.
- [11] TAO, F.; ZHAO, Q.; LEE, F. C.; ONISHI, N.. **Self-oscillating Single-stage Power-Factor-Correction Electronic Ballast with Duty-Ratio and Frequency Modulation.** IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2001, record.
- [12] HO, Y. K. E.; LEE, S. T. S.; CHUNG, H. S.; HUI, S. Y.. **A Comparative Study on Dimming Control Methods for Electronic Ballasts.** IEEE Transactions on Power Electronics, v. 16, n. 6, p. 828-826, nov. 2001.
- [13] MOO, C. S.; CHENG, H. L.; CHEN, H. N.; YEN, H.C.. **Designing Dimmable Electronic Ballast with Frequency Control.** IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 1999, record.
- [14] WU, T-; WU, Y-; SU, Z-.. **Design Considerations for Single-stage Electronic Ballast with Dimming Feature.** IEEE Transactions on Industry Applications, v. 27, n. 5, 1527-1542, sep.-oct. 2001.
- [15] WU, T-; YU, T-; CHIANG, M-.. **Single-Stage Electronic Ballast with Dimming Feature and Unity Power Factor.** IEEE Transactions on Power Electronics, v. 12, n. 2, p. 586-597, may 1998.
- [16] WU, T-; YU, T-.. **Analysis and Design of a High Power Factor, Single-stage Electronic Dimming Ballast.** IEEE Transactions on Industry Applications, v. 24, n. 2, p. 606-615, may-june. 1998.
- [17] MADER, U.; HORN, P.. **A Dynamical Model for the Electrical Characteristics of Fluorescent Lamps.** IEEE Industry Applications Conference, p. 1928-1924, IAS 1992.
- [18] CERVI, M.; FORTES, E. C.; SEIDEL, Á. R.; BISOGNO, F. E.; DO PRADO, R. N.. **Fluorescent Lamp Model Employing Tangent**
-

- Approximation.** IEEE Industry Applications Conference, p. 1249-1253, IAS 2001.
- [19] CERVI, M.; SEIDEL, Á. R.; BISOGNO, F. E.; DO PRADO, R. N.. **Fluorescent Lamp Model Based on the Equivalent Resistance Variation.** IEEE Industry Applications Conference, p. 680-684, IAS 2002.
- [20] VIEIRA, J. L. F.; CO, M.A.; ZORZAL, L. D.. **High Power Factor Electronic Ballast Based on a Single Power Processing Stage.** IEEE Power Electronics Specialists Conference, p. 687-692, PESC 1995.
- [21] ALVES, J. A.; PERIN, A. J.; BARBI, I.. **An Electronic Ballast with High Power Factor for Compact Fluorescent Lamps.** IEEE Industrial Applications Conference, v. 4, p. 2129-2135, IAS 1996.
- [22] PRADO, R. N.; SILVA, M. F.; JUNGBECK, M.; SEIDEL, A. R.. **Low Cost High Power Factor Electronic Systems for Compact Fluorescent Lamps.** IEEE Industry Applications Conference, p. 256-261, IAS 1999.
- [23] HAMMER, E.; NERONE, L. R.. **Performance Characteristics of an Integrally Ballasted 20-W Fluorescent Quad Lamp.** Journal of the Illuminating Engineering Society, p. 183-190, Summer 1993.
- [24] BRUMATTI, M.; RESENDE, C. Z.; SIMONETTI, D. S. L.; VIEIRA, J. L. F.. **Reator Eletrônico Auto Oscilante de Alto Fator de Potência com Indutores Acoplados.** Congresso Brasileiro de Automática, p. 1951-1956, CBA 2000.
- [25] RIBAS, J.; ALONSO, J. M.; CALLEJA, A. J.; COROMINAS, L.; RICO-SECADES, M.; CARDESÍN, J.. **Low-Cost Single-Stage Electronic Ballast Based on a Self-oscillating Resonant Inverter Integrated with a Buck-Boost PFC Circuit.** IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 48, n. 16, p. 1196-1204, 2001.
- [26] DALLA COSTA, M. A.; SEIDEL, Á. R.; BISOGNO, F. E.; DO PRADO, R. N.. **Self-oscillating Dimmable Electronic Ballast to Supply Two Independent Lamps.** IEEE Industry Applications Conference, p. 1069-1064, IAS 2002.
- [27] NERONE, R. L.. **Novel Self-oscillating Class E Ballast for Compact Fluorescent Lamps.** IEEE Transactions on Power Electronics, v. 16, n. 2, p. 175-182, mar. 2001.

- [28] SEIDEL, Á. R.; PAPPIS, D.; BISOGNO, F. E.; DO PRADO, R. N.. **Simple Valley-Fill Self-Oscillating Electronic Ballast with Low Crest Factor Using Pulse-Frequency-Modulation Self-Oscillating Electronic Ballast.** IEEE Industry Applications Conference, p. 779-784, IAS 2003.
- [29] NERONE, L. R.. **Analysis and Design of a Self-Oscillating Class E Ballast for Compact Fluorescent Lamps.** IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 48, n. 1, p. 151-160, Feb. 2001.
- [30] NERONE, L. R.. **A Mathematical Model of the Class D Converter for Compact Fluorescent Ballasts.** IEEE Transactions on Power Electronics, v. 10, n. 6, p. 708-715, Nov. 1995.
- [31] CHANG, C.; CHANG, J.; BRUNING, G. W.. **Analysis of the Self-Oscillating Series Resonant Inverter for Electronic Ballasts.** IEEE Transactions on Power Electronics, v. 14, n. 2, p. 522-540, may 1999.
- [32] CHANG, C.; BRUNING, G. W.. **Self-oscillating Electronic Ballast Analysis Via Relay Systems Approach.** IEEE Transactions on Industry Applications, v. 27, n. 1, p. 255-261, 2001.
- [33] SEIDEL, A. R.; PRADO, R. N.; BISOGNO, F. E.; DALLA COSTA, M. A.. **A Design Method for Electronic Ballast for Fluorescent Lamps.** IEEE Industrial Electronics Conference, p. 2279-2284, IECON 2000.
- [34] SEIDEL, Á. R.; PAVÃO, R. K.; BISOGNO, F. E.; DO PRADO, R. N.. **Self-Oscillating Electronic Ballast Design Based on the Point of View of Control System.** IEEE Industry Applications Conference, p. 211-217, IAS 2001.
- [35] YANG, Y. R.; CHEN, C. L.. **Analysis of Self-Excited Electronic Ballasts Using BJTs/Mosfets as Switching Devices.** IEE Proc. Circuits Devices Systems, v. 145, n. 2, apr. 1988.
- [36] PRINCE, D. C.; VODGES, F. B.. **A High Efficiency Vacuum Tube Oscillating Circuit.** Proceeding IRE, v. 12, p. 623-650, 1924.
- [37] WAGNER, C. F.. **Parallel Inverter with Resistance Load.** Westinghouse. Elec. and Mfg. Co., Electric Engineering, p. 1227-1235, nov. 1935.
- [38] HULME, V. B.. **Some Switching-Circuit Applications of Transistors and Saturable Magnetic Cores.** The Institution of Electrical Engineers, p.1235-1243, may 1959.

- [39] THERON, P. C.; SWANEPOEL, P. H.; SCHOEMAN, J. J.; FERREIRA, J. A.; WYK, J. D. V.. **Soft Switching Self-Oscillating Fet-Based Dc-Dc Converters**. IEEE Power Electronics Specialists Conference, p. 641-648, PESC 1992.
- [40] BAXANDALL, P. J.. **Transistor Sine-Wave LC Oscillators**. The Institution of Electrical Engineers, p. 748-758, feb. 1960.
- [41] NORMAN, P., SMITH, J. E.. **The Design of Transistor Blocking Oscillator**. The Institution of Electric Engineers, p. 1251-1259, apr. 1960.
- [42] INTERNATIONAL RECTIFIER.. **Electronic Ballasts Using the Cost-saving IR215x**. Disponível em: <<http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-995a.pdf>>, acesso em: ago. 2002.
- [43] MOTOROLA.. **Motorola Semiconductor Application Note: High Voltage, High Side Driver for Electronic Lamp Ballast Application**. AN1546/d. disponível em: <http://www.onsemi.com/pub/collateral/an1446-d.pdf>, acesso em: ago. 2002.
- [44] KAZIMIERCZUK, M. K.; SZARANIEC, W.. **Electronic Ballast for Fluorescent Lamps**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 8, n. 4, p. 286-295, oct. 1992.
- [45] PINHEIRO, H.; JAIN, P. K.; JOÓS, G.. **Self-Sustained Oscillating Resonant Converters Operating Above the Resonant Frequency**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 14, n. 5, p. 802-815, sep. 1999.
- [46] STEIGERWALD, R. L.. **A Comparison of Half-bridge Resonant Converter Topologies**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 2, n. 2, p. 174-182, apr. 1998.
- [47] COSBY, M. C.; NELMS, R. M.. **Designing a Parallel-loaded Resonant Inverter for Electronic Ballast Using the Fundamental Approximation**. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, p. 418-423, APEC 1993.
- [48] ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS: **Reatores Eletrônicos para Lâmpadas Fluorescentes tubulares – Prescrições Gerais e de Segurança**: NBR 14417, Rio de Janeiro, dez. 1999, 19 p.
- [49] ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS: **Reatores Eletrônicos para Lâmpadas Fluorescentes Tubulares –**

Prescrições de Desempenho: NBR 14418, Rio de Janeiro, dez. 1999, 23 p.

- [50] INTERNATIONAL STANDART: **IEC 61000-3-2 - Electromagnetic Compatibility (EMC)**, p. 17-27, 1995.
- [51] INTERNATIONAL STANDART: **IEC 61920 - Infrared Transmission Systems – Free Air Applications**, p. 1- 51. 1998.
- [52] KATAOKA, S.; ATAGI, K.. **Preventing IR Interference Between Infrared Waves Emitted by High-Frequency Fluorescent Lighting Systems and Infrared Remote Controls**. IEEE Transactions on Industry Applications, v. 33, n. 1, p. 239-245, jan.-fev., 1997.
- [53] ALLING, W. R.. **Important Design Parameters for Solid-state Ballasts**. IEEE Transactions on Industry Applications, v. 25, n. 2, p. 202-207, mar.-apr. 1989.
- [54] ANSI.. **High-Frequency Fluorescent Lamp Ballasts**. ANSI C82.11-1992.
- [55] ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS: **Lâmpadas Fluorescentes de Base Única - Prescrições de Desempenho:** NBR IEC 901, Rio de Janeiro, jan. 1997, 172p.
- [56] BOWERS, B.. **Historical Review of Artificial Lighting Source**, IEE Proc., v. 127, n.2, p. 127-122, apr. 1980.
- [57] FONSECA, R. S.. **Iluminação Elétrica**. Editora Mcgraw-Hill do Brasil.
- [58] SWAN, A.. **Holder for Incandescent Lamps**. Patent n. 313,965, mar. 1885.
- [59] EDISON, T. A.. **Electric-lamp**. Patent n. 223,898, jan. 1880.
- [60] OBE, H.. **Electric Lamps, Past and Present**. IEE Engineering Science and Education Journal, p. 161-170, aug. 1993.
- [61] 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, 1988.
- [62] PRADO, R. N.; BONALDO, S. A.. **A High-power-factor Electronic Ballast Using a Flyback Push-pull Integrated Converter**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 46, p. 796-802, aug. 1999.

- [63] BISOGNO, F. E.; PRADO, R. N.; SEIDEL, A. R.; MARCHESAN, T. B.. **A Boost Push-pull Electronic System with a Single Switch.** IEEE Industrial Electronics Conference, p.2279-2284, IECON 2000.
- [64] YU, T.-H.; WU, L.-M.. **Comparisons Among Self-excited Parallel Resonant, Series Resonant and Current-fed Push-pull Electronics Ballast.** IEEE Power Electronics Specialists Conference, p. 421-426, PESC 1994.
- [65] SIERRA, J. A.; KAISER, W.. **Comparison of Fluorescent Lamp Stabilization Methods in the Current-fed Push-pull Inverter.** IEEE Transactions on Industry Applications, v. 26, n.1, p. 105-110, jan-feb., 2000.
- [66] TAKAHASHI, Y., KAMATA, M., SHIMIZU, K.. **Efficiency Improvement of Electronic Ballast.** IEEE Industry Applications Conference, IAS 1997, record.
- [67] MCLYMAN, W. T.. **Transformer and Inductor Design Handbook.** 2nd. Ed. Marcel Dekker, inc, New York.
- [68] OGATA, K.. **Engenharia de Controle Moderno.** Segunda Edição. Editora PHB, 1992.
- [69] SLOTINE, J-J E.; LI, W.. **Applied Nonlinear Control.** Prentice Hall Englewood Cliffs, New Jersey, 1991, p.159-190.
- [70] GILLE, J. C.; PELEGRIN, M. J.; DECAULNE, P.. **Control Systems Engineering.** Mcgraw-hill, 1959.
- [71] THALER, G. J.; PASTEL, M. P.. **Analysis and Design of Nonlinear Control Systems.** Mcgraw-Hill, 1962.
- [72] PEREIRA, L. F.; HAFFNER, J. F.. **Apostila Didática - Projetos de Sistemas de Controle - Critério de Estabilidade de Nyquist.** <http://diana.ee.pucrs.br/~gacs/new/disciplinas/psc/apostilas/aula4.pdf> . acessado em nov. 2003.
- [73] PHILIPS, C. L.; HARBOR, R.. **Sistemas de Controle e Realimentação.** Ed. Makron Books. São Paulo, 1996.
- [74] DORF, R. C. E BISHOP, R. H.. **Modern Control Systems.** Oitava Edição. Editora Addison Welley Longman, 1998.
- [75] TAO, F.; LEE, F. C; ONISHI, N.. **A Self-oscillating Drive for Single-Stage Charge Pump Power-Factor-Correction with Frequency Modulation.** IAS 2000, Record.

- [76] 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.
- [77] BISOGNO, F. E.. **Topologia para Iluminação Fluorescente Utilizando Conversor Boost-Push-Pull Integrado com um Único Interruptor.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2001.
- [78] BISOGNO, F. E.; SEIDEL, Á. R.; HOLSBACH, R.; DO PRADO, R. N.. **Resonant Filter Applications in Electronic Ballast.** IEEE Industry Applications Conference, v. 2, p. 348-354, IAS 2002.
- [79] MICHEL, A. L.. **Sistema Eletrônico Auto-Oscilante com Controle de Intensidade Luminosa por Microcontrolador.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2002.
- [80] 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.
- [81] EGERT, F. A.. **Reator Eletrônico Auto-oscilante para Uma Lâmpada de Vapor de Sódio de Alta Pressão.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2004.
- [82] PAPPIS, D., SEIDEL, A. R.; PRADO, R. N.; BISOGNO, F. E.. **Automatic Luminous Control for Self-oscillating Electronic Ballast.** IEEE Industry Applications conference, v. 2, p. 773-778, IAS 2003.
- [83] PAPPIS, D., MACHADO, M. L., PRADO, R. N.. **Self-Oscillating Electronic Ballast with Universal Input Voltage Range.** IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 2004, Record.
- [84] BOYLESTAD, R., NASHELSKY, L.. **Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos:**Apêndice B. Editora Prentice Hall do Brasil, Rio de Janeiro, 1994.
- [85] UNITRODE, I. C.. **Power Supply Design Seminar.** Merrimack, 1993.

- [86] PRADO, R. N.. **Apostila de Eletrônica de Potência**. 2004.
- [87] SEIDEL, A. R., PEREIRA, L. F., DO PRADO, R. N.. **Self-Oscillating Circuit Behavior Evaluation Through Non-Linear Dynamic Systems Analysis**. IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 2004, Record.

ANEXOS

ANEXO A - TENSÃO NO BARRAMENTO

A.1 FATOR DE ONDULAÇÃO DO RETIFICADOR

Uma forma simples de determinar o capacitor de barramento C_B , baseada em [84] e [85], é descrita a seguir:

A energia fornecida em um ciclo inteiro pela rede de alimentação é

$$E_{ca} = \frac{P}{f_{ca}} \quad (\text{A.1})$$

O capacitor C_B pode ser determinado através da diferença de energia em meio período (vide Figura A.1), relacionando as tensões máximas e mínimas no barramento por:

$$\begin{aligned} \frac{E_{ca}}{2} &= \frac{1}{2} C_B V_{\max}^2 - \frac{1}{2} C_B V_{\min}^2 \\ E_{ca} &= C_B (V_{\max}^2 - V_{\min}^2) \\ C_B &= \frac{E_{ca}}{(V_{\max}^2 - V_{\min}^2)} \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

Substituindo (A.1) em (A.2), obtém-se a capacitância de C_B para a ondulação máxima especificada $\Delta V = V_{\max} - V_{\min}$. Assim

$$C_B \geq \frac{P}{f_{ca} (V_{\max}^2 - V_{\min}^2)} \quad (\text{A.3})$$

sendo $V_{\max} = \sqrt{2} V_{ca}$.

Assumindo uma forma de onda triangular da ondulação, tem-se a tensão média no barramento:

$$E = V_{\max} - \frac{\Delta V}{2} \quad (\text{A.4})$$

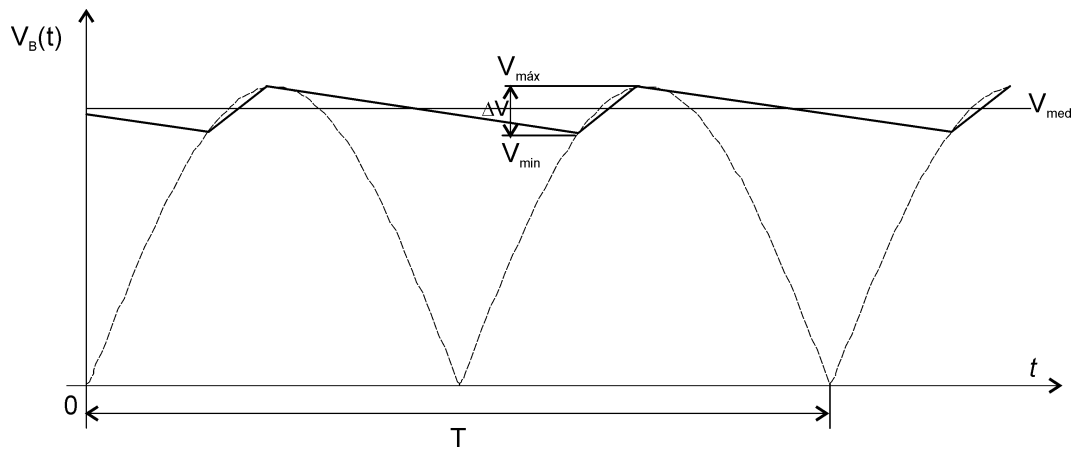


Figura A.1 – Forma de onda da tensão no barramento

ANEXO B - COEFICIENTES

Os coeficientes da matriz transição de estado são determinados por:

$$\phi(s) = (s \cdot I - A)^{-1} = \frac{Adj(s \cdot I - A)}{|sI - A|} = \frac{(cof(s \cdot I - A))^T}{|sI - A|} \quad (B.1)$$

A matriz (sI-A) é determinada por:

$$\begin{aligned} (s \cdot I - A) &= \begin{bmatrix} s & s & s \\ s & s & s \\ s & s & s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_s} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_p} & 0 & -\frac{1}{R_L C_p} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} s & 0 & 0 \\ 0 & s & 0 \\ 0 & 0 & s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_s} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_p} & 0 & -\frac{1}{R_L C_p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s & \frac{1}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C_s} & s & 0 \\ -\frac{1}{C_p} & 0 & s + \frac{1}{R_L C_p} \end{bmatrix} \\ (s \cdot I - A) &= \begin{bmatrix} s & \frac{1}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C_s} & s & 0 \\ -\frac{1}{C_p} & 0 & s + \frac{1}{R_L C_p} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Define-se a matriz co-fatora de (sI-A) por

$$cof(s \cdot I - A) = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix}.$$

Assim, determina-se os elementos a_{ij} 's da $cof(sI-A)$ por:

$$a_{11} = \begin{vmatrix} s & 0 \\ 0 & s+1/C_p R_L \end{vmatrix} (-1)^{1+1} = s(s+1/C_p R_L)$$

$$a_{12} = \begin{vmatrix} -1/C_s & 0 \\ -1/C_p & s+1/C_p R_L \end{vmatrix} (-1)^{1+2} = \frac{1}{C_s}(s+1/C_p R_L)$$

$$a_{13} = \begin{vmatrix} -1/C_s & s \\ -1/C_p & 0 \end{vmatrix} (-1)^{1+3} = \frac{s}{C_p}$$

$$a_{21} = \begin{vmatrix} 1/L & 1/L \\ 0 & s+\frac{1}{C_p R_L} \end{vmatrix} (-1)^{2+1} = \frac{-1}{L} \left(s + \frac{1}{C_p R_L} \right)$$

$$a_{22} = \begin{vmatrix} s & 1/L \\ -1/C_p & s+\frac{1}{C_p R_L} \end{vmatrix} (-1)^{2+2} = \frac{s^2 L C_p R_L + sL + R_L}{C_p R_L L}$$

$$a_{23} = \begin{vmatrix} s & 1/L \\ -1/C_p & 0 \end{vmatrix} (-1)^{2+3} = \frac{-1}{L C_p}$$

$$a_{31} = \begin{vmatrix} 1/L & 1/L \\ s & 0 \end{vmatrix} (-1)^{3+1} = \frac{-s}{L}$$

$$a_{32} = \begin{vmatrix} s & 1/L \\ -1/C_s & 0 \end{vmatrix} (-1)^{3+2} = \frac{-1}{L C_s}$$

$$a_{33} = \begin{vmatrix} s & 1/L \\ -1/C_s & s \end{vmatrix} (-1)^{3+3} = \frac{s^2 L C_s + 1}{L C_s}.$$

Definem-se as constantes $d = 1/C_s$, $e = -1/C_p$ e $f = -1/L$, que são substituídas nos coeficientes a_{ij} determinados acima, obtendo-se:

$$\text{cof}(s \cdot I - A) = \begin{bmatrix} s(s+a) & d(s+a) & es \\ f(s+a) & s(s+a) - fe & fe \\ fs & df & s^2 - df \end{bmatrix}$$

$$\text{cof}(s \cdot I - A)^T = \begin{bmatrix} s(s+a) & f(s+a) & fs \\ d(s+a) & s(s+a) - fe & df \\ es & fe & s^2 - df \end{bmatrix} \quad (\text{B.2})$$

O determinante de $(sI-A)$ é dado por:

$$\Delta = |sI - A| = s^3 + as^2 + bs + c \quad (\text{B.3})$$

Substituindo, (B.2) e (B.3) em (B.1) obtém-se a matriz :

$$\phi(s) = \begin{vmatrix} \frac{s(s+a)}{\Delta} & \frac{f(s+a)}{\Delta} & \frac{fs}{\Delta} \\ \frac{d(s+a)}{\Delta} & \frac{s(s+a)-fe}{\Delta} & \frac{df}{\Delta} \\ \frac{es}{\Delta} & \frac{fe}{\Delta} & \frac{s^2-df}{\Delta} \end{vmatrix} \quad (\text{B.4})$$

A matriz transição de estados $\phi(t)$ é determinada por $e^{At} = \mathcal{L}^{-1} \phi(s)$. No item 5.4.1 é mostrado que o filtro ressonante apresenta dois pólos complexos e conjugados e um pólo real.

Assim, a solução dos elementos de $\phi(t)$ são determinados por polinômios do tipo:

$$\begin{aligned} \phi_{11}(s) &= \frac{A_1}{s-\lambda} + \frac{A_2}{s-\lambda_2} + \frac{A_3}{s-\lambda_3} \\ \phi_{12}(s) &= \frac{B_1}{s-\lambda} + \frac{B_2}{s-\lambda_2} + \frac{B_3}{s-\lambda_3} \\ &\vdots \\ \phi_{32}(s) &= \frac{H_1}{s-\lambda} + \frac{H_2}{s-\lambda_2} + \frac{H_3}{s-\lambda_3} \\ \phi_{33}(s) &= \frac{I_1}{s-\lambda} + \frac{I_2}{s-\lambda_2} + \frac{I_3}{s-\lambda_3} \end{aligned} \quad (\text{B.5})$$

em que $A_j = \frac{n(\lambda_j)}{d'(\lambda_j)}$, $B_j = \frac{n(\lambda_j)}{d'(\lambda_j)}$, ..., $H_j = \frac{n(\lambda_j)}{d'(\lambda_j)}$, $I_j = \frac{n(\lambda_j)}{d'(\lambda_j)}$

A resposta dos elementos de (5.19) são determinadas por:

$$\begin{aligned}
\phi_{11}(t) &= A_1 e^{\lambda t} + A_2 e^{\lambda 2t} + A_3 e^{\lambda 3t} \\
\phi_{12}(t) &= B_1 e^{\lambda t} + B_2 e^{\lambda 2t} + B_3 e^{\lambda 3t} \\
&\vdots \\
\phi_{32}(t) &= H_1 e^{\lambda t} + H_2 e^{\lambda 2t} + H_3 e^{\lambda 3t} \\
\phi_{33}(t) &= I_1 e^{\lambda t} + I_2 e^{\lambda 2t} + I_3 e^{\lambda 3t}
\end{aligned}$$

O denominador Δ pode ser representado em termos dos coeficientes a , b e c , o qual pode ser igualado em termos de ξ , ω_n , ω_d , através de (B.6).

$$T(s) = \frac{n(s)}{(s-\lambda)(s^2 + 2 \cdot \xi \omega_n s + \omega_n^2)} = \frac{n(s)}{s^3 + as^2 + bs + c} \quad (\text{B.6})$$

Comparando-se os termos do denominador de (B.6), obtém-se a igualdade $(s-\lambda)(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2) = s^3 + as^2 + bs + c$, que expandindo toma a forma de (B.7).

$$s^3 + s^2(2\xi\omega_n - \lambda) + s(-2\xi\omega_n\lambda + \omega_n^2) - \lambda\omega_n^2 = s^3 + as^2 + bs + c \quad (\text{B.7})$$

Comparando-se termo a termo em (B.7) obtém-se:

$$2\xi\omega_n - \lambda = a \quad (\text{B.8})$$

$$\lambda\omega_n^2 = c \quad (\text{B.9})$$

$$-2\xi\omega_n\lambda + \omega_n^2 = b \quad (\text{B.10})$$

De (B.8), (B.9) e (B.10) obtém-se $\lambda = \frac{c}{\omega_n^2}$; $-2\xi\omega_n - \frac{c}{\omega_n^2} = a$ e

$\xi = \frac{1}{2\omega_n} \left(a - \frac{c}{\omega_n^2} \right)$, que substituindo em (B.10) obtém-se:

$$2 \frac{1}{2\omega_n} \left(a - \frac{c}{\omega_n^2} \right) \frac{c}{\omega_n^2} + \omega_n^2 = b \quad (\text{B.11})$$

$$\left(\omega_n^2 a - c\right) \frac{c}{\omega_n^4} + \omega_n^2 = b \quad (\text{B.12})$$

$$\left(\omega_n^2 a - c\right) c + \omega_n^6 = b \omega_n^4 \quad (\text{B.13})$$

$$\omega_n^6 - b \omega_n^4 + \omega_n^2 a c - c^2 = 0 \quad (\text{B.14})$$

O grau do polinômio de ω_n mostrado em (B.14) é 6. Portanto, este polinômio apresenta 6 raízes. Substituindo $\omega_n^2 = x$ soluciona-se x empregando a função “solve” da solução simbólica do software *mathcad*:

$$x^3 - bx^4 + xac - c^2 = 0, \quad (\text{B.15})$$

com a qual obtém-se as raízes :

$$x_1 = \frac{1}{6} \frac{R_1}{Q}, x_2 = \frac{1}{12} \frac{R_2 + jR_3}{Q} \text{ e } x_3 = \frac{1}{12} \frac{R_2 + jR_3}{Q}.$$

em que:

$$Q = \sqrt[3]{-36abc + 108c^2 + 8b^3 + 12\sqrt{12a^3c^3 - 3b^2a^2c^2 - 54abc^3 + 81c^4 + 12c^2b^3}}$$

que é reescrito na forma: $Q = \sqrt[3]{Q_1 + 12Q_2}$, sendo

$$Q_1 = -36abc + 108c^2 + 8b^3,$$

$$Q_2 = \sqrt{12a^3c^3 - 3b^2a^2c^2 - 54abc^3 + 81c^4 + 12c^2b^3}.$$

R_1 e R_2 e R_3 são definidos por:

$$R_1 = Q^2 - 12ac + 4b^2 + 2bQ, R_2 = -Q^2 + 12ac - 4b^2 + 4bQ \text{ e}$$

$$R_3 = \sqrt{3}(Q^2 + 12ac - 4b^2).$$

Como $\omega_n^2 = x$, as seis raízes de ω_n são:

$$\omega_{n1,2} = \pm \sqrt{\frac{1}{6} \frac{R_1}{Q}} \quad (\text{B.16})$$

$$\omega_{n3,4} = \pm \sqrt{\frac{1}{12} \frac{R_2 + jR_3}{Q}} \quad (\text{B.17})$$

$$\omega_{n5,6} = \pm \sqrt{\frac{1}{12} \frac{R_2 + jR_3}{Q}} \quad (\text{B.18})$$

Das soluções de ω_n (B.16), (B.17) e (B.18) somente (B.16) é uma solução possível para freqüência de ressonância angular sem amortecimento, das quais a de valor positivo ω_{n1} é a de interesse.

Portanto:

$$\omega_n = \omega_{n1} = \sqrt{\frac{1}{6} \frac{R_1}{Q}} \quad (\text{B.17})$$

e obtém-se:

$$\lambda = -\frac{c}{\omega_n^2} \quad (\text{B.18})$$

$$\xi = \frac{1}{2\omega_n} \left(a - \frac{c}{\omega_n^2} \right) \quad (\text{B.19})$$

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} \quad (\text{B.20})$$

Assim, a solução dos coeficientes de $\phi(t)$ mostrada no capítulo 5 é obtida em função de ξ , ω_n , ω_d . Substituindo esses coeficiente em (B.7) obtém-se os elementos de $\phi(t)$.

Os coeficientes dos elementos da matriz transição de estados $\phi(t)$ são determinados obtendo a transformada inversa de $\phi(s)$ expandindo os termos em frações parciais e determinando os resíduos associados aos pólos existentes.

Assim, determinam-se os coeficientes da matriz transição de estados mostrados a seguir:

$$A_{1n} = (-2\xi\omega_n\omega_d^2\lambda + 6\omega_d^4 + 2\xi^4\omega_n^4 - 2\xi^2\omega_n^4 - 2\omega_d^2\omega_n^2 + 8\xi^2\omega_d^2\omega_n^2 + 2\xi\omega_n^3\lambda + \dots \\ 4\omega_d^2\lambda^2 - 2\xi^3\omega_n^3\lambda) / d_1$$

$$A_{2n} = (-4\xi\omega_n\omega_d^3 + 2\omega_d^3\lambda - 2\omega_d\omega_n^2\lambda + 2\xi^2\omega_n^2\omega_d\lambda + 4\xi\omega_n\omega_d\lambda^2 + \dots \\ - 4\xi^3\omega_n^3\omega_d) / d_1,$$

$$A_{3n} = 2\lambda\xi\omega_n / d_2$$

$$B_{1n} = (2\xi^3\omega_n^3 + 10\xi\omega_n\omega_d^2 - 2\xi\omega_n^3 - 2\omega_d^2\lambda - 2\lambda\xi^2\omega_n^2 + 2\lambda\omega_n^2) / (L \cdot d_1),$$

$$B_{2n} = (2\xi^2\omega_n^2\omega_d - 6\omega_d^3 + 2\omega_d\omega_n^2 - 4\lambda^2\omega_d) / (L \cdot d_1),$$

$$B_{3n} = (-2\xi\omega_n) / (L \cdot d_2)$$

$$C_{1n} = (-2\xi^3\omega_n^3 - 2\xi\omega_n\omega_d^2 + 2\xi\omega_n^3 + 2\omega_d^2\lambda) / (L \cdot d_1),$$

$$C_{2n} = (-6\xi^2\omega_n^2\omega_d - 4\xi\omega_n\omega_d\lambda - 6\omega_d^3 + 2\omega_d\omega_n^2) / (L \cdot d_1),$$

$$C_{3n} = -\lambda / (L \cdot d_2)$$

$$D_{1n} = (-2\xi^3\omega_n^3 - 10\xi\omega_n\omega_d^2 + 2\xi\omega_n^3 + 2\omega_d^2\lambda + 2\lambda\xi^2\omega_n^2 - 2\lambda\omega_n^2) / (C_s \cdot d_1),$$

$$D_{2n} = (2\xi^2\omega_n^2\omega_d - 6\omega_d^3 + 2\omega_d\omega_n^2 - 4\omega_d^2\lambda^2) / (C_s \cdot d_1),$$

$$D_{3n} = -2\xi\omega_n / (C_s \cdot d_2),$$

$$E_{1n} = ((-6\omega_d^3 + 2\omega_n^2 - 2\xi^2\omega_n^2) / (C_p L) + 2\xi^4\omega_n^4 - 2\xi^2\omega_n^4 - 2\omega_d^2\omega_n^2 + 6\omega_d^2 + \dots \\ - 2\xi\omega_n\lambda\omega_d^2 - 2\xi^3\omega_n^3\lambda + 4\omega_d^2\lambda^2 + 2\xi\omega_n^3\lambda + 8\xi^2\omega_n^2\omega_d^2) / (C_s \cdot d_1)$$

$$D_{1n} = (-2\xi^3\omega_n^3 - 10\xi\omega_n\omega_d^2 + 2\xi\omega_n^3 + 2\omega_d^2\lambda + 2\lambda\xi^2\omega_n^2 - 2\lambda\omega_n^2) / (C_s \cdot d_1),$$

$$D_{2n} = (2\xi^2\omega_n^2\omega_d - 6\omega_d^3 + 2\omega_d\omega_n^2 - 4\omega_d^2\lambda^2) / (C_s \cdot d_1),$$

$$D_{3n} = -2\xi\omega_n / (C_s \cdot d_2),$$

$$E_{1n} = ((-6\omega_d^3 + 2\omega_n^2 - 2\xi^2\omega_n^2) / (C_p L) + 2\xi^4\omega_n^4 - 2\xi^2\omega_n^4 - 2\omega_d^2\omega_n^2 + 6\omega_d^2 + \dots \\ - 2\xi\omega_n\lambda\omega_d^2 - 2\xi^3\omega_n^3\lambda + 4\omega_d^2\lambda^2 + 2\xi\omega_n^3\lambda + 8\xi^2\omega_n^2\omega_d^2) / (C_s \cdot d_1)$$

$$E_{2n} = ((\omega_d\lambda + \xi\omega_n\omega_d) / (C_p L)) - 2\omega_d\lambda\omega_n^2 + 4\xi\omega_n\lambda^2\omega_d - 4\xi^3\omega_n^3\omega_d + \dots$$

$$- 4\omega_d^3\xi\omega_n + 2\xi^2\omega_n^2\omega_d\lambda + 2\omega_d^3\lambda) / d_1$$

$$E_{3n} = (2\lambda\xi\omega_n + 1 / C_p L) / d_2,$$

$$\begin{aligned}
F_{1n} &= (2\xi^2\omega_n^2 + 6\omega_d^2 - 2\omega_n^2)/(LC_S \cdot d_1), \\
F_{2n} &= (-4\xi\omega_n\omega_d - 4\omega_d\lambda)/(LC_S \cdot d_1), \\
F_{3n} &= -1/(LC_S \cdot d_2) \\
G_{1n} &= (2\xi^3\omega_n^3 + 2\xi\omega_n\omega_d^2 - 2\xi\omega_n^3 - 2\omega_d^2\lambda)/(C_p \cdot d_1), \\
G_{2n} &= (-6\xi^2\omega_n^2\omega_d - 4\xi\omega_n\omega_d\lambda - 6\omega_d^3 + 2\omega_d\omega_n^2)/(C_p \cdot d_1), \\
G_{3n} &= \lambda/(C_p \cdot d_2) \\
H_{1n} &= \xi^2\omega_n^2 + 6\omega_d^2 - 2\omega_n^2)/(C_p L \cdot d_1), \\
H_{2n} &= (-4\xi\omega_n\omega_d - 4\omega_d\lambda)/(C_p L \cdot d_1), \\
H_{3n} &= -1/(C_p L \cdot d_2), \\
I_{1n} &= (-2\xi^2\omega_n^2 - 6\omega_d^2 + 2\omega_n^2)/(LC_S) - 2\xi^2\omega_n^4 + 4\xi^2\omega_n^2\omega_d^2 + 2\xi^2\omega_n^4 + .. \\
& 8\xi\omega_n\omega_d^2\lambda - 2\omega_d^2\omega_n^2 / d_1 \\
I_{2n} &= ((-4\xi\omega_n\omega_d - 4\omega_d\lambda)/(LC_S) - 8\xi^3\omega_n^3\omega_d - 4\xi^2\omega_n^2\omega_d\lambda - 8\xi\omega_n\omega_d + .. \\
& 4\xi\omega_n^3\omega_d + 4\omega_d^3\lambda) / d_1, \\
I_{3n} &= (\lambda^2 + 1/(LC_S)) / d_3 \\
d_1 &= \xi^4\omega_n^4 + 10\xi^2\omega_n^2\omega_d^2 - 2\xi^2\omega_n^4 + 9\omega_d^4 - 6\omega_n^2\omega_d^2 + \omega_n^4 + 8\xi\omega_n\omega_d^2\lambda + 4\omega_d^2\lambda^2, \\
d_2 &= \lambda^2 + 2\lambda\xi\omega_n + \omega_n^2, \\
d_3 &= \lambda\xi^2\omega_n^2 + \lambda\omega_d^2
\end{aligned}$$

Os coeficientes da resposta forçada são determinados resolvendo a integral em (5.6), obtendo-se:

$$\begin{aligned}
A_{1f} &= E(\xi\omega_n A_{1n}\lambda - \omega_d A_{2n}\lambda - A_{3n}\xi^2\omega_n^2 - A_{3n}\omega_d^2)/(L \cdot d_3), \\
A_{2f} &= E\lambda(A_{2n}\omega_d - A_{1n}\xi\omega_n)/(L \cdot d_3), \\
A_{3f} &= E\lambda(A_{1n}\omega_d + A_{2n}\xi\omega_n)/(L \cdot d_3) \\
A_{4f} &= EA_{3n}(\xi^2\omega_n^2 + \omega_d^2)/(L \cdot d_3),
\end{aligned}$$

$$D_{1f} = E(\xi\omega_n D_{1n}\lambda - \omega_d D_{2n}\lambda - D_{3n}\xi^2\omega_n^2 - D_{3n}\omega_d^2)/(L \cdot d_3),$$

$$D_{2f} = E\lambda(D_{2n}\omega_d - D_{1n}\xi\omega_n)/(L \cdot d_3),$$

$$D_{3f} = E\lambda(D_{1n}\omega_d + D_{2n}\xi\omega_n)/(L \cdot d_3),$$

$$D_{4f} = ED_{3n}(\xi^2\omega_n^2 + \omega_d^2)/(L \cdot d_3),$$

$$G_{1f} = E(\xi\omega_n G_{1n}\lambda - \omega_d G_{2n}\lambda - G_{3n}\xi^2\omega_n^2 - G_{3n}\omega_d^2)/(L \cdot d_3),$$

$$G_{2f} = E\lambda(G_{2n}\omega_d - G_{1n}\xi\omega_n)/(L \cdot d_3),$$

$$G_{3f} = E\lambda(G_{1n}\omega_d + G_{2n}\xi\omega_n)/(L \cdot d_3),$$

$$G_{4f} = EG_{3n}(\xi^2\omega_n^2 + \omega_d^2)/(L \cdot d_3)$$

ANEXO C - PROGRAMAS MATLAB

C.1 PROJETO DO FILTRO RESSONANTE

```
clc;
close all;
clear all;
format long;
%%Dados de entrada%%
fs=40000; %frequência de operação
Vin=110; %tensao de entrada
E=Vin*sqrt(2);
PLamp=40; %potencia de entrada
Rlamp=205; %resistencia da lâmpada
Pz=0.5;
Vz=12;
q=5,5;
dv=20;
Vmax=E;
Vmin=E-dv;
Emed=Vmax-dv/2;
C=PLamp/(60*(Vmax^2-Vmin^2))
E=Emed;
Vf=2*E/pi;
Vef=sqrt(2)*E/pi; %tensao eficaz no filtro
Cs=q*Cp; %valor do capacitor serie
w=2*pi*fs; %frequencia angular
% determinaçãp de L, Cp, P, e fi
for i=2:89
RL=Rlamp;
ang=i*pi/180;
Cp=(1/(w*RL))*sqrt(((PLamp*RL)/Vef^2)*(1+tan(ang)^2)-1);
L=(tan(ang)*RL*Cs*w+Cs*w^2*RL^2*Cp)/(Cs*w^2*(1+Cp^2*RL^2*w^2))+1
/(Cs*w^2); Pregime(i)=Vef^2*((Cp*q)^2*w^2*RL*(1+Cp^2*RL^2*w^2))/((Cp*q)^2*RL^2*w^2+(((Cp*q)*L*w^2-1)*(1+Cp^2*RL^2*w^2)-((Cp*q)*w^2*RL^2*Cp))^2);
RL=RL*100;
P(i)=Vef^2*((Cp*q)^2*w^2*RL*(1+Cp^2*RL^2*w^2))/((Cp*q)^2*RL^2*w^2+(((Cp*q)*L*w^2-1)*(1+Cp^2*RL^2*w^2)-((Cp*q)*w^2*RL^2*Cp))^2);
subplot(2,1,1);
plot(P/20);
hold on;
plot(Pregime,'r');
grid on;
title('Potência na lâmpada x Ângulo');
```

```

xlabel('Ângulo (graus)');
ylabel('Potência (Watts)');
if P(i)>P(i-1)
    Pp=P(i);
    angp=i;
    Cpp=Cp;
    Lpp=L;
end;
R=Rlamp;
end;
%dados de saida
P=Pp
fi=angp
Cp=Cpp
Cs=q*Cp
L=Lpp
R=Rlamp;
ang=fi*pi/180; %angulo de fase da impedância do filtro ressonante
w= 2*pi*1000; %frequencia inicial
%calculo da pot. regime permanente e na partida versus frequencia
for l=1:100;
ZR = R/(1+R^2*Cp^2*w^2);
ZI = (-1*R^2*Cs*Cp*w^2 + Cs*L*w^2 + R^2*Cs*Cp^2*L*w^4 -
R^2*Cp^2*w^2 - 1)/(Cs*w + R^2*Cs*Cp^2*w^3);
Rp=100*R;
ZRp = Rp/(1+Rp^2*Cp^2*w^2);
ZIp = (-1*Rp^2*Cs*Cp*w^2 + Cs*L*w^2 + Rp^2*Cs*Cp^2*L*w^4 -
Rp^2*Cp^2*w^2 - 1)/(Cs*w + Rp^2*Cs*Cp^2*w^3);
POT(l) = (Vef^2*ZR/(ZR^2+ZI^2));
POTp(l) = (Vef^2*ZRp/(ZRp^2+ZIp^2));
RADI(l) = w;
w = w + 2*pi*1000;
end;
FR = RADI/(2*pi);
PD = diff(POT);
PDp = diff(POTp);
PD(100)=PD(99);
PDp(100)=PDp(99);
hold off;
subplot(2,1,2)
plot(FR,POT,'r');
hold on;
plot(FR,POTp,'b');
hold on;
axis([0 80000 0 60]);
grid on;

```

```

title('Potência na lâmpada x Freqüência');
xlabel('Freqüência (Hz)');
ylabel(' Potência (W) ');
hold off;

```

C.2 PROJETO DO CIRCUITO DE COMANDO AUTO-OSCILANTE

```

w=2*pi*fs;
Z1=j*w*L+1/(j*w*Cs)+R/(Cp*w*j)/(R+1/(j*Cp*w));
ipef=Vef/(abs(Z1));
ibraco=2*Pz/Vz
n=ibraco/ipef;
ax=1/n;
Vm=Vz+1.1;
K=E/(2*Vm);
a=1/(R*Cp); b=1/(Cp*L)+1/(Cs*L); c=1/(R*Cp*Cs*L);
s=j*2*pi*fs;
Gf=(K*n*(s^2+a*s))/(L*(s^3+a*s^2+b*s+c));
Gm=1/s;
Lm=-1/((imag(Gf)*imag(s)));
Lms=Lm/2;
Lmp=Lm*n^2;
d=1/Lm-K*n/L;
num=[d*Lm a*d*Lm b c];
den=[Lm Lm*a Lm*b Lm*c 0];
figure(2);
nyquist(num,den);
axis([-0.02 0.02 -0.03 0.03]);
hold on;
k=fs;
for o=1:89
    s=k*(2.718282)^(-pi/2+pi*o/200);
    G(o)=(s^3*d*Lm+s^2*a*d*Lm+s*b+c)/(s^4*Lm+s^3*Lm*a+s^2*Lm*b+s*Lm*c);
end

```

C.3 SIMULAÇÃO MATEMÁTICA DO REAO

```

RL =R;
Vz=Vm;
%Autovalores
Af = [0 -1/L -1/L; 1/Cs 0 0; 1/Cp 0 -1/(Cp*RL)];
r = eig(Af);
% Passo utilizado no calculo
T = 150e-9;
ipontos=5000; %inicio

```

```

pontos = 6000; %fim
%coeficientes do filtro ressonante
K1=-36*b*a*c+108*c^2+8*b^3;
K2=sqrt(12*a^3*c^3-3*a^2*c^2*b^2-54*b*a*c^3+81*c^4+12*c^2*b^3);
K=(K1+12*K2)^(1/3);
%Frequencia natural nao amortecida
Wn=sqrt((K^2-12*a*c+4*b^2+2*b*K)/(6*K));
fn=Wn/(2*pi)
% polo lambda
lambda=-c/Wn^2;
% fator de amortecimento
qsi=(a-c/Wn^2)*1/(2*Wn);
%frequencia angular com amotecimento
Wd=Wn*sqrt(1-qsi^2);
fd=Wd/(2*pi)
% Matriz de Dinamica do Filtro - Af - estados [ils vcs vcp ilm]
% ils - corrente no indutor serie ressonante
% vcs - tensao no capacitor serie ressonante
% vcp - tensao no capacitor paralelo lampada
% ilm - corrente magnetiznte do TC
r1=-qsi*Wn+i*Wd;
r2=-qsi*Wn-i*Wd;
r3=lambda;
%Coeficientes obtidos analiticamente
%COEFICIENTES DA RESPOSTA NATURAL
%=====
DEN=(lambda^2+2*lambda*qsi*Wn+Wn^2);
DENOMINADOR=qsi^4*Wn^4+10*qsi^2*Wn^2*Wd^2-
2*qsi^2*Wn^4+9*Wd^4-6*Wd^2*Wn^2+Wn^4+...
8*qsi*Wn*Wd^2*lambda+4*Wd^2*lambda^2;
%=====
A3n=(2*lambda*qsi*Wn)/DEN;
%=====
numA1=(-2*qsi*Wn*Wd^2*lambda+6*Wd^4+2*qsi^4*Wn^4-2*qsi^2*Wn^4-
2*Wd^2*Wn^2+...
8*qsi^2*Wn^2*Wd^2+2*qsi*Wn^3*lambda+4*Wd^2*lambda^2-
2*qsi^3*Wn^3*lambda);
A1n=numA1/DENOMINADOR;
%=====
numA2=-4*qsi*Wn*Wd^3+2*Wd^3*lambda-
2*Wd*Wn^2*lambda+2*qsi^2*Wn^2*Wd*lambda+...
4*qsi*Wn*Wd*lambda^2-4*qsi^3*Wn^3*Wd;
A2n=numA2/DENOMINADOR;
%=====
B3n=(-2/L)*(qsi*Wn)/DEN;
%=====

```

```

numB1=(2/L)*(qsi^3*Wn^3+5*qsi*Wn*Wd^2-qsi*Wn^3-Wd^2*lambda-
lambda*qsi^2*Wn^2+lambda*Wn^2);
B1n=numB1/DENOMINADOR;
%=====
numB2=(2/L)*(qsi^2*Wn^2*Wd-3*Wd^3+Wd*Wn^2-2*Wd*lambda^2);
B2n=numB2/DENOMINADOR;
%=====
C3n=(-1/L)*(lambda)/DEN;
%=====
numC1=(2/L)*(-qsi^3*Wn^3-qsi*Wn*Wd^2+qsi*Wn^3+2*Wd^2*lambda);
C1n=numC1/DENOMINADOR;
%=====
numC2=(2/L)*(-3*qsi^2*Wn^2*Wd-2*qsi*Wn*Wd*lambda-
3*Wd^3+Wd*Wn^2);
C2n=numC2/DENOMINADOR;
%=====
D3n=(2/Cs)*(qsi*Wn)/DEN;
%=====
numD1=(2/Cs)*(-qsi^3*Wn^3-
5*qsi*Wn*Wd^2+qsi*Wn^3+Wd^2*lambda+lambda*qsi^2*Wn^2-
lambda*Wn^2);
D1n=numD1/DENOMINADOR;
%=====
numD2=(2/Cs)*(qsi^2*Wn^2*Wd-3*Wd^3+Wd*Wn^2-2*Wd*lambda^2);
D2n=numD2/DENOMINADOR;
%=====
E3n=(2*lambda*qsi*Wn+(1/(Cp*L)))/DEN;
%=====
numE1=1/(Cp*L)*(-6*Wd^2+2*Wn^2-2*qsi^2*Wn^2)+2*qsi^4*Wn^4-
2*qsi^2*Wn^4-2*Wd^2*Wn^2+...
6*Wd^4-2*qsi*Wn*lambda*Wd^2-
2*qsi^3*Wn^3*lambda+4*Wd^2*lambda^2+...
2*qsi*Wn^3*lambda+8*qsi^2*Wn^2*Wd^2;
E1n=numE1/DENOMINADOR;
%=====
numE2=((4/(Cp*L))*(qsi*Wn*Wd+Wd*lambda)-
2*Wd*lambda*Wn^2+4*qsi*Wn*lambda^2*Wd-...
4*qsi^3*Wn^3*Wd-
4*Wd^3*qsi*Wn+2*qsi^2*Wn^2*Wd*lambda+2*Wd^3*lambda);
E2n=numE2/DENOMINADOR;
%=====
F3n=(-1/(L*Cs))/DEN;
%=====
numF1=2/(Cs*L)*(qsi^2*Wn^2+3*Wd^2-Wn^2);
F1n=numF1/DENOMINADOR;
%=====

```

```

numF2=(2/(Cs*L))*(-2*psi*Wn*Wd-2*Wd*lambda);
F2n=numF2/DENOMINADOR;
%=====
G3n=(lambda/Cp)/DEN;
%=====
numG1=(2/Cp)*(psi^3*Wn^3+psi*Wn*Wd^2-psi*Wn^3-2*Wd^2*lambda);
G1n=numG1/DENOMINADOR;
%=====
numG2=(2/Cp)*(-3*psi^2*Wn^2*Wd-2*psi*Wn*Wd*lambda-
3*Wd^3+Wd*Wn^2);
G2n=numG2/DENOMINADOR;
%=====
H3n=(-1/(Cp*L))/DEN;
%=====
numH1=(2/(Cp*L))*(psi^2*Wn^2+3*Wd^2-Wn^2);
H1n=numH1/DENOMINADOR;
%=====
numH2=(2/(Cp*L))*(-2*psi*Wn*Wd-2*Wd*lambda);
H2n=numH2/DENOMINADOR;
%=====
I3n=(lambda^2+1/(Cs*L))/DEN;
%=====
numI1=-
2*psi^4*Wn^4+4*psi^2*Wn^2*Wd^2+2*psi^2*Wn^4+8*psi*Wn*Wd^2*lambda+6*Wd^4-...
2*Wd^2*Wn^2+(1/(Cs*L))*(-2*psi^2*Wn^2-6*Wd^2+2*Wn^2);
I1n=numI1/DENOMINADOR;
%=====
numI2=-8*psi^3*Wn^3*Wd-4*psi^2*Wn^2*Wd*lambda-
8*psi*Wn*Wd^3+4*psi*Wn^3*Wd+...
4*Wd^3*lambda+(1/(Cs*L))*(-4*psi*Wn*Wd-4*Wd*lambda);
I2n=numI2/DENOMINADOR;
%COEFICIENTES DA RESPOSTA FORÇADA
%corrente ressonante forçada IL
A1f=E*(lambda*(psi*Wn*A1n-Wd*A2n)-
A3n*(psi^2*Wn^2+Wd^2))/(L*(lambda*psi^2*Wn^2+...
lambda*Wd^2)); %constante
A2f=E*(lambda*(A2n*Wd-
A1n*psi*Wn))/(L*(lambda*psi^2*Wn^2+lambda*Wd^2));
A3f=E*(lambda*(A1n*Wd+A2n*psi*Wn))/(L*(lambda*psi^2*Wn^2+lambda*
Wd^2));
A4f=(E*A3n*(psi^2*Wn^2+Wd^2))/(L*(lambda*psi^2*Wn^2+lambda*Wd^2)
);
%ILf=A1f+A2f*cos(Wd*t)*exp(-psi*Wn*t)+A3f*sin(Wd*t)*exp(-
psi*Wn*t)+A4f*exp(lambda*t)
%Vale a mesma sequencia paraos outros com os devidos coeficientes

```

```

%Tensao no capacitor serie ressonante Vcs
D1f=E*(lambda*(qsi*Wn*D1n-Wd*D2n)-
D3n*(qsi^2*Wn^2+Wd^2))/(L*(lambda*qsi^2*Wn^2+lambda*Wd^2));
D2f=(E*lambda*(D2n*Wd-
D1n*qsi*Wn))/(L*(lambda*qsi^2*Wn^2+lambda*Wd^2));
D3f=(E*lambda*(D1n*Wd+D2n*qsi*Wn))/(L*(lambda*qsi^2*Wn^2+lambda*
Wd^2));
D4f=E*(D3n*(qsi^2*Wn^2+Wd^2))/(L*(lambda*qsi^2*Wn^2+lambda*Wd^2)
);
%Tensao no capacitor paralelo ressonante Vcp
G1f=E*(lambda*(qsi*Wn*G1n-Wd*G2n)-
G3n*(qsi^2*Wn^2+Wd^2))/(L*(lambda*qsi^2*Wn^2+lambda*Wd^2));
G2f=(E*lambda*(G2n*Wd-
G1n*qsi*Wn))/(L*(lambda*qsi^2*Wn^2+lambda*Wd^2));
G3f=(E*lambda*(G1n*Wd+G2n*qsi*Wn))/(L*(lambda*qsi^2*Wn^2+lambda
*Wd^2));
G4f=E*(G3n*(qsi^2*Wn^2+Wd^2))/(L*(lambda*qsi^2*Wn^2+lambda*Wd^2)
);
%%%%%%%%%%%%%%
%Condições iniciais
iL0=0; vcs0=0; vcp0=0; t0=0; iz=1; iL02=0; vcs02=0; vcp02=0; tf2=0;
iLm2=0; iL03=0; vcs03=0;
vcp03=0; tf3=0; iLm3=0;

for K = 1:pontos
    if (iz >= 0 )
        t0=tf3; iL0=iL03; vcs0=vcs03; vcp0=vcp03; iLm3=iLm3;
        KT(K) = K*T-T;
        fi11=(A1n*cos(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-t0))-...
            A2n*sin(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-
t0))+A3n*exp(lambda*(KT(K)-t0)))*iL0;
        fi12=(B1n*cos(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-t0))+...
            B2n*sin(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-
t0))+B3n*exp(lambda*(KT(K)-t0)))*vcs0;
        fi13=(C1n*cos(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-t0))+...
            C2n*sin(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-
t0))+C3n*exp(lambda*(KT(K)-t0)))*vcp0;
        iLn =(fi11 + fi12 + fi13);
        fi21=(D1n*cos(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-t0))-...
            D2n*sin(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-
t0))+D3n*exp(lambda*(KT(K)-t0)))*iL0;
        fi22=(E1n*cos(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-t0))-...
            E2n*sin(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-
t0))+E3n*exp(lambda*(KT(K)-t0)))*vcs0;
        fi23=(F1n*cos(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-t0))-...

```



```

F2n*sin(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-
t0))+F3n*exp(lambda*(KT(K)-t0))*vcp0;
vcsn=(fi21 + fi22 + fi23);
fi31=(G1n*cos(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-t0))-...
G2n*sin(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-
t0))+G3n*exp(lambda*(KT(K)-t0))*iL0;
fi32=(H1n*cos(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-t0))-...
H2n*sin(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-
t0))+H3n*exp(lambda*(KT(K)-t0))*vcs0;
fi33=(I1n*cos(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-t0))+...
I2n*sin(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-
t0))+I3n*exp(lambda*(KT(K)-t0))*vcp0;
vcpn=(fi31 + fi32 + fi33);
iLf=A1f+A2f*cos(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-t0))+...
A3f*sin(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-
t0))+A4f*exp(lambda*(KT(K)-t0));
vcsf=D1f+D2f*cos(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-t0))+...
D3f*sin(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-
t0))+D4f*exp(lambda*(KT(K)-t0));
vcpf=G1f+G2f*cos(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-t0))+...
G3f*sin(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-
t0))+G4f*exp(lambda*(KT(K)-t0));
iL(K) = fi11 + fi12 + fi13 + iLf;
vcs(K) = fi21 + fi22 + fi23 + vcsf;
vcp(K) = fi31 + fi32 + fi33 + vcpf;
ILm(K)=iLm3+(Vz/Lm)*(KT(K)-t0);
iz(K)=(n*iL(K)-ILm(K));

tf2=K*T-T;
iL02=iL(K);
vcs02=vcs(K);
vcp02=vcp(K);
iLm2=iLm(K);
vz(K)=Vz;
else
t0=tf2;
KT(K) = K*T-T;
fi11=(A1n*cos(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-t0))-...
A2n*sin(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-
t0))+A3n*exp(lambda*(KT(K)-t0))*iL02;
fi12=(B1n*cos(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-t0))+...
B2n*sin(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-
t0))+B3n*exp(lambda*(KT(K)-t0))*vcs02;
fi13=(C1n*cos(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-t0))+...
C2n*sin(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-
t0))+C3n*exp(lambda*(KT(K)-t0))*vcp02;

```

```

iL(K) =(fi11 + fi12 + fi13);
fi21=(D1n*cos(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-t0))-...
D2n*sin(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-
t0))+D3n*exp(lambda*(KT(K)-t0))*iL02;
fi22=(E1n*cos(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-t0))-...
E2n*sin(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-
t0))+E3n*exp(lambda*(KT(K)-t0))*vcs02;
fi23=(F1n*cos(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-t0))-...
F2n*sin(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-
t0))+F3n*exp(lambda*(KT(K)-t0))*vcp02;
vcs(K)=(fi21 + fi22 + fi23);
fi31=(G1n*cos(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-t0))-...
G2n*sin(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-
t0))+G3n*exp(lambda*(KT(K)-t0))*iL02;
fi32=(H1n*cos(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-t0))-...
H2n*sin(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-
t0))+H3n*exp(lambda*(KT(K)-t0))*vcs02;
fi33=(I1n*cos(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-t0))+...
I2n*sin(Wd*(KT(K)-t0))*exp(-qsi*Wn*(KT(K)-
t0))+I3n*exp(lambda*(KT(K)-t0))*vcp02;
vcp(K)=(fi31 + fi32 + fi33);
ILm(K)=iLm2-(Vz/Lm)*(KT(K)-t0);
iz(K)=(n*iL(K)-ILm(K));
iz=iz(K);
tf3=K*T-T;
iL03=iL(K);
vcs03=vcs(K);
vcp03=vcp(K);
iLm3=ILm(K);
vz(K)=-Vz;
end
end
K=ipontos:pontos;
figure(4);
plot(KT(K),ILm(K));
grid on;
title('Corrente Magnetizante e ressonante*n');
xlabel('tempo (s)');
ylabel('Amplitude');
hold on;
plot(KT(K),n*iL(K),'r');
figure(5);
plot(KT(K),iL(K));
grid on;
title('Corrente ressonante');
xlabel('tempo (s)');

```

```

    ylabel('Amplitude');
figure(6);
    plot(KT(K),vcs(K));
    grid on;
    title('Tensao no capacitor serie ressonante');
    xlabel('tempo (s)');
    ylabel('Amplitude');
figure(7);
    plot(KT(K),vcp(K));
    grid on;
    title('Tensao no capacitor paralelo ressonante');
    xlabel('tempo (s)');
    ylabel('Amplitude');
figure(8);
grid on;
    plot(iL(K)*n,ILm(K));
    grid on;
    title('Ciclo Limite');
    xlabel('corrente ressonante*n');
    ylabel('corrente magnetizante');
figure(9);
    plot(KT(K),vz(K));
    grid on;
    title('Tensao Zener');
    xlabel('tempo (s)');
    ylabel('Tensao zener');
figure(10);
    plot(KT(K),ILm(K)*500);
    hold on;
    plot(KT(K),iL(K)*100);
    hold on;
    plot(KT(K),vcs(K));
    hold on;
    plot(KT(K),vcp(K));

```

ANEXO D - NÚCLEOS MAGNÉTICOS

D.1 INDUTOR RESSONANTE

Para determinar os elementos magnéticos do indutor ressonante, utiliza-se o procedimento mostrado em [85] e [86]. A seguir é mostrado um exemplo de projeto de um núcleo magnético para o indutor ressonante L de 1,3 mH.

Assumindo que a corrente no filtro ressonante apresenta forma de onda senoidal, para o indutor ressonante. Para indutores utiliza-se $K_w=0,7$ e $J_{max} = 400 \text{ A/cm}^2$. Para o material utilizado emprega-se $B_{max}=0,25 \text{ T}$ (Núcleo de Ferrite Thornton IP12).

A corrente ressonante eficaz é definida em (4.22), de onde se obtêm I_{ef} e I_p . A partir dos dados definidos utiliza-se a Tabela D.1 e escolhe-se o núcleo a ser empregado, definido através do produto da área $A_p=A_e A_w$ definido em (D.1)

$$A_p = \frac{LI_p I_{ef}}{k_w B_{max} J_{max}} \quad (D.1)$$

$$A_p = 0,071 \text{ cm}^4$$

Através da Tabela D.1 para $A_p = 0,071 \text{ cm}^4$ obtém-se $A_e=0,312 \text{ cm}^2$ e $A_w=0,26 \text{ cm}^2$, com os quais determina-se o núcleo E20; Material IP12 - Thornton.

O entreferro do núcleo do tipo E é definido por:

$$l_e = \frac{2\pi L I_p^2}{B_{max} A_e} \quad (D.2)$$

$l_e=0,23 \text{ mm}$,

e o número de espiras do indutor ressonante definido por:

$$N = \frac{LI_p 10^4}{B_{max} A_e}$$

$N=113$ espiras.

Tabela D.1 – Núcleos Magnéticos de Ferrite

Núcleo	Ae(cm ²)	Aw(cm ²)	AeAw(cm ⁴)
E-20	0,312	0,26	0,08
E-30/7	0,60	0,80	0,048
E-30/14	1,20	0,85	1,02
E-42/15	1,81	1,57	2,84

D.2 PROJETO DO TC USANDO NÚCLEO TOROIDAL

Pela lei de Faraday, $v(t) = -Nd\phi(t)/dt$. Portanto, o fluxo $\phi(t)$ pode ser determinado através da integral da forma de onda de tensão quadrada que alimenta o TC, assim como é mostrado na Figura D.1.

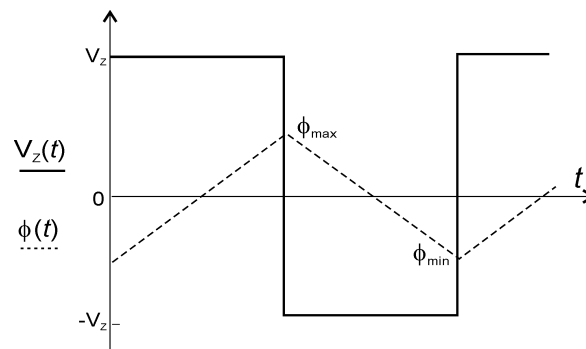


Figura D.1 - Formas de onda da tensão no secundário do TC e o fluxo magnético

Em meio período, se obtém a seguinte relação:

$$\int_{\phi_{\min}}^{\phi_{\max}} d\phi = \int_{-\phi}^{\phi} d\phi = \frac{1}{N} \int_0^{T/2} \sqrt{2}V_{ef} \text{sen}(\omega t) dt$$

$$2\phi = \frac{\sqrt{2}V_{ef}}{\omega N} \left(-\cos\left(\frac{\omega T}{2}\right) + \cos(0) \right)$$

$$2\phi = \frac{\sqrt{2}V_{ef}}{\omega N} \left(-\cos\left(\frac{2\pi f}{2f}\right) + \cos(0) \right)$$

$$2\phi = \frac{\sqrt{2}V_{ef}}{\omega N} 2$$

$$\phi_{\max} = \frac{\sqrt{2}V_{ef}}{2\pi f N}$$

e $B_{\max} = \phi_{\max}/A_{ef}$, de onde se obtém:

$$B_{max} = \frac{\sqrt{2}V_{ef}}{2\pi fNA_{ef}} \quad (D.3)$$

Da lei de Ampère $Hl = Ni$, para corrente alternada

$$i = \frac{Hl}{N\sqrt{2}} \quad (D.4)$$

De (D.3) e (D.4) tem-se:

$$S = \frac{B_{max} 4fH}{\sqrt{2}} A_{ef} l_e \quad (D.5)$$

Como $A_{ef} l_e = Vol$, portanto:

$$vol = \frac{\sqrt{2} \cdot S}{B_{max} \cdot 4 \cdot f \cdot H} \quad (D.6)$$

O transformador de corrente TC deve acomodar os enrolamentos primário e secundário. Portanto, segundo [67] o transformador deve ser projetado para duas vezes a potência de entrada. Assim $S=2S$ e obtém-se o volume do núcleo do TC por:

$$vol = \frac{\sqrt{2} \cdot S \cdot 0,4 \cdot \pi}{B_{max} \cdot 2 \cdot f \cdot H} \quad (D.7)$$

em que: B é dado em Gauss, H em Oersted e vol em cm^3 .

O número de espiras mínimo é definido por:

$$N_{min} = \frac{\sqrt{2}V_{ef} 10^8}{2\pi fBA_{ef}} \quad (D.8)$$

A intensidade do campo magnético pode ser determinada por:

$$H = \frac{\sqrt{2} \cdot 0,4 \cdot \pi \cdot N \cdot I_{ef}}{l_e} \quad (D.9)$$

O número de espiras de cada enrolamento do TC pode ser estimado utilizando o fator de indutância A_L fornecido pelo fabricante do núcleo e a indutância L em nH através de:

$$N = \sqrt{L / A_L} \quad (D.10)$$

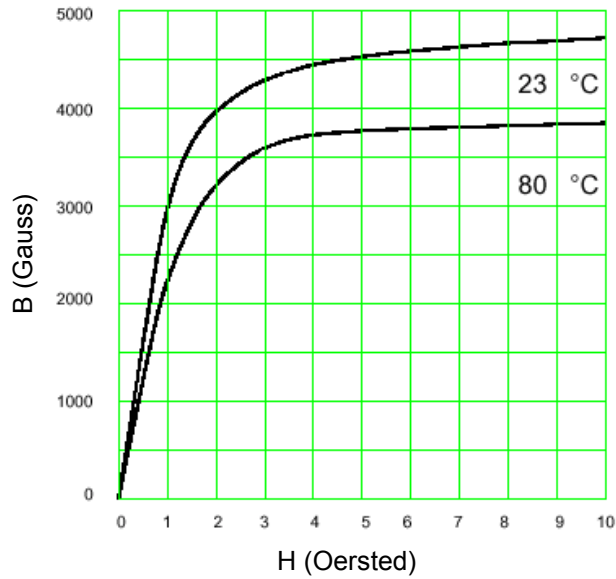


Figura D.2 - Curva $B \times H$ do material do núcleo magnético *IP6*.

Tabela D.2 - Parâmetros Efetivos do Núcleo

Núcleo	l_e	$A_{ef}(mm^2)$	$V_e(mm^3)$
NT 12,5/7,5/10	30,09	24,46	736,11
NT 15/9,5/7	37,2	18,92	703,37
NT 15/9,5/8	37,2	21,6	803,8
NT 19/11/6	44,9	23,4	1050,2

D.3 PROJETO DOS ELEMENTOS DO CIRCUITO MAGNÉTICO DO BRAÇO B_D

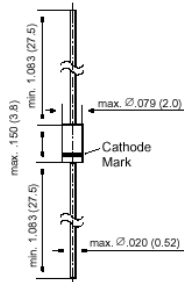
O dimensionamento do núcleo do indutor toroidal utilizado na dimerização pode ser feito utilizando procedimento similar ao indutor ressonante levando em conta a forma de onda aplicada. Alternativamente pode-se utilizar um núcleo do tipo E, pois o indutor é desacoplado do circuito de comando.

ANEXO E - FOLHAS DE DADOS DE DIODOS ZENER

BZX55-C0V8 THRU BZX55-C75

Zener Diodes

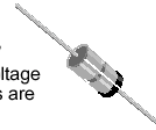
DO-35



Dimensions in inches and (millimeters)

FEATURES

- ◆ Silicon Planar Power Zener Diodes
- ◆ The Zener voltages are graded according to the international E 24 standard. Standard Zener voltage tolerance is $\pm 5\%$. Replace suffix "C" with "B" for $\pm 2\%$ tolerance. Other voltage tolerances and other Zener voltages are available upon request.



MECHANICAL DATA

Case: DO-35 Glass Case
Weight: approx. 0.13 g

MAXIMUM RATINGS AND ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Ratings at 25 °C ambient temperature unless otherwise specified

	Symbol	Value	Unit
Zener Current (see Table "Characteristics")			
Power Dissipation at $T_{amb} = 25\text{ °C}$	P_{tot}	500 ¹⁾	mW
Junction Temperature	T_j	175	°C
Storage Temperature Range	T_S	-55 to +175	°C

¹⁾ Valid provided that leads are kept at ambient temperature at a distance of 8 mm from case.

	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
Thermal Resistance Junction to Ambient Air	R_{thJA}	-	-	0.3 ¹⁾	K/mW
Forward Voltage at $I_F = 100\text{ mA}$	V_F	-	-	1	V

¹⁾ Valid provided that leads are kept at ambient temperature at a distance of 8 mm from case.

BZX55-C0V8 THRU BZX55-C75

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Ratings at 25 °C ambient temperature unless otherwise specified

Type	Zener Voltage range ¹⁾ at $I_Z = 5 \text{ mA}$ $V_Z \text{ V}$	Dynamic resistance		Temp. coefficient of Zener Voltage at $I_Z = 5 \text{ mA}$ $\alpha_{VZ} \text{ \%}/\text{K}$		Reverse leakage current at $T_{\text{amb}} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$			Admissible Zener current ²⁾ $I_Z \text{ mA}$
		at $I_Z = 5 \text{ mA}$ $f = 1 \text{ kHz}$ $r_{Zj} \Omega$	at $I_Z = 1 \text{ mA}$ $f = 1 \text{ kHz}$ $r_{Zj} \Omega$	min	max	$I_R \text{ nA}$	$I_R \text{ mA}$	at $V_R \text{ V}$	
BZX55 – C0V8 ³⁾	0.73 ... 0.83	< 8	< 600	-0.25	–	–	–	–	–
BZX55 – C2V7	2.5 ... 2.9	< 85	< 600	-0.08	-0.06	< 10000	< 50	1	135
BZX55 – C3V0	2.8 ... 3.2	< 85	< 600	-0.08	-0.06	< 4000	< 40	1	125
BZX55 – C3V3	3.1 ... 3.5	< 85	< 600	-0.08	-0.05	< 2000	< 40	1	115
BZX55 – C3V6	3.4 ... 3.9	< 85	< 600	-0.08	-0.04	< 2000	< 40	1	105
BZX55 – C3V9	3.7 ... 4.1	< 85	< 600	-0.07	-0.03	< 2000	< 40	1	95
BZX55 – C4V3	4.0 ... 4.6	< 75	< 600	-0.04	-0.01	< 1000	< 20	1	90
BZX55 – C4V7	4.4 ... 5.0	< 60	< 600	-0.03	+0.01	< 500	< 10	1	85
BZX55 – C5V1	4.8 ... 5.4	< 35	< 550	-0.02	+0.05	< 100	< 2	1	80
BZX55 – C5V6	5.2 ... 6.0	< 25	< 450	-0.01	+0.06	< 100	< 2	1	70
BZX55 – C6V2	5.8 ... 6.6	< 10	< 200	0	+0.07	< 100	< 2	2	64
BZX55 – C6V8	6.4 ... 7.2	< 8	< 150	+0.01	+0.08	< 100	< 2	3	58
BZX55 – C7V5	7.0 ... 7.9	< 7	< 50	+0.01	+0.09	< 100	< 2	5	53
BZX55 – C8V2	7.7 ... 8.7	< 7	< 50	+0.01	+0.09	< 100	< 2	6	47
BZX55 – C9V1	8.5 ... 9.6	< 10	< 50	+0.02	+0.10	< 100	< 2	7	43
BZX55 – C10	9.4 ... 10.6	< 15	< 70	+0.03	+0.11	< 100	< 2	7.5	40
BZX55 – C11	10.4 ... 11.6	< 20	< 70	+0.03	+0.11	< 100	< 2	8.5	36
BZX55 – C12	11.4 ... 12.7	< 20	< 90	+0.03	+0.11	< 100	< 2	9	32
BZX55 – C13	12.4 ... 14.1	< 26	< 110	+0.03	+0.11	< 100	< 2	10	29
BZX55 – C15	13.8 ... 15.6	< 30	< 110	+0.03	+0.11	< 100	< 2	11	27
BZX55 – C16	15.3 ... 17.1	< 40	< 170	+0.03	+0.11	< 100	< 2	12	24
BZX55 – C18	16.8 ... 19.1	< 50	< 170	+0.03	+0.11	< 100	< 2	14	21
BZX55 – C20	18.8 ... 21.2	< 55	< 220	+0.03	+0.11	< 100	< 2	15	20
BZX55 – C22	20.8 ... 23.3	< 55	< 220	+0.03	+0.11	< 100	< 2	17	18
BZX55 – C24	22.8 ... 25.6	< 80	< 220	+0.04	+0.12	< 100	< 2	18	16
BZX55 – C27	25.1 ... 28.9	< 80	< 220	+0.04	+0.12	< 100	< 2	20	14
BZX55 – C30	28 ... 32	< 80	< 220	+0.04	+0.12	< 100	< 2	22	13
BZX55 – C33	31 ... 35	< 80	< 220	+0.04	+0.12	< 100	< 2	24	12
BZX55 – C36	34 ... 38	< 80	< 220	+0.04	+0.12	< 100	< 2	27	11
BZX55 – C39	37 ... 41 ⁴⁾	< 90 ⁴⁾	< 500 ⁵⁾	+0.04	+0.12	< 100	< 5	28	10
BZX55 – C43	40 ... 46 ⁴⁾	< 90 ⁴⁾	< 600 ⁵⁾	+0.04	+0.12	< 100	< 5	32	9.2
BZX55 – C47	44 ... 50 ⁴⁾	< 110 ⁴⁾	< 700 ⁵⁾	+0.04	+0.12	< 100	< 5	35	8.5
BZX55 – C51	48 ... 54 ⁴⁾	< 125 ⁴⁾	< 700 ⁵⁾	+0.04	+0.12	< 100	< 10	38	7.8
BZX55-C56	52.0 ... 60.0 ⁴⁾	< 135 ⁴⁾	< 1000 ⁵⁾	typ. +0.1 ⁴⁾	–	–	–	–	–
BZX55-C62	58.0 ... 66.0 ⁴⁾	< 150 ⁴⁾	< 1000 ⁵⁾	typ. +0.1 ⁴⁾	–	–	–	–	–
BZX55-C68	64.0 ... 72.0 ⁴⁾	< 200 ⁴⁾	< 1000 ⁵⁾	typ. +0.1 ⁴⁾	–	–	–	–	–
BZX55-C75	70.0 ... 79.0 ⁴⁾	< 250 ⁴⁾	< 1000 ⁵⁾	typ. +0.1 ⁴⁾	–	–	–	–	–

¹⁾ Tested with pulses $t_p = 5 \text{ ms}$.

²⁾ Valid provided that leads are kept at ambient temperature at a distance of 8 mm from case.

³⁾ The BZX55-C0V8 is a silicon diode with operation in forward direction. Hence, the index of all parameters should be "F" instead of "Z". Connect the cathode lead to the negative pole.

⁴⁾ at $I_Z = 2.5 \text{ mA}$

⁵⁾ at $I_Z = 0.5 \text{ mA}$



ANEXO F - FOLHAS DE DADOS DOS MOSFETS

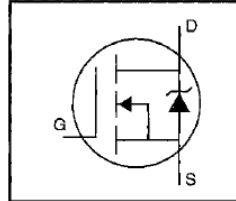
International
IR Rectifier

PD-9.3240

IRF820

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements



$$V_{DSS} = 500V$$

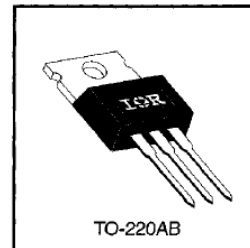
$$R_{DS(on)} = 3.0\Omega$$

$$I_D = 2.5A$$

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.




Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	2.5	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	1.6	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	8.0	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	50	W
	Linear Derating Factor	0.40	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	210	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	2.5	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	5.0	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	3.5	V/ns
T_J	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
T_{STG}			
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1 N•m)	


Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	2.5	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	62	

Electrical Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V _{(BR)DSS}	Drain-to-Source Breakdown Voltage	500	—	—	V	V _{GS} =0V, I _D =250μA
ΔV _{(BR)DSS/ΔT_J}	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.59	—	V/°C	Reference to 25°C, I _D =1mA
R _{DS(on)}	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	3.0	Ω	V _{GS} =10V, I _D =1.5A ④
V _{GS(th)}	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V _{DS} =V _{GS} , I _D =250μA
g _{fs}	Forward Transconductance	1.5	—	—	S	V _{DS} =50V, I _D =1.5A ④
I _{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	V _{DS} =500V, V _{GS} =0V
		—	—	250	μA	V _{DS} =400V, V _{GS} =0V, T _J =125°C
I _{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	V _{GS} =20V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100	nA	V _{GS} =-20V
Q _g	Total Gate Charge	—	—	24	nC	I _D =2.1A
Q _{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	3.3	nC	V _{DS} =400V
Q _{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	13	nC	V _{GS} =10V See Fig. 6 and 13 ④
t _{d(on)}	Turn-On Delay Time	—	8.0	—	ns	V _{DD} =250V
t _r	Rise Time	—	8.6	—	ns	I _D =2.1A
t _{d(off)}	Turn-Off Delay Time	—	33	—	ns	R _G =18Ω
t _f	Fall Time	—	16	—	ns	R _D =100Ω See Figure 10 ④
L _D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact 
L _S	Internal Source Inductance	—	7.5	—	nH	
C _{iss}	Input Capacitance	—	360	—	pF	V _{GS} =0V
C _{oss}	Output Capacitance	—	92	—	pF	V _{DS} =25V
C _{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	37	—	pF	f=1.0MHz See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

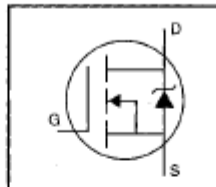
	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I _S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	2.5	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
I _{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	8.0	A	
V _{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.6	V	T _J =25°C, I _S =2.5A, V _{GS} =0V ④
t _{rr}	Reverse Recovery Time	—	260	520	ns	T _J =25°C, I _F =2.1A
Q _{rr}	Reverse Recovery Charge	—	0.70	1.4	μC	di/dt=100A/μs ④
t _{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L _S +L _D)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② V_{DD}=50V, starting T_J=25°C, L=60mH R_G=25Ω, I_{AS}=2.5A (See Figure 12)
- ③ I_{SD}≤2.5A, di/dt≤50A/μs, V_{DD}≤V_{(BR)DSS}, T_J≤150°C
- ④ Pulse width ≤ 300 μs; duty cycle ≤2%.

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements

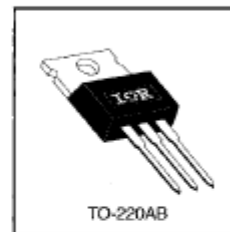


$V_{DSS} = 400V$
 $R_{DS(on)} = 0.55\Omega$
 $I_D = 10A$

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	10	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	6.3	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	40	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	125	W
	Linear Derating Factor	1.0	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	520	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	10	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	13	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	4.0	V/ns
T_J	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
T_{STG}	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf-in (1.1 N-m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	1.0	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	62	

Electrical Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

Parameter	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V _{DS(BR)}	Drain-to-Source Breakdown Voltage	400	—	—	V	V _{GS} =0V, I _D =250μA
ΔV _{DS(BR)} /ΔT _J	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.49	—	V/°C	Reference to 25°C, I _D =1mA
R _{DS(on)}	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.55	Ω	V _{GS} =10V, I _D =6.0A ④
V _{GS(th)}	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V _{DS} =V _{GS} , I _D =250μA
g _{fs}	Forward Transconductance	5.8	—	—	S	V _{DS} =50V, I _D =6.0A ④
I _{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	V _{DS} =400V, V _{GS} =0V
		—	—	250		V _{DS} =320V, V _{GS} =0V, T _J =125°C
I _{DSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	V _{GS} =20V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		V _{GS} =-20V
Q _g	Total Gate Charge	—	—	63	nC	I _D =10A
Q _{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	9.0		V _{DS} =320V
Q _{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	32		V _{DS} =10V See Fig. 6 and 13 ④
t _{turn-on}	Turn-On Delay Time	—	14	—	ns	V _{DS} =200V
t _r	Rise Time	—	27	—		I _D =10A
t _{turn-off}	Turn-Off Delay Time	—	50	—		R _G =9.1Ω
t _f	Fall Time	—	24	—		R _D =20Ω See Figure 10 ④
L _D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L _S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C _{iss}	Input Capacitance	—	1400	—	pF	V _{GS} =0V
C _{oss}	Output Capacitance	—	330	—		V _{DS} =25V
C _{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	120	—		f=1.0MHz See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

Parameter	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I _S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	10	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I _{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	40		
V _{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	2.0	V	T _J =25°C, I _S =10A, V _{GS} =0V ④
t _{rr}	Reverse Recovery Time	—	370	790	ns	T _J =25°C, I _F =10A
Q _{rr}	Reverse Recovery Charge	—	3.8	8.2	μC	dI/dt=100A/μs ④
t _{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L _S +L _D)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② V_{DS}=50V, starting T_J=25°C, L=9.1mH, R_G=25Ω, I_{AS}=10A (See Figure 12)
- ③ I_{SD}≤10A, dI/dt≤120A/μs, V_{DS}≤V_{DS(BR)}, T_J≤150°C
- ④ Pulse width ≤ 300 μs; duty cycle ≤2%.

APÊNDICES

APÊNDICE A - LÂMPADAS FLUORESCENTES

A.1 INTRODUÇÃO

Este apêndice apresenta um breve histórico da iluminação, conceitos, construção e modelos de lâmpadas fluorescentes empregados para simulação e projeto de reatores eletrônicos.

A.2 HISTÓRICO DA ILUMINAÇÃO

A primeira fonte de iluminação utilizada pela humanidade foi o sol, seguido pelo fogo, utilizado nas cavernas do homem primitivo. Gradualmente, a construção das lâmpadas evoluiu, recebendo invólucros protegendo o interior, dos quais saíam pavios. É datado do século XVIII, com a revolução industrial, o nascimento das primeiras lâmpadas, lamparinas e lampiões com óleos vegetais. No século XIX houve o primeiro grande progresso nas lâmpadas de óleo e gás, reduzindo a fumaça e aumentando a eficiência [56] e [57].

O interesse pela iluminação elétrica começa por volta de 1709 quando foi demonstrada uma descarga incandescente em um vácuo imperfeito. Apenas um século depois, somente em 1810 foi dado maior crédito à possibilidade da luz elétrica, quando Humphrey Davy demonstrou a produção de um arco brilhante, utilizando pequenos pedaços de carbono com uma potente bateria galvânica. O resultado disso foi a introdução das primeiras versões das lâmpadas de arco de carbono comerciais. Entretanto, estas eram ineficientes e muito caras. Posteriormente, lâmpadas elétricas do tipo incandescente foram construídas com um filamento levado à incandescência pela passagem de corrente elétrica. O primeiro dispositivo ao qual se pode dar o nome de lâmpada foi patenteado na Inglaterra por Moleyns, em 1841 [57].

Em 1879, com o princípio das lâmpadas incandescentes já conhecido, obteve-se a primeira lâmpada incandescente prática por

Swan, na Inglaterra e Thomas Edison nos Estados Unidos [58] e [59]. No entanto, é em 1913 que se registra o aparecimento das lâmpadas incandescentes atuais de filamento de tungstênio microenrolados, funcionando em ambiente gasoso [76].

Em 1933 as primeiras lâmpadas fluorescentes foram introduzidas. Um grande passo para o desenvolvimento destas fontes de iluminação ocorreu em abril de 1938 na feira Mundial da América, quando uma lâmpada fluorescente tubular de 15 W foi apresentada [60].

As primeiras experiências de lâmpadas de descarga em alta pressão foram publicadas por Campbell (GE) em 1941. Suas atividades foram interrompidas com a II Guerra Mundial e retomadas em 1946 [76].

As primeiras experiências de lâmpadas fluorescentes alimentadas em alta frequência foram realizadas por meio de conversores eletromecânicos. No entanto, seu custo e dimensões eram inviáveis. Na década de 80, comprovou-se a eficiência das lâmpadas fluorescentes alimentadas em alta frequência com 12 % de acréscimo de rendimento luminoso, além do aumento da vida útil da lâmpada e ausência de ruído audível e cintilamento. Além disso, considerando o sistema eletrônico (lâmpada + reator), pôde-se obter um acréscimo em torno de 25 % na eficiência se comparado a sistemas de baixa frequência [76].

Atualmente, tornou-se muito comum substituir lâmpadas incandescentes por lâmpadas fluorescentes, sejam elas compactas ou tubulares. Os benefícios de ordem econômica levaram os consumidores a substituírem as lâmpadas incandescentes por compactas em função de sua praticidade e por não necessitar de instalação adicional.

As lâmpadas fluorescentes tubulares também apresentaram grande aumento no seu mercado consumidor em função da necessidade de economizar energia e reduzir os custos com tarifas de energia elétrica, em residências ou em instalações industriais e comerciais.

As lâmpadas fluorescentes, assim como outras lâmpadas de descarga, apresentam características peculiares que são de grande

importância para o desenvolvimento de reatores eletrônicos. Para isto, são apresentados conceitos, características gerais e fatores que influenciam no seu funcionamento.

A.3 CONCEITO

Conforme [55] a lâmpada fluorescente é uma lâmpada de descarga de vapor de mercúrio a baixa pressão, na qual a maior parte da luz é emitida por uma ou mais camadas de fósforo excitadas pela radiação ultravioleta da descarga.

A.4 CONSTRUÇÃO E FUNÇÃO DE CADA ELEMENTO

Os elementos que compõem uma lâmpada fluorescente e suas respectivas funções são resumidos a seguir e mostrados na Figura A.1:

bulbo: pode ser linear, circular, em W ou U e tem a função de sustentação mecânica e aprisionamento do gás inerte da lâmpada;

camada de fósforo: reveste internamente o tubo e tem a função de transformar 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: emissão de radiação ultravioleta;

gás inerte: facilita a ignição da lâmpada, protege os filamentos contra o bombardeamento excessivo de íons e aumenta a eficiência do processo de emissão da radiação ultravioleta;

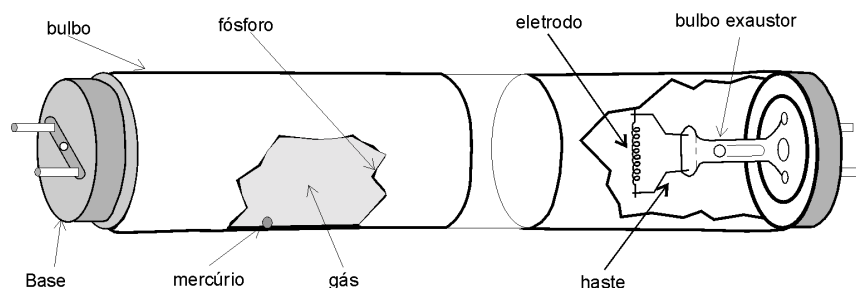


Figura A.1 - Construção das lâmpadas fluorescentes tubulares.

hastes metálicas: impedir o rápido enegrecimento das extremidades das lâmpadas;

bases: têm a função de conexão entre a lâmpada e luminária.

bulbo exaustor: o ar é exaurido do tubo durante o processo de fabricação e por onde é introduzido o gás inerte no tubo.

O gás inerte utilizado em lâmpadas fluorescentes, normalmente é o argônio ou uma mistura de argônio e neônio adicionado ao vapor de mercúrio. Alternativamente, adiciona-se o criptônio que aumenta o rendimento luminoso das lâmpadas. No entanto, seu uso em dimerização não é adequado devido à baixa mobilidade dos átomos de criptônio [61].

A.5 FUNCIONAMENTO DAS LÂMPADAS FLUORESCENTES DE CATODO QUENTE

As lâmpadas fluorescentes contém em seu interior vapor de mercúrio e gases inertes (argônio ou criptônio) adicionados para garantir maior eficiência no processo de conversão de energia elétrica em radiação ultravioleta. Quando a lâmpada fluorescente é submetida a um potencial elevado, a passagem da corrente elétrica através dos filamentos origina a liberação de elétrons (Figura A.2). Esses elétrons chocam-se com os átomos de mercúrio, excitando-os ou até ionizando-os.

Átomos como o de mercúrio permanecem em determinados estados excitados, chamados de metaestáveis, entre 100 μs e 1 s. Como estes átomos podem receber energia, mas têm dificuldade em perdê-la, sua energia média é alta. Ao entrar em contato com outros átomos, eles podem excitá-los ou até mesmo ionizá-los. Assim, há a presença de elétrons, íons e átomos em seus diversos níveis de excitação. Desta forma os estados metaestáveis perdem energia e podem voltar ao estado fundamental com a emissão de uma linha ressonante. O termo ressonante define a radiação ultravioleta por um átomo numa transição direta de um estado excitado para o estado fundamental. O mercúrio apresenta duas linhas ressonantes com comprimentos de onda de 253,7

nm e 184,9 nm. A radiação ultravioleta em uma lâmpada fluorescente é constituída pela linha ressonante com comprimento de onda de 253,7 nm. O revestimento de fósforo absorve a radiação ultravioleta e irradia luz [61].

A Figura A.2 mostra a colisão dos elétrons com o átomo de mercúrio, em que um elétron deste átomo assume um nível de energia superior e, ao retornar ao seu nível original, libera energia em forma de radiação ultravioleta que, por sua vez é absorvida pela camada de fósforo e convertida em luz visível.

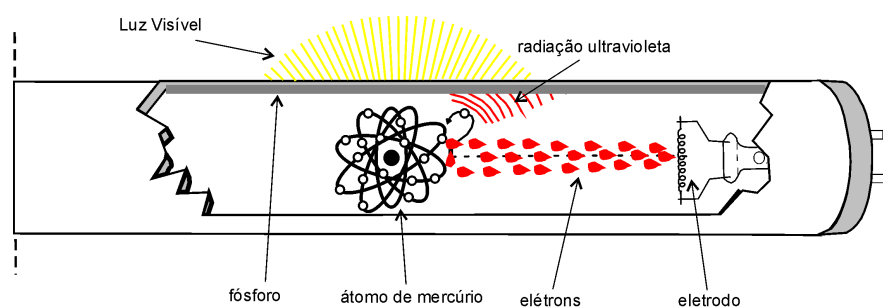


Figura A.2 - Princípio de funcionamento de uma lâmpada fluorescente tubular de cátodo quente.

A.6 MODELO ELÉTRICO DE LÂMPADAS FLUORESCENTES

A Figura A.3 mostra a característica tensão versus corrente de uma lâmpada fluorescente em alta frequência.

O comportamento da lâmpada fluorescente é representada por diversos modelos, entre eles citam-se [17], [18] e [19].

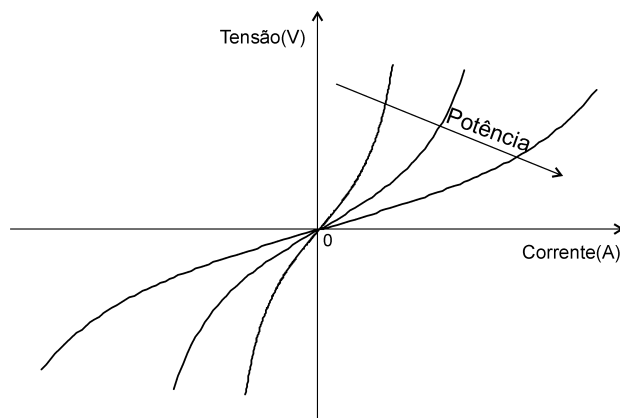


Figura A.3 - Característica dinâmica de uma lâmpada fluorescente em alta frequência para diferentes níveis de potência.

O modelo apresentado em [17] representa as características da lâmpada em alta frequência através de uma função cúbica.

Muitos autores aproximam a característica tensão versus corrente da lâmpada por uma reta [47] e [77]. A lâmpada é substituída por um resistor equivalente que torna o modelo aplicável para somente uma resistência equivalente a uma potência específica.

Outro modelo é o que emprega a função tangente [18], o qual apresenta características, tais como: poucos erros de convergência, simplicidade, além de representar de maneira adequada a forma de onda da lâmpada fluorescente. Outro modelo mais simples, que se baseia numa aproximação exponencial representa a variação da resistência equivalente da lâmpada em função de sua potência como alternativa rápida para projeto e simulação, apresentado na próxima seção [19].

A.7 MODELO PARA LÂMPADAS FLUORESCENTES EM ALTA FREQUÊNCIA

Modelou-se a característica da lâmpada em alta frequência através de sua resistência equivalente para cada nível de potência. A Figura A.4 mostra o circuito do protótipo empregado para obter os dados experimentais, cujos parâmetros são mostrados na Tabela A.2.

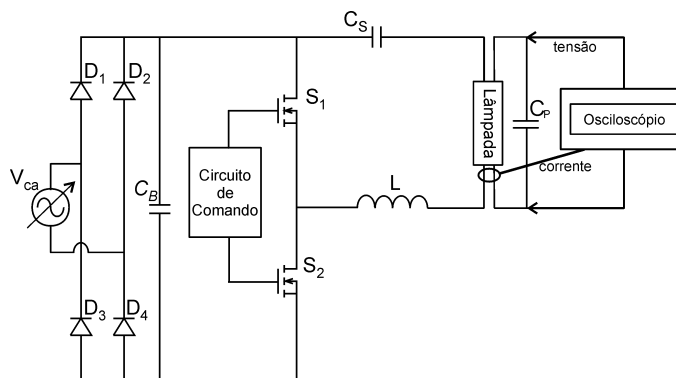


Figura A.4 - Reator eletrônico implementado para aquisição de dados.

Realizaram-se as aquisições das formas de onda de tensão e corrente na lâmpada variando sua potência de 4 W até a potência nominal efetuada através da tensão de entrada do reator eletrônico. Para isto,

mantiveram-se aquecidos os filamentos da lâmpada através de uma fonte auxiliar. Na Figura A.5 são mostrados os resultados experimentais obtidos.

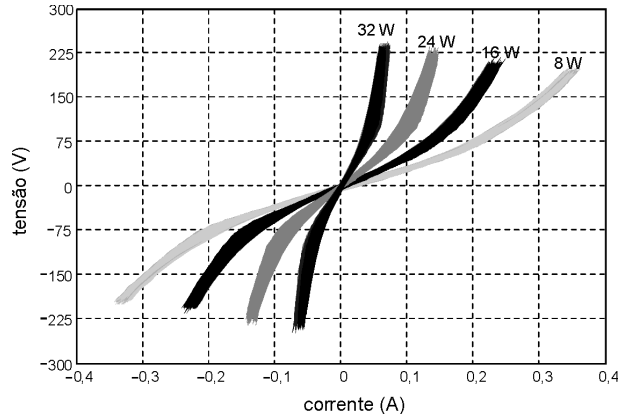


Figura A.5 - Resultados experimentais de potências e freqüências de uma lâmpada fluorescente TLD32W Philips para diferentes potências.

Trabalhos já apresentados demonstram que as curvas de dados experimentais de diferentes freqüências apresentam poucas variações, sendo suficientes dados experimentais de uma só freqüência para que se determine o modelo da lâmpada fluorescente [18].

A lâmpada fluorescente, operando em alta freqüência a uma potência específica, pode ser aproximada por sua resistência equivalente. No entanto, a lâmpada fluorescente apresenta diferentes resistências para cada potência de operação. Assim, pode-se modelá-la a partir do equacionamento da variação desta resistência desde um nível baixo de potência até sua potência nominal. Deste modo, modela-se lâmpada a partir de uma função F que relaciona a resistência R_L e a potência de operação P_L por:

$$R_L = F(P_L) \quad (A.1)$$

Os valores equivalentes de resistências para cada nível de potência são mostrados na Tabela A.1 e na Figura A.6.

Tabela A.1 – Resistências Equivalentes da Lâmpada em Função da Potência

Potência	4 W	8 W	12 W	16 W	20 W	24 W	28 W	32 W
$R(P_L)$ (k Ω)	5,67	3,08	1,98	1,36	1,01	0,77	0,613	0,49

Para uma melhor aproximação dos valores de resistência equivalente em potências baixas e altas utilizam-se duas funções exponenciais, como é mostrado na Figura A.6. Representando as expressões do modelo, têm-se:

$$E_L = -V(1,2) + V(3) \cdot V(1,2) \quad (\text{A.2})$$

$$G = V(1,2) \cdot V(1) \quad (\text{A.3})$$

$$EA = 2777 \cdot e^{-0,054 \cdot V(4)} + 9306 \cdot e^{-0,197 \cdot V(4)} \quad (\text{A.4})$$

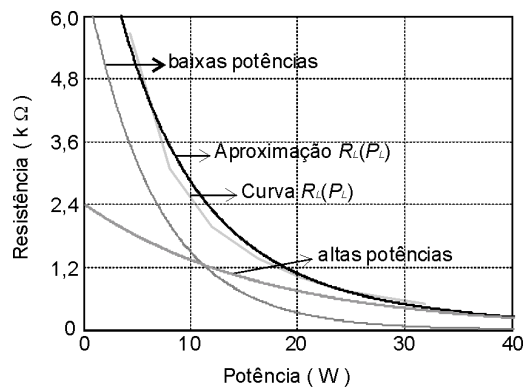


Figura A.6 - Aproximação da lâmpada por resistências equivalentes por duas funções exponenciais.

As expressões mostradas anteriormente são colocados na forma de um circuito elétrico para simulação como é mostrado na Figura A.7.

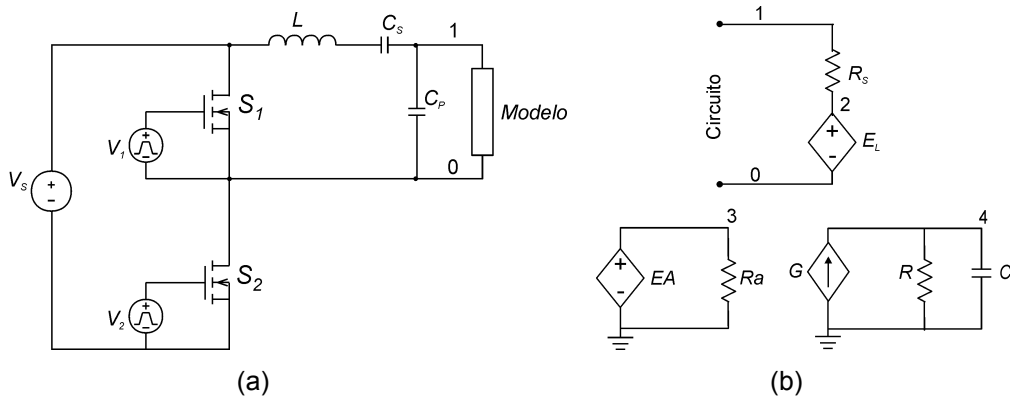


Figura A.7 - Diagrama esquemático do (a)Circuito utilizado para simulação e (b) representação do modelo no programa de simulação ORCAD.

Na Tabela A.2 são mostrados parâmetros de simulação.

Tabela A.2 - Componentes do Modelo e do Reator Utilizado.

Componentes do modelo	
C	C=2 mF
R	R=1 Ω
R _a	1 Ω
R _S	1 Ω
Componentes do Reator	
C _S	147 nF
C _P	8,2 nF
L	1,08 mH
S1, S2	IRF840
V _S	V _{DC}
V1, V2	VPULSE

Na Figura A.8 são mostradas as formas de onda experimentais de tensão e corrente na lâmpada fluorescente e suas respectivas formas de onda determinadas através de simulação com o modelo apresentado.

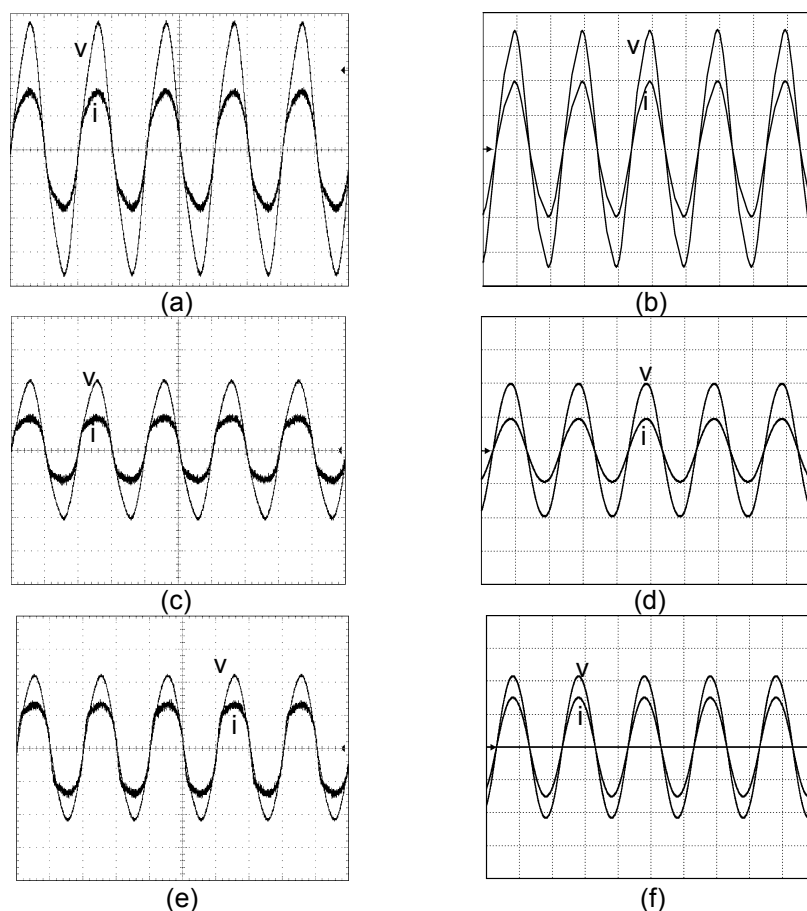


Figura A.8 - Formas de onda de tensão e corrente:

- (a) experimental e (b) simulado (32W 50V/div; 500mA/div; 12,5 μ s/div);
- (c) experimental e (d) simulado (20W 100V/div; 200mA/div; 12,5 μ s/div);
- (e) experimental e (f) simulado (8W 100V/div; 50mA/div; 12,5 μ s/div).

A.8 CONCLUSÃO

Neste apêndice apresentou-se um breve histórico sobre iluminação e aspectos relativos à lâmpada fluorescente necessários para o entendimento da carga a ser utilizada.

O modelo de variação linear da resistência (exponencial) foi mostrado, no intuito de utilizá-lo em função de sua simplicidade comparado a outros modelos.

APÊNDICE B - CICLO LIMITE

Segundo [69], um ciclo limite é definido como uma curva fechada isolada num plano de fase. A trajetória deve ser fechada, indicando uma curva periódica, isolada, que indica o tipo de ciclo limite (com trajetórias próximas convergindo ou divergindo).

Dependendo do modo das trajetórias na vizinhança do ciclo limite, pode-se distinguir três tipos de ciclos limites mostrados na Figura B.1, os quais são:

- Ciclo limite estável: todas as trajetórias na vizinhança do ciclo limite convergem para este quando $t \rightarrow \infty$ (Figura B.1(a));
- Ciclo limite instável: todas as trajetórias na vizinhança do ciclo limite divergem deste quando $t \rightarrow \infty$ (Figura B.1(b));
- Ciclo limite marginalmente estável: algumas trajetórias na vizinhança convergem para a curva, enquanto as outras divergem desta quando $t \rightarrow \infty$ (Figura B.1(c));

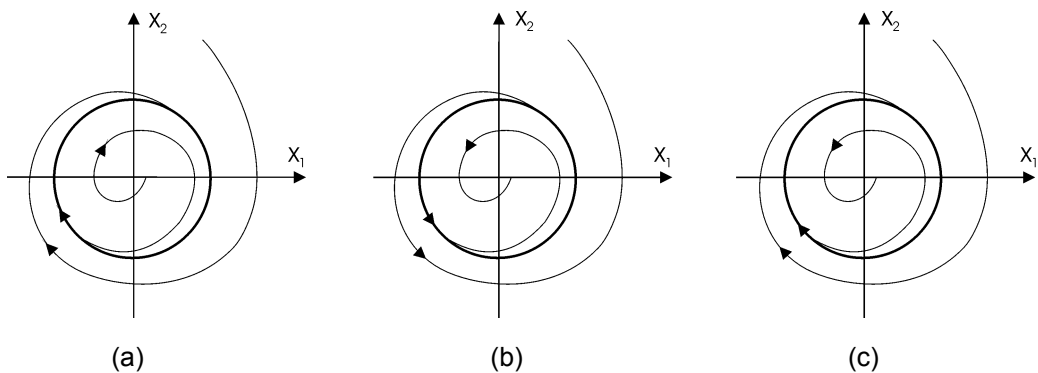


Figura B.1 - Ciclos limites: (a) estável, (b) instável, e (c) marginalmente estável.

APÊNDICE C – MÉTODO DA FUNÇÃO DESCRITIVA

C.1 INTRODUÇÃO

Neste apêndice é mostrado o método da função descritiva (*FD*) e seu uso na predição de ciclos limites, conforme apresentado em [68] e [69].

C.2 DEFINIÇÃO DA FUNÇÃO DESCRITIVA

A Figura C.1 mostra um sistema que apresenta uma não linearidade. Tais sistemas podem apresentar ciclos limites (Apêndice B).

A *FD* pode ser utilizada para representar o elemento não-linear e assim ser utilizada na predição desses ciclos limites.

Para definir a *FD*, algumas considerações são feitas, baseadas no sistema mostrado na Figura C.1:

- supõe-se que a entrada de um elemento não-linear $E_{NL}(s)$ é senoidal;
- a saída do elemento não-linear $S_{NL}(s)$ é, em geral, não senoidal;
- supõe-se que a saída $S_{NL}(s)$ é periódica com o mesmo período da entrada $E_{NL}(s)$.

Assim, na análise por *FD*, supõe-se que apenas a componente harmônica fundamental da saída $S_{NL}(s)$ é significativa. Esta suposição é válida desde que $G(s)$ apresente características de um filtro passa-baixa, e assim as harmônicas de ordem superior à fundamental são atenuadas.

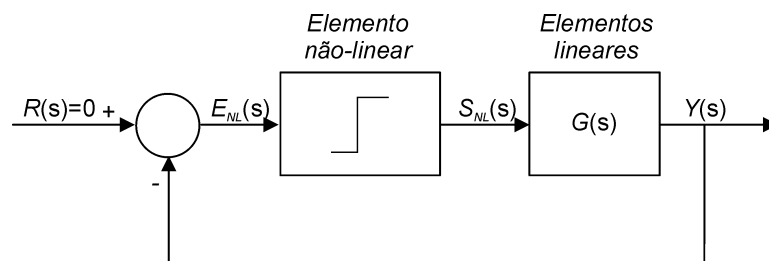


Figura C.1 – Sistema de controle não-linear.

Portanto, pode-se definir a FD , ou FD senoidal de um elemento não-linear como a relação complexa entre a componente harmônica fundamental da saída do elemento não-linear e a amplitude da senóide de entrada, que na forma fasorial é:

$$FD = \frac{|fundamental\ da\ saída|}{|fundamental\ da\ entrada|} \angle \hat{ângulo}$$

Algumas condições devem ser satisfeitas para o emprego da FD , tais como:

- presença de somente um elemento não-linear; na existência de dois ou mais, representam-se os mesmos por uma única FD , ou utiliza-se o mais significativo;
- o elemento não-linear deve apresentar a propriedade de invariância no tempo, pois o método da FD baseia-se no critério de estabilidade de Nyquist;
- entrada de sinal senoidal, e $G(s)$ apresentar característica passa baixa.

C.3 DETERMINAÇÃO ANALÍTICA DA FD

Para determinar a FD de um elemento não-linear (chave ideal), assim como é mostrado na Figura C.2, é necessário determinar a componente fundamental da saída e relacioná-la com a componente fundamental da entrada que se deseja representar.

Na Figura C.2(b) são mostradas a entrada e a saída para a chave ideal mostrada na Figura C.2(a). Assume-se que a chave ideal apresenta uma entrada com amplitude I_z e frequência ω , pois $i_z(t) = I_z \cdot \text{sen}(\omega t)$, como é mostrado na Figura C.2(b).

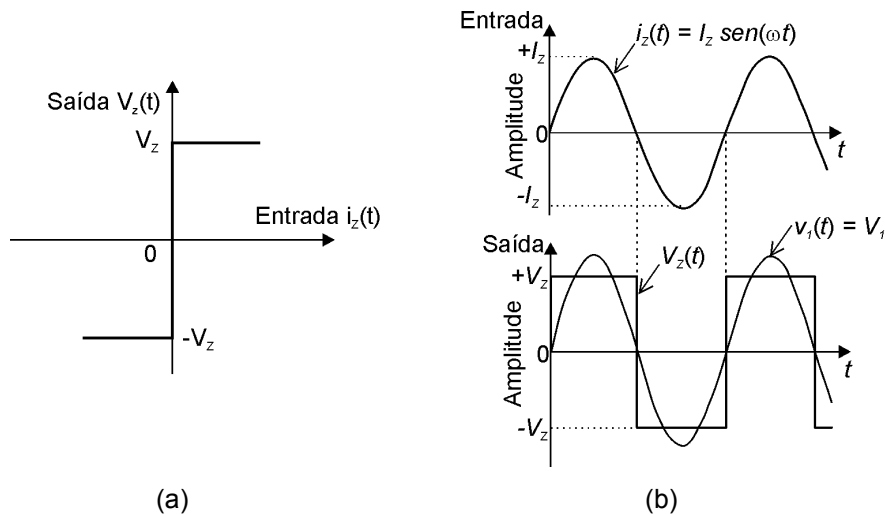


Figura C.2 – (a) Chave ideal e (b) formas de onda teóricas de entrada e saída.

A saída, $v_z(t)$, é periódica, porém não senoidal. Utilizando série de Fourier, $v_z(t)$ pode ser representada por:

$$v_z(t) = a_0 + \sum_{m=1}^{\infty} (a_m \cdot \cos(m\omega t) + b_m \cdot \text{sen}(m\omega t)) \quad (\text{C.1})$$

em que a_m e b_m são os coeficientes de $v_z(t)$, para $m=0,1,\dots$, sendo a_m e a_0 nulos, pois esta é uma função ímpar e sem nível contínuo. Deste modo, (C.1) torna-se:

$$v_z(t) = \sum_{m=1}^{\infty} b_m \cdot \text{sen}(m\omega t) \quad (\text{C.2})$$

Sua componente fundamental da saída é:

$$v_1(t) = b_1 \text{sen}(\omega t) = V_1 \text{sen}(\omega t) \quad (\text{C.3})$$

Determina-se V_1 por:

$$V_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_z(t) \text{sen}(\omega t) d(\omega t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} v_z(t) \text{sen}(\omega t) d(\omega t) \quad (\text{C.4})$$

Como $v_z(t) = V_z$ no intervalo de $\omega t = [0, \pi]$, tem-se:

$$V_1 = \frac{2V_z}{\pi} \int_0^{\pi} \text{sen}(\omega t) d(\omega t)$$

$$V_1 = \frac{4V_Z}{\pi} \quad (C.5)$$

Substituindo (C.5) em (C.3), tem-se :

$$v_1(t) = \frac{4V_Z}{\pi} \text{sen}(\omega t) \quad (C.6)$$

Desse modo, utilizando a definição de *FD*, a chave ideal é representada pela relação da entrada $i_z(t) = I_Z \cdot \text{sen}(\omega t)$ e a saída (C.6), por:

$$N(I_Z) = \frac{4V_Z}{\pi I_Z} \quad (C.7)$$

Observando a *FD* determinada em (C.7), verifica-se que a mesma depende da amplitude de $i_z(t)$ e da componente fundamental da saída $v_1(t)$.

Definida a *FD* pode-se prever a existência de uma oscilação auto-sustentada pela interseção de $G(s)$ com o negativo inverso da *FD* do elemento não-linear através do critério de estabilidade estendido de Nyquist. Para isto, discute-se na próxima seção o critério de Nyquist para sistemas lineares.

APÊNDICE D - CRITÉRIO DE ESTABILIDADE DE NYQUIST

D.1 INTRODUÇÃO

Neste apêndice mostra-se o critério de estabilidade de Nyquist para sistemas lineares ([72]-[74]).

D.2 DEFINIÇÕES

O critério de estabilidade de Nyquist relaciona a resposta em frequência de malha aberta ao número de pólos e zeros da equação característica que estão no semi-plano direito do plano “s” para determinar graficamente a estabilidade do sistema em malha fechada.

Os resultados obtidos por Nyquist originam-se do princípio do argumento de Cauchy, que estabelece relações fundamentais entre a resposta em frequência de malha aberta com a estabilidade em malha fechada mostrada na seqüência. Para obter estas relações, primeiramente mostra-se na Figura D.1.

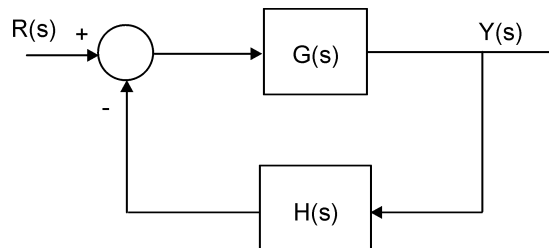


Figura D.1 – Sistema linear em malha fechada.

A função de transferência de malha fechada (*FTMF*) é:

$$T(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \quad (D.1)$$

e sua equação característica é:

$$F(s) = 1 + G(s)H(s) = 0 \quad (D.2)$$

Substituindo-se $G(s)=N_1/D_1$ e $H(s)=N_2/D_2$, tem-se a função de transferência de malha aberta (*FTMA*) em (D.3), a *FTMF* em (D.4) e $F(s)$ em (D.5) na seguinte forma:

$$G(s)H(s) = \frac{N_1 N_2}{D_1 D_2} \quad (D.3)$$

$$T(s) = \frac{N_1/D_1}{1 + N_1 N_2/D_1 D_2} = \frac{N_1 D_2}{D_1 D_2 + N_1 N_2} \quad (D.4)$$

$$F(s) = 1 + \frac{N_1 N_2}{D_1 D_2} = \frac{D_1 D_2 + N_1 N_2}{D_1 D_2} = 0 \quad (D.5)$$

Comparando (D.3), (D.4) e (D.5) conclui-se que:

- os pólos da FTMA (D.3) são os pólos de F(s) (D.5);
- os pólos da FTMF (D.4) são iguais aos zeros de F(s) (D.5);

Assim, pode-se afirmar que, para o sistema ser estável, os zeros de F(s), os quais são os pólos de T(s), devem estar no semi-plano esquerdo de “s”. Para obter a relação entre estes pólos e zeros é mostrado a seguir o princípio do argumento, a partir do mapeamento de uma função F(s) no plano “s” para o plano F(s).

D.3.1 Princípio do argumento

Seja a seguinte equação característica:

$$F(s) = 1 + G(s)H(s) = \frac{(s + z_1)(s + z_2) \dots (s + z_n)}{(s + p_1)(s + p_2) \dots (s + p_n)}, \quad (D.6)$$

Representando (D.6) em termos de módulo e fase de seus pólos e zeros para um ponto s_1 da Figura D.2(a), tem-se:

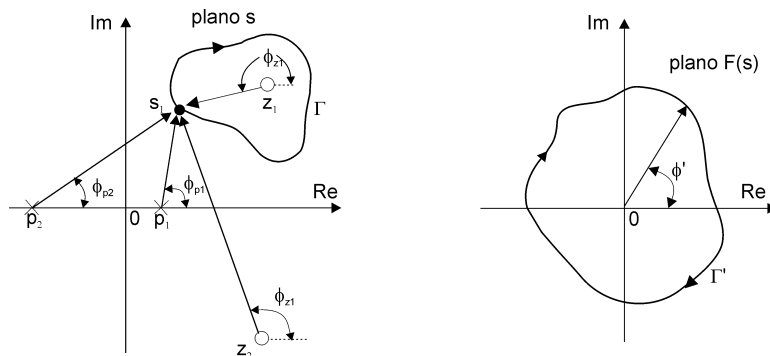
$$\begin{aligned} F(s) = 1 + G(s)H(s) &= \frac{|s + z_1| \angle \arg(s + z_1) \dots |s + z_n| \angle \arg(s + z_n)}{|s + p_1| \angle \arg(s + p_1) \dots |s + p_n| \angle \arg(s + p_n)} \\ &= \frac{|s + z_1| \dots |s + z_n|}{|s + p_1| \dots |s + p_n|} \angle \arg(s + z_1) + \dots + \arg(s + z_n) - \arg(s + p_1) - \dots - \arg(s + p_n) \end{aligned}$$

$$F(s) = |F(s)| \angle \phi_{Z1} + \dots + \phi_{Zn} - \phi_{P1} - \dots - \phi_{Pn} \quad (D.7)$$

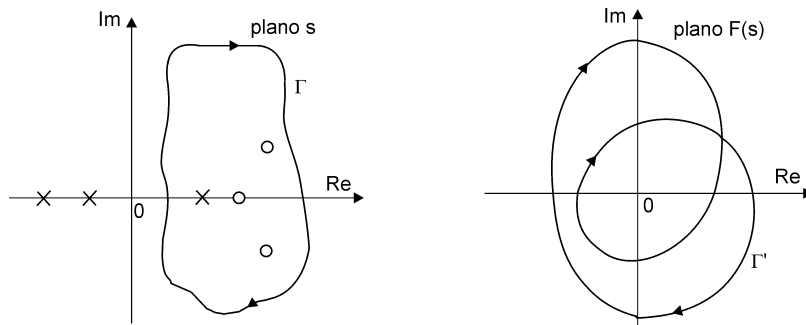
Assim, pode-se relacionar os pólos e zeros de (D.7) através do mapeamento do plano “s” para o plano F(s).

Para isso, três casos diferentes são mostrados nas Figuras D.2 (a), (b) e (c), em que se estabelece um caminho fechado Γ no sentido horário em torno dos pólos e zeros do plano “s”.

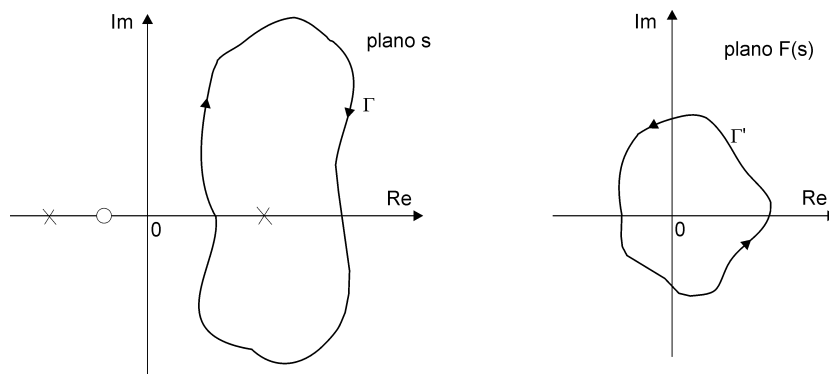
No primeiro caso, Γ contorna um zero no plano “s”, cujo mapeamento Γ' circunda a origem do plano $F(s)$ no mesmo sentido, isto é, no sentido horário.



(a) Envoltório de um zero



(b) Envoltório de três zeros e um pólo



(c) Envoltório de um pólo

Figura D.2 – Mapeamento de $F(s)$.

No segundo caso, Γ circunda três zeros e um pólo, sendo que no mapeamento Γ' ocorre o duplo envolvimento da origem no sentido horário do plano $F(s)$.

No terceiro caso, Γ envolve um pólo no sentido horário e conduz a um mapeamento Γ' envolvendo a origem de $F(s)$ no sentido anti-horário.

Desse modo, estabelece-se uma relação definida entre os pólos e zeros envolvidos por Γ no plano “s” e o número e sentido de envoltimentos da origem do plano $F(s)$ por Γ' .

Observando a contribuição angular dos pólos e zeros, que é de 2π rad (Figura D.2), observa-se que os zeros contribuem com um ângulo de $\phi_Z=2\pi(Z)$ rad e os pólos com $\phi_P=-2\pi(P)$ e o ângulo resultante em torno da origem de $F(s)$ $\phi_{\Gamma'}$ é $2\pi(Z)-2\pi(P)$. Com o ângulo resultante do contorno de $F(s)$ à origem $\phi_{\Gamma'}=\phi_Z-\phi_P$, tem-se:

$$N_e=Z-P, \quad (D.8)$$

Observando a Figura D.2 verifica-se que N_e é o número de envoltimentos de zeros da origem de $F(s)$, Z é o número de zeros no semi-plano direito de $F(s)$ e P são os pólos no semi-plano direito da FTMA.

O resultado disso é a confirmação do princípio do argumento de Cauchy, cujo teorema é:

Se um contorno Γ no plano “s” envolve Z zeros e P pólos de $F(s)$, não passa por qualquer pólo ou zero de $F(s)$ e é contornado no sentido horário, o contorno correspondente Γ' no plano $F(s)$ envolve a origem $N_e=Z-P$ vezes no sentido horário.

A partir do princípio do argumento definiu-se o critério de Nyquist utilizado para a análise de estabilidade.

D.3.2 Aplicação à análise de estabilidade

A equação característica (D.2) pode ser reescrita por:

$$G(s)H(s) = -1 \quad (D.9)$$

Os passos para utilizar o critério de Nyquist, assumindo que $G(s)H(s)$ não possui pólos ou zeros no eixo $j\omega$, podem ser resumidos da seguinte forma:

1) plota-se, no plano “s”, um caminho fechado Γ englobando o semi-plano direito do plano “s”.

2) mapeia-se este caminho em outro plano complexo Γ' através de $G(s)H(s)$.

3) determina-se N_e , o número de envolvimentos no sentido horário deste gráfico ao redor do ponto -1, pois -1 corresponde à origem de $F(s)$ na análise realizada.

4) avalia-se Z , o número de zeros de $F(s)$ no semi plano direito de “s”, por $Z = N_e + P$, onde P é o número de pólos instáveis da equação característica.

Assim, Z é o número de pólos instáveis de malha fechada, de onde se determina a estabilidade, como por exemplo:

- Quando $P=0$, o sistema é estável se $N_e=0$, assim $Z=0$, pois $Z = N_e + P$.
- Para que um sistema realimentado com P pólos no semi-plano direito seja estável deve haver obrigatoriamente N_e igual a P envolvimentos em torno de -1 no sentido anti-horário que resulte em $Z=0$.

Algumas informações do traçado de gráficos polares, utilizadas no diagrama de Nyquist, podem ser previamente estabelecidas, para casos especiais em que $G(s)H(s)$ apresenta pólos na origem, e também de acordo com o tipo do sistema mostrado a seguir.

D.3.2.1 Caso em que $G(s)H(s)$ possui pólos e zeros na origem

O contorno no plano “s” deve ser modificado. O modo usual de modificar o contorno próximo a origem é utilizar uma semi-circunferência de raio infinitesimal ε conforme mostra a Figura D.3.

O contorno é feito através de um ponto representativo “s” que se move ao longo do caminho mostrado. Depois do contorno ser realizado pela semi-circunferência de raio ε , o caminho é feito ao longo do eixo $j\omega$ e segue uma semi-circunferência com raio ∞ e retorna à posição inicial. A área que o contorno modificado evita próximo à origem tende a zero, pois ε é definido como um número muito pequeno. Desse modo, todos os pólos e zeros existentes no semi-plano direito de “s” são envolvidos por este contorno. Isto pode ser estendido a pólos e zeros no eixo $j\omega$.

O resultado disso é que para uma FTMA contendo um fator $1/s^n$, sendo $n=1, 2, 3, \dots$, o gráfico de $G(s)H(s)$ apresenta n semi-circunferências de raio infinito no sentido horário em torno da origem, que podem ser determinadas substituindo $s=\varepsilon e^{j\theta}$ em $G(s)H(s)$.

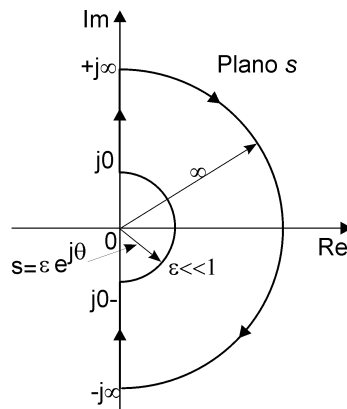


Figura D.3 – Contorno do plano “s” evitando pólos e zeros na origem.

D.3.2.2 Tipo de sistema

De acordo com a forma da *FTMA* mostrada em (D.10) e (D.11) o gráfico polar apresenta formas padrões para baixas e altas frequências, respectivamente.

$$G(s)H(s) = \frac{(s+z_1)(s+z_2)\dots(s+z_n)}{s^\lambda(s+p_1)(s+p_2)\dots(s+p_n)} \quad (D.10)$$

$$G(s)H(s) = \frac{b_0s^m + b_1s^{m-1} + \dots}{a_0s^n + a_1s^{n-1} + \dots} \quad (D.11)$$

sendo $n > m$.

De acordo com o número de pólos na origem de (D.10) e a diferença de graus do numerador e denominador representado em (D.11), tem-se diferentes formas de gráficos polares mostrados nas Figuras D.4(a) e (b), respectivamente.

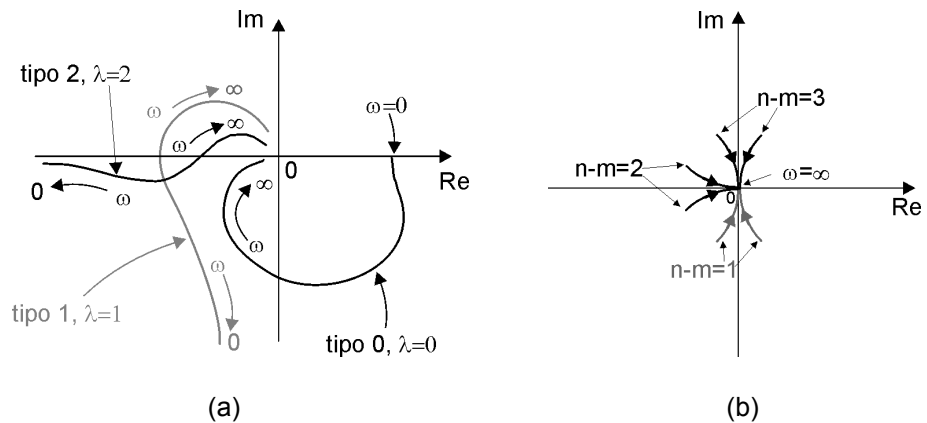


Figura D.4 – Formas padrões de gráficos polares para: (a) sistemas tipo 0, 1 e 2 em baixas freqüências e (b) faixa de alta freqüência de acordo com a diferença $n-m$ igual a 1, 2 e 3.

No caso do REAO, este é um sistema do tipo 1 e $n-m=1$, cujas formas são destacadas em tons de cinza na Figura D.4 (a) e (b).

Para que o critério de Nyquist seja utilizado no projeto do REAO é necessário discutir o critério de estabilidade estendido de Nyquist, que é mostrado baseado nas informações deste apêndice.