

**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA “JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
CÂMPUS DE ILHA SOLTEIRA**

LUIS ARMANDO DE ORO ARENAS

**Desenvolvimento de Estrutura para Purificação de Água Potável, Através da
Irradiação de UV com Lâmpadas Fluorescentes Especiais**

Ilha Solteira

2014

LUIS ARMANDO DE ORO ARENAS

**Desenvolvimento de Estrutura para Purificação de Água Potável, Através da
Irradiação de UV com Lâmpadas Fluorescentes Especiais**

Dissertação apresentada à Faculdade de
Engenharia do Campus de Ilha Solteira –
UNESP como parte dos requisitos para
obtenção do título de Mestre em Engenharia
Elétrica

Área de Conhecimento: Automação

CARLOS ALBERTO CANESIN

Orientador

Ilha Solteira

2014

FICHA CATALOGRÁFICA

Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação

- A681d De Oro Arenas, Luis Armando.
Desenvolvimento de estrutura para purificação de água potável, através da irradiação de UV com lâmpadas fluorescentes especiais / Luis Armando de Oro Arenas. -- Ilha Solteira: [s.n.], 2014
157 f. : il.
- Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2014
- Orientador: Carlos Alberto Canesin
Inclui bibliografia
1. Purificadores de água potável. 2. Lâmpadas UV. 3. Ajuste de dose UV. 4. Modelo MSSS. 5. Reatores eletrônicos. 6. Elevado fator de potência.



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA

CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA

FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA

CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

TÍTULO: Desenvolvimento de uma estrutura para purificação de água através da irradiação de UV, com lâmpadas fluorescentes especiais

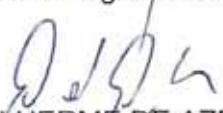
AUTOR: LUIS ARMANDO DE ORO ARENAS

ORIENTADOR: Prof. Dr. CARLOS ALBERTO CANESIN

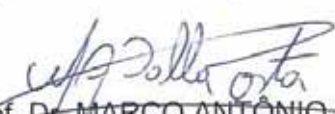
Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica ,
Área: AUTOMAÇÃO, pela Comissão Examinadora:


Prof. Dr. CARLOS ALBERTO CANESIN

Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira


Prof. Dr. GUILHERME DE AZEVEDO E MELO

Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira


Prof. Dr. MARCO ANTÔNIO DALLA COSTA

Departamento de Processamento de Energia Elétrica / Universidade Federal de Santa Maria

Data da realização: 28 de fevereiro de 2014.

Ao meu pai **Armando De Oro**
e minha mãe **Angelmina Arenas**,
que me dão as forças e o apoio constante
para afrontar a vida.

AGRADECIMENTOS

Agradeço grandemente a meus pais, Armando De Oro e Angelmina Arenas, os quais são meu maior motivo para seguir em frente e me superar dia a dia.

Agradecimentos ao professor Carlos Alberto Canesin pela oportunidade de fazer parte da equipe do LEP e a orientação do mestrado.

Ao professor Guilherme Melo, pela paciência e os conselhos fornecidos durante toda a fase do mestrado, que me ajudaram na realização do trabalho da pesquisa e o desenvolvimento profissional e pessoal.

Aos integrantes do LEP, especialmente ao Marcos, Tarcísio, Frank e Rodrigo.

Aos integrantes de ARC, Carlos, Ozy e Julia, que foram minha família em Ilha Solteira.

Agradeço à UNESP, ao departamento de Engenharia Elétrica da FEIS e à CAPES pelo apoio financeiro para a realização do projeto.

Al final todo termina bien,
sino termina bien,
es porque todavía no llegó al final.

RESUMO

Nesta pesquisa foi desenvolvida uma metodologia para o dimensionamento de reatores eletrônicos para o acionamento de lâmpadas fluorescentes especiais, emissoras de UV (irradiação ultravioleta), aplicadas na purificação de água.

A principal contribuição desta dissertação está relacionada ao desenvolvimento de uma metodologia de projeto para adequação do parâmetro conhecido como Dose UV. Esse parâmetro define a quantidade de energia em forma de irradiação ultravioleta à qual devem ser expostos os microrganismos patogênicos presentes na água, para inibir suas funções metabólicas e de reprodução.

Neste contexto, foi projetada e implementada uma estrutura purificadora de água potável, aplicando o método TURF (*Three-step UV fluence Rate and Fluid dynamics*), o qual propõe realizar cálculos em separado do tempo de permanência da partícula exposta à irradiação UV e a quantidade de irradiação UV que a lâmpada usada pode produzir, para em seguida se determinar a Dose UV, teoricamente. Neste trabalho, esse tempo foi determinado com o estudo hidráulico da estrutura utilizando-se o software *SolidWorks*, e, por outro lado, aplicou-se o modelo matemático MSSS *Multiple Segment Source Summation* para a obtenção da irradiação ultravioleta fornecida pelo purificador.

Devido ao fato das lâmpadas geradoras de irradiação ultravioleta, empregadas neste trabalho, apresentarem um comportamento análogo às lâmpadas fluorescentes convencionais, foram modeladas através de um modelo de Quarto Grau. Desta forma, foi desenvolvido um reator eletrônico capaz de garantir pré-aquecimento controlado dos filamentos das lâmpadas antes de sua ignição, assim como, ajuste adequado para operarem no ponto de potência nominal para a etapa de regime permanente.

Além disso, o reator incorpora como estágio de potência na entrada um conversor Flyback com correção ativa do fator de potência (PFC), operando no modo de condução descontínua, com tensão de alimentação universal ($90V_{eficaz} - 240V_{eficaz}$), conseguindo desta forma atender a norma IEC 61000-3-2 para dispositivos de classe C.

Finalmente, destaca-se que, com a metodologia proposta de ajuste da Dose UV, foi possível garantir o desenvolvimento de um projeto que permite o pleno atendimento da norma *NSF/ANSI Standard 55: Classes A e B*, para a ação purificadora da estrutura proposta.

Palavras-chave: Purificadores de água potável. Lâmpadas UV. Ajuste de dose UV. Modelo MSSS. Reatores eletrônicos. Elevado fator de potência.

ABSTRACT

In this research it was developed a methodology for the design of special fluorescent lamps electronic ballasts applied to water purifiers, through the use of UV radiation.

The main contribution of this work it is related to the development of a design methodology to fit the parameter known as UV dose. This parameter defines the amount of energy as UV light to which the pathogenic microorganisms present in water must be exposed to inhibit their metabolic and reproductive functions.

In this context, a purifying drinking water structure was designed and implemented, applying the TURF method. This method proposes to calculate separately, the particle exposition time and the amount of UV radiation produced by the lamp, and in a third step, calculate theoretically the UV dose. Thus, the related time was determined with the hydraulic structure model using the software SolidWorks, and through the use of MSSS mathematical model to obtain the UV radiation provided by the purifier.

Whereas the behavior of the used UV lamps is similar to conventional fluorescent lamps, they are modeled applying a Fourth Degree model. Hence, an electronic ballast that guaranties a controlled preheating process of the lamp electrodes before the ignition and sets the nominal power point on the steady state, was developed.

In addition, the ballast incorporates an input rectifier stage using a Flyback converter with active power factor correction (PFC), in discontinuous conduction mode, with universal input voltage range ($90V_{RMS}$ - $240 V_{RMS}$), attending the limits imposed by IEC 61000-3-2 standard, for class C devices.

Finally, it is highlighted that, with the proposed methodology for adjusting the UV dose, could ensure the development of a design that allows full compliance with NSF/ANSI Standard 55: Classes A and B, for the proposed drinking water purifier.

Keywords: Drinking water purifier. UV lamps. Adjustment of UV dose. MSSS model. Fluorescent electronic ballast. High input power factor.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Espectro eletromagnético da luz	20
Figura 2 - Efeito da incidência da irradiação UV no ADN dos microrganismos	22
Figura 3 - Espectro eletromagnético da irradiação UV emitida pelas lâmpadas UV de baixa e média pressão, e absorção relativa de irradiação UV do ADN dos microrganismos	22
Figura 4 - Espectro eletromagnético da irradiação UV emitida pelas lâmpadas UV de baixa e média pressão; absorção relativa de irradiação UV do ADN dos microrganismos	24
Figura 5 - Distribuição espectral de uma lâmpada de iodetos metálicos	25
Figura 6 - Resposta espectral de uma lâmpada excímero de Cl_2^*	26
Figura 7 - Comprimento de onda em função da composição de $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$.	27
Figura 8 - Evolução e projeções dos Leds	28
Figura 9 - Purificador UV com lâmpadas emersas, sem tampa de proteção dos canais de escoamento (pesquisa em pequena escala, UFES)	32
Figura 10 - Processo UV com lâmpadas emersas e escoamento forçado em tubos de Teflon	32
Figura 11 - Lâmpadas imersas com escoamento em canal	33
Figura 12 - Purificador UV com lâmpada imersa e escoamento em conduto forçado	34
Figura 13 - Refração e reflexão entre dois meios com índices de refração diferentes.	35
Figura 14 - Comportamento da irradiação UV na câmara de purificação	37
Figura 15 - Ilustração do efeito foco na câmara de purificação	39
Figura 16 - Doses de UV (254 nm) necessárias para se obter uma inativação do 99,99% para certos microorganismos	43
Figura 17 - Comparação entre dados experimentais e simulados do modelo cúbico	47
Figura 18 - Modelo da resistência equivalente para uma lâmpada de 32W	49
Figura 19 - Características de uma lâmpada fluorescente tubular de 12W obtidas do modelo de quarto grau.	50
Figura 20 - Diagrama de Blocos de um reator eletrônico	51
Figura 21 - Flyback com PFC com múltiplas saídas	53
Figura 22 - Inversores alimentados por tensão	54
Figura 23 - Filtros Ressonantes	55
Figura 24 - Resposta do filtro ressonante série para diferentes Q	56

Figura 25 - Resposta do filtro ressonante paralelo para diferentes Q	57
Figura 26 - Resposta do filtro ressonante série-paralelo para diferentes Q, com $a=1$	58
Figura 27 - Resposta do filtro ressonante série-paralelo para diferentes Q, com $a=25$	59
Figura 28 - Resposta do filtro ressonante série-paralelo para diferentes Q, com $a=500$	59
Figura 29 - Estágio Inversor com filtro SPRL, representação para alimentação de uma lâmpada UV	61
Figura 30 - Circuito equivalente no pré-aquecimento	62
Figura 31 - Tensão V_{Cp} na etapa de pré-aquecimento para diferentes frequências de operação	66
Figura 32 - Circuito equivalente em regime permanente	67
Figura 33 - Flyback no MCD para um tempo t_{on}	70
Figura 34 - Flyback no MCD para um tempo t_{off}	71
Figura 35 - Flyback no MCD para um tempo t_d	71
Figura 36 – Formatos das correntes no primário (verde) e no secundário (laranja), para um período da rede T_{rede} , admitindo-se relação de transformação unitária	72
Figura 37 - Esforços de tensão nos interruptores para um período T_s .	76
Figura 38 - Diagrama de controle geral no modo tensão para o Flyback no MCD	77
Figura 39 - Diagrama de controle para pequenos sinais	78
Figura 40 - Purificador comercial modelado no Solidworks	82
Figura 41 - Base do purificador comercial	83
Figura 42 - Câmara purificadora para o equipamento comercial	84
Figura 43 - Trajetória de uma partícula imersa na água do purificador comercial	84
Figura 44 - Estrutura purificadora projetada para o desenvolvimento da pesquisa	85
Figura 45 - Estrutura das câmaras purificadoras para a estrutura proposta	86
Figura 46 - Caminho da água na estrutura proposta - vista superior	87
Figura 47 - Caminho de uma partícula na água da estrutura proposta - visão geral	88
Figura 48 - Velocidade da partícula em água no purificador comercial	89
Figura 49 - Velocidade da partícula em água no purificador proposto	90
Figura 50 - Irradiação UV fornecida pela lâmpada de 6W - Estrutura Comercial de apenas uma câmara	92
Figura 51 - Irradiação UV fornecida pela lâmpada de 4W - Estrutura Proposta, em uma única câmara	92
Figura 52 - Irradiação UV fornecida pela lâmpada de 6W - Estrutura Proposta, em uma única	

câmara	93
Figura 53 - Irradiação UV fornecida pela lâmpada de 8W - Estrutura Proposta, em uma única câmara	93
Figura 54 - Irradiação UV fornecida pela lâmpada de 11W - Estrutura Proposta, em uma única câmara	94
Figura 55 - Diagrama de bode $T(s)^*$ para $V_{in} = 90V_{rms}$ (em verde) e $V_{in} = 240V_{rms}$ (em roxo)	102
Figura 56 - Diagrama de bode $T(s)^*$ para $V_{in} = 240V_{rms}$ (em azul) e $G_c(s)$ projetado (em verde)	103
Figura 57 - Diagrama de bode $T(s)^*$ para $V_{in} = 240V_{rms}$ (em azul), $G_c(s)$ projetado (em verde) e $T(s)$ para $V_{in} = 240V_{rms}$ (em vermelho)	104
Figura 58 - Diagrama de bode $T(s)^*$ para $V_{in} = 90V_{rms}$ (em azul), $G_c(s)$ projetado (em verde) e $T(s)$ para $V_{in} = 90V_{rms}$ (em vermelho)	105
Figura 59 - Estágio de potência de entrada, retificador Flyback como PFC, simulado na ferramenta PSIM	105
Figura 60 - Tensão de saída (roxo) e corrente de entrada (verde, escala 100:1) com $V_{in} = 90V_{rms}$	107
Figura 61 - Tensão de saída (roxo) e corrente de entrada (verde, escala 200:1) com $V_{in} = 240V_{rms}$	107
Figura 62 - Tensão de entrada (azul) e corrente de entrada (verde, escala 200:1) com $V_{in} = 90V_{rms}$	108
Figura 63 - Tensão de entrada (azul) e corrente de entrada (verde, escala 200:1) com $V_{in} = 240V_{rms}$	108
Figura 64 - Tensão de entrada (azul, escala 1:2) e tensão de saída (vermelho)	109
Figura 65 - Tensão (azul) e corrente de entrada (verde, escala 50:1) sobre o transistor com $V_{in} = 90V_{rms}$	110
Figura 66 - Tensão (vermelho) e corrente de entrada (amarelo, escala 50:1) sobre o diodo com $V_{in} = 90V_{rms}$	110
Figura 67 - Tensão (azul) e corrente de entrada (verde, escala 50:1) sobre o transistor com $V_{in} = 240V_{rms}$	111
Figura 68 - Tensão (vermelho) e corrente de entrada (amarelo, escala 50:1) sobre o diodo com	

$V_{in} = 240V_{rms}$	111
Figura 69 - Placa <i>Launchpad C2000</i> da Texas Instruments	116
Figura 70 - Malha de controle em modo tensão implementada	117
Figura 71 - Detalhe da placa implementada, incluindo estágios de potência de entrada e saída	119
Figura 72 - Tensão (roxo) e corrente (verde) de saída quando $V_{in} = 127V_{rms}$	120
Figura 73 - Formas de onda da tensão (roxo) e corrente (verde) sobre os semicondutores, $V_{in} = 127V_{rms}$	121
Figura 74 - Esforços de tensão (roxo) e corrente (verde) sobre os semicondutores, $V_{in} = 127V_{rms}$, (a) Mosfet e (b) Diodo.	121
Figura 75 - Tensão (laranja) e corrente (verde) de entrada para $V_{in} = 127V_{rms}$	121
Figura 76 - Conteúdo harmônico da corrente de entrada para $V_{in} = 127V_{rms}$	122
Figura 77 - Fator de potência do conversor retificador Flyback em $127V_{rms}$	122
Figura 78 - Tensão (azul) e corrente (verde) de saída quando $V_{in} = 220V_{rms}$	123
Figura 79 - Formas de onda da tensão (roxo) e corrente (verde) sobre os semicondutores com $V_{in} = 220V_{rms}$	123
Figura 80 - Esforços de tensão (roxo) e corrente (verde) sobre os semicondutores, com $V_{in} = 220V_{rms}$: (a) Mosfet e (b) Diodo	124
Figura 81 - Tensão (Azul) e corrente (Água marinha) de entrada para $V_{in} = 220V_{rms}$	124
Figura 82 - Conteúdo harmônico da corrente de entrada para $V_{in} = 220V_{rms}$	125
Figura 83 - Fator de potência do conversor retificador Flyback com $V_{in} = 220V_{rms}$	125
Figura 84 - Diagrama geral do circuito para o estágio de saída: inversor e filtros ressonantes	127
Figura 85 - Tensão V_{Lamp} em função da potência P_{Lamp} para a lâmpada de 6W	129
Figura 86 - Corrente I_{Lamp} em função da potência P_{Lamp} para a lâmpada de 6W	129
Figura 87 - Frequência F_{Lamp} em função da potência P_{Lamp} para a lâmpada de 6W	130
Figura 88 - Resistência Equivalente R_{Lamp} em função da potência P_{Lamp} para a lâmpada de 6W	130
Figura 89 - Simulação do modelo da lâmpada de 6W no software PSIM	133
Figura 90 - Simulação para a Tensão (Vermelho) e corrente (Azul) na lâmpada de 6W	134
Figura 91 - Placa Auxiliar de Filtros Ressonantes do estágio de saída	136
Figura 92 - Relação R_{HC} para diferentes frequências ao longo do tempo, para a lâmpada de 6W	138

Figura 93 - Tensão (Laranja) e Corrente (Verde) em uma das lâmpadas de 6W (Coluna de gás)	140
Figura 94 - Tensão (Laranja) e Corrente (Verde) nos filamentos da lâmpada UV de 6W, para 65kHz	140
Figura 95 - Tensão (Laranja) e Corrente (Verde) na saída do inversor na etapa de pré-aquecimento, alimentando 4 lâmpadas UV de 6W	141
Figura 96 - Tensão (Laranja) e Corrente (Verde) na saída do inversor na etapa de regime permanente, alimentando 4 lâmpadas UV de 6W	141
Figura 97 - Tensão (Laranja) e Corrente (Verde) na saída do estágio inversor – Transição entre o pré-aquecimento e o regime permanente	142
Figura 98 – Estrutura purificadora implementada	144
Figura 99 – Porta Circuitos Ressonantes na Base do Purificador desenvolvido	145
Figura 100 – Base Estrutural implementada para o Purificador	145
Figura 101 – Detalhe da base estrutural implementada para o Purificador	146
Figura 102 – Câmaras purificadoras implementadas, com detalhe de uma lâmpada UV inserida em tubo de quartzo	147
Figura 103 – Conexões entre as câmaras purificadoras	147
Figura 104 – Processo de ensaios para purificação de água, com o Purificador proposto	148

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Tempos médios de exposição à irradiação UV	90
Tabela 2 - Parâmetros ópticos associados aos meios	91
Tabela 3 - Características das lâmpadas empregadas na simulação	91
Tabela 4 - Radiações e Dose UV – Fluxo $Q=15\text{cm}^3\text{s}^{-1}$	94
Tabela 5 – Fluxo de água máximo requerido	95
Tabela 6 - Especificações do projeto para o estágio do retificador Flyback PFC	97
Tabela 7 - Comportamento da lâmpada de potencia nominal de 6W para diferentes potências	128
Tabela 8 - Dados relevantes da lâmpada para potência (P_{Lamp}) no valor nominal de 6W	131
Tabela 9 - Pré-aquecimento da lâmpada de 6W, para diferentes frequências	137
Tabela 10 – Análise de eliminação de coliformes fecais	149

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	19
1.1	Desinfecção da água com irradiação ultravioleta	20
1.2	Revisão Histórica	21
1.3	Mecanismo de Desinfecção UV	21
1.4	Dispositivos produtores de UV	23
1.4.1	<i>Lâmpadas de vapor de mercúrio (com eletrodos).</i>	23
1.4.1.1	Comportamento operacional das lâmpadas de vapor de mercúrio.	24
1.4.2	<i>Lâmpadas de iodetos metálicos.</i>	25
1.4.3	<i>Lâmpadas de Xênon (UV pulsada)</i>	26
1.4.4	<i>Lâmpadas de Excímero</i>	26
1.4.5	<i>Leds UV</i>	27
1.5	Motivação e Proposta	28
2	PURIFICADORES UV E DOSE UV	31
2.1	Purificadores UV	31
2.1.1	<i>Purificadores com lâmpadas emersas</i>	31
2.1.2	<i>Purificadores com lâmpadas imersas</i>	33
2.2	Dose UV	34
2.3	Comportamento óptico da irradiação UV no purificador	36
2.4	Modelos para a determinação da Irradiação UV	39
2.4.1	<i>Modelo MPSS (Multiple Point Source Summation)</i>	40
2.4.2	<i>Modelo MSSS (Multiple Segment Source Summation)</i>	40
2.4.3	<i>Modelo LSI (Line Source Integration)</i>	41
2.4.4	<i>Modelo RADLSI</i>	42
2.5	Doses de UV requeridas	42

2.6	Conclusões	43
3	LÂMPADAS UV E CIRCUITOS ACIONADORES	45
3.1	Lâmpadas UV	45
3.1.1	<i>Etapa de Pré-aquecimento</i>	45
3.1.2	<i>Etapa de regime permanente</i>	46
3.2	Modelos da lâmpada	46
3.2.1	<i>Modelo Cúbico</i>	47
3.2.2	<i>Modelo Exponencial</i>	48
3.2.3	<i>Modelo da resistência equivalente</i>	48
3.2.4	<i>Modelo de quarto grau</i>	49
3.3	Reatores de Lâmpadas UV	50
3.3.1	<i>Estágio do PFC</i>	52
3.3.2	<i>Estágio do Inversor</i>	54
3.3.3	<i>Estágio do filtro ressonante</i>	55
3.3.3.1	Filtro Série	56
3.3.3.2	Filtro Paralelo	57
3.3.3.3	Filtro Série-Paralelo	57
3.4	Conclusões	59
4	ANÁLISE QUANTITATIVA DOS CIRCUITOS	61
4.1	Inversor e filtro ressonante	61
4.1.1	<i>Etapa de pré-aquecimento</i>	62
4.1.2	<i>Etapa de regime permanente</i>	67
4.2	Flyback em Modo de Condução Descontínua, aplicado à correção ativa do fator de potência do retificador de entrada	69
4.2.1	<i>Análise da operação do Flyback no MCD</i>	70
4.2.2	<i>Análise quantitativa do conversor Flyback no MCD</i>	72

4.2.3	<i>Controle do Flyback no MCD</i>	77
4.3	Conclusões	80
5	ESTRUTURA PURIFICADORA PROPOSTA	81
5.1	Projeto mecânico do purificador	81
5.1.1	<i>Purificador Comercial</i>	82
5.1.2	<i>Purificador Proposto</i>	85
5.2	Simulações do comportamento hidráulico das estruturas	88
5.3	Simulações do comportamento óptico das estruturas	91
5.4	Conclusões	96
6	PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA DE ENTRADA	97
6.1	Flyback como PFC no MCD	97
6.1.1	<i>Resposta em frequência e projeto do controlador para o Flyback</i>	100
6.1.2	<i>Simulação do estágio do PFC Flyback</i>	104
6.1.3	<i>Implementação.</i>	112
6.1.3.1	Filtro de EMI	112
6.1.3.2	Transformador Flyback	113
6.1.3.3	Escolha dos semicondutores	115
6.1.3.4	Controle	116
6.1.3.5	Placa dos circuitos de Potência e Condicionamento de Sinais	118
6.1.4	<i>Resultados experimentais para o Estágio de Entrada</i>	120
6.2	Conclusões	126
7	PROJETO DO ESTÁGIO INVERSOR E FILTROS RESSONANTES.	127
7.1	Lâmpada UV no regime permanente.	128
7.1.1	<i>Projeto do Inversor.</i>	131
7.1.2	<i>Simulação do modelo da lâmpada no regime permanente</i>	132
7.1.3	<i>Implementação Física do Estágio de saída</i>	134

7.1.3.1	Projeto do Indutor L_{inv}	134
7.1.3.2	Escolha dos transistores S_x e S_y	136
7.1.3.3	Placa Auxiliar para os filtros Ressonantes	136
7.2	Etapa de Pré-aquecimento	137
7.3	Resultados Experimentais para o Estágio de Saída	139
7.4	Conclusões	143
8	ESTRUTURA PURIFICADORA IMPLEMENTADA E TESTES DA ÁGUA.	144
8.1	Descrição da Estrutura purificadora implementada	144
8.2	Resultados de desinfecção da água	148
9	CONCLUSÕES FINAIS E TRABALHOS FUTUROS	151
9.1	Conclusões Finais	151
9.2	Trabalhos Futuros	151
	REFERÊNCIAS	153

1 INTRODUÇÃO

A água é um componente indispensável para o desenvolvimento de todas as criaturas que vivem na terra, porém, uma grande quantidade dela encontra-se em estados não adequados para o consumo humano. Por outro lado, devido à expansão das atividades agrícolas e industriais, cada vez mais são reduzidos os afluentes de água naturais que apresentam uma qualidade aceitável para o consumo.

Neste contexto, considerando que parcela considerável de águas potáveis têm sido armazenadas em reservatórios e transportadas por longas distâncias em aquedutos e tubulações, onde podem ocorrer diversos tipos de contaminações por organismos patogênicos, os quais podem resultar desde leves doenças até problemas graves de saúde ao ser humano, principalmente, diversas técnicas e metodologias com ações germicidas e bactericidas têm sido desenvolvidas para purificação de águas.

Na atualidade, os métodos de purificação mais usados empregam substâncias químicas como componente germicida, as quais sofrem alterações pelas condições ambientais a que são expostas até chegar ao consumidor, podendo causar danos maiores que os associados aos microrganismos patogênicos.

Silva (2007) assegura que agentes patogênicos como *Escherichia coli*, *Streptococcus faecalis*, *Salmonella typhi*, *Shigella spp*, entre outros presentes em águas residuais, podem ser inativados mediante sua exposição à irradiação ultravioleta, permitindo assim a implementação de uma técnica que não requer o uso de substâncias químicas no processo de purificação da água, além disso, apresenta facilidade de operação e segurança operacional, e, exigindo baixo tempo de contato, possibilita o uso de unidades compactas (TINÔCO, 2011).

Tendo em conta que o processo de esterilização da água mais usado no mundo emprega o cloro como sustância para exterminar as bactérias, vírus e protozoários presentes nas águas contaminadas, métodos alternativos a ele podem ser desenvolvidos, pois estudos demonstram que o cloro contribui na formação de trihalometanos, os quais são compostos potencialmente carcinogênicos, resultando em um risco para a saúde pública (TINÔCO, 2011).

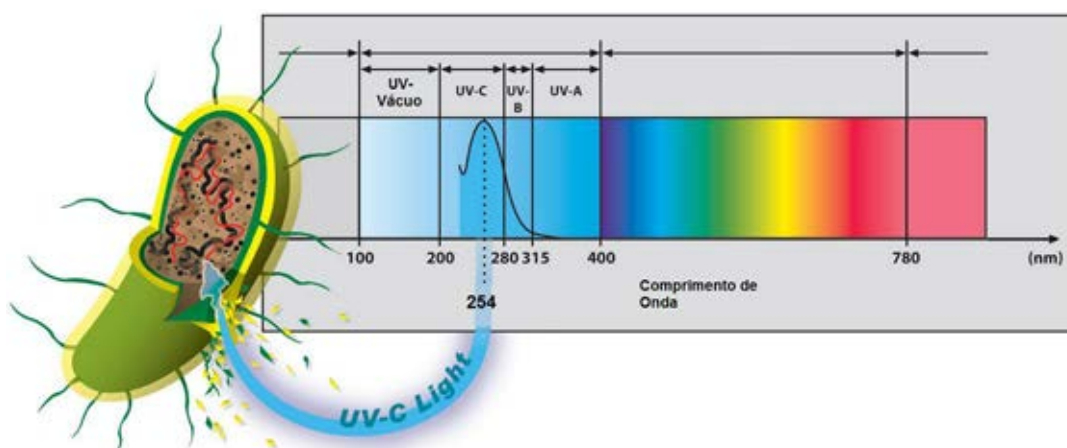
Portanto, a proposta deste trabalho é poder projetar uma estrutura purificadora de água a partir da utilização da irradiação UV como agente germicida. O sistema deve ser compacto para que sua aplicabilidade em ambientes residenciais, comerciais e até industriais (especificamente o setor farmacêutico) seja adequada, garantindo a potabilidade de águas

submetidas ou não a um processo anterior de purificação, de tal forma a atender as normas sanitárias mais rígidas, tanto com relação às aplicações comerciais/industriais, quanto para as residenciais.

1.1 Desinfecção da água com irradiação ultravioleta

A irradiação ultravioleta (UV) corresponde ao espectro eletromagnético situado na faixa situada entre os raios X e a luz visível. Seu comprimento de onda está compreendido entre 100nm e 400nm, o que pode ser observado em detalhe na Figura 1, a qual destaca as subdivisões do espectro UV.

Figura 1 - Espectro eletromagnético da luz



Fonte: (WATERFILTERS.NET, 2005)

Na Figura 1, fica evidente que o espectro UV subdivide-se em quatro regiões: UV no vácuo [100nm-200nm], UV-C [200nm-280nm], UV-B [280nm-315nm] e UV-A [315nm-400nm]. A faixa de irradiação UV no vácuo é absorvida por quase todas as substâncias (incluindo a água e o ar) e é por esta razão que, apesar da irradiação UV apresentar nessa faixa a ação germicida, seu uso é impraticável (EPA, 2006). A região UV-A é aquela responsável pela ativação de mudanças na pele (bronzamento). A faixa que compreende a irradiação UV-B é a responsável pelas queimaduras e, eventualmente, pelo câncer de pele. Por fim, a faixa UV-C, também conhecida como faixa germicida, é extremamente danosa, porque ela é absorvida pelas proteínas (ARN e ADN), conduzindo mutações e/ou mortes celulares. Contudo, esta última faixa é interessante na inativação de bactérias e vírus presentes na água, (BOLTON, 1999).

1.2 Revisão Histórica

A primeira aplicação em grande escala na purificação de água com irradiação UV ocorreu na cidade de Marselha (França) entre os anos de 1906 e 1909, quando eram purificados aproximadamente 200m³ de água por dia. Esta aplicação também foi adotada pela cidade de Rouen, na França. No entanto, consideráveis discussões e controvérsias vieram à tona em relação aos benefícios da purificação com irradiação ultravioleta, (MASSCHELEIN, 2002).

Entre 1906 e 1926, a irradiação UV foi usada nos Estados Unidos para a desinfecção da água e para disponibilizar água potável nas embarcações. Entretanto, devido ao baixo custo da desinfecção da água com o cloro, e à problemas operacionais e de confiabilidade observados nos primeiros equipamentos de purificação UV, seu crescimento foi limitado até a década de 50 (WRIGHT H. B.; CAIRNS, 2004).

Em 1955, entraram em operação instalações práticas de desinfecção UV para água potável na Suíça e na Austrália. Em 1985, o número de instalações nestes países aumentaram para 500 e 600, respectivamente. Com a descoberta da formação de subprodutos da cloração, a desinfecção UV tornou-se popular na Noruega, onde foi implantada a primeira instalação em 1975, e mais tarde também na Holanda em 1980 (WRIGHT H. B.; CAIRNS, 2004).

Hoje, na Europa, em torno de 3000 instalações de água potável usam a irradiação UV como um método de tratamento. Novas aplicações e tecnologias estão sendo continuamente analisadas e desenvolvidas, e as maiorias das aplicações na Europa são destinadas a sistemas de água potável e com altos níveis de pureza para aplicações médicas e farmacêuticas. Ao contrário da Europa, nos Estados Unidos e Canadá este método de purificação é aplicado às águas residuais e subterrâneas (MASSCHELEIN, 2002).

1.3 Mecanismo de Desinfecção UV

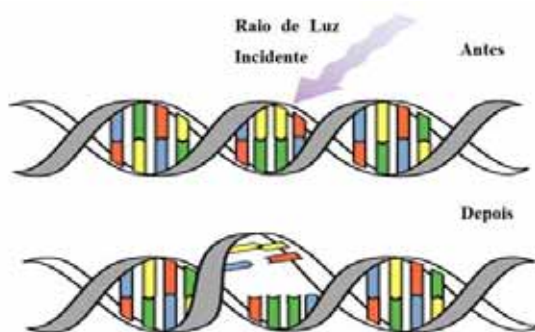
O princípio germicida da irradiação ultravioleta consiste em inibir certas funções dos microrganismos causando danos no seu ácido nucleico, já que este é o responsável pelas funções metabólicas e pela reprodução de todos os seres vivos.

O ácido desoxirribonucleico (ADN) e o ácido ribonucleico (ARN) são as formas mais comuns do ácido nucleico. “O ADN é um polímero de ácido nucleico constituído por uma sequência de quatro bases (adenina, citosina, guanina e timina), as quais constituem o código

genético. Estas bases formam as chamadas bases emparelhadas (p.e., adenina com timina e citosina com guanina), ligadas por pontes de hidrogênio. São estas ligações que fazem com que as duas fitas do ADN permaneçam ligadas. Esta estrutura do ADN é conhecida como *dupla hélice*” (PULCINI, 2001).

A Figura 2 apresenta de forma ilustrativa como a irradiação ultravioleta causa danos na estrutura do ADN dos microrganismos. A exposição dos microrganismos à irradiação UV causa o rompimento da estrutura tridimensional do seu ADN e provoca a formação de dímeros entre as bases, interrompendo deste modo a replicação no momento da leitura da fita de ADN (sempre que há divisão da célula), tal como é ilustrado na Figura 2, onde o fóton incidente, destrói as bases emparelhadas (adenina com timina) e é formado um dímero de timina (PULCINI, 2001).

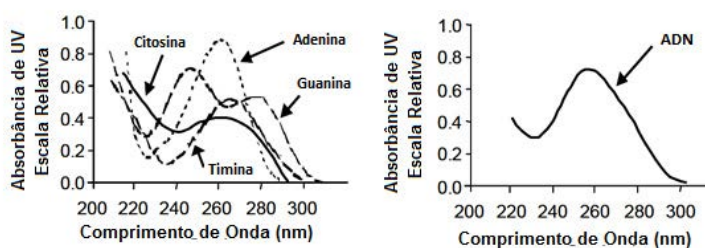
Figura 2 - Efeito da incidência da irradiação UV no ADN dos microrganismos



Fonte: (AMERICAN_AIR_WATER, [200-])

Neste ponto é interessante salientar que o nível de absorção de irradiação ultravioleta pelos microrganismos é função do comprimento de onda da mesma. Na Figura 3 é possível observar a absorção de UV pelos diferentes nucleotídeos que compõem o ADN em função dos comprimentos de onda da irradiação ultravioleta na faixa compreendida entre 200nm e 300nm, onde o pico de absorção da irradiação UV fica próximo a 260nm (US ENVIRONMENTAL PROTECTION AGENCY - EPA, 2006).

Figura 3 - Espectro eletromagnético da irradiação UV emitida pelas lâmpadas UV de baixa e média pressão, e absorção relativa de irradiação UV do ADN dos microrganismos



Fonte: (EPA, 2006)

1.4 Dispositivos produtores de UV

O sol é uma fonte natural de luz que contém em seu espectro eletromagnético comprimentos de onda que correspondem à faixa de irradiação ultravioleta, mas a incidência sobre a superfície da Terra não é suficiente para a atuação como germicida no processo da purificação da água. É por este motivo que, durante muitos anos, estão sendo desenvolvidas tecnologias capazes de gerar irradiação UV com as doses necessárias para inibir vírus, bactérias, entre outros microrganismos presentes em água potável, causadores de doenças. Dentre as fontes artificiais produtoras de irradiação ultravioleta destacam-se (EPA, 2006):

- Lâmpada de Vapor de mercúrio de baixa pressão;
- Lâmpada de Vapor de mercúrio de alta saída – baixa pressão;
- Lâmpada de Vapor de mercúrio de média pressão;
- Lâmpada de Vapor de mercúrio sem eletrodos;
- Lâmpada de Iodetos metálicos;
- Lâmpada de Excímero (dímeros excitados);
- Lâmpadas de Xênon (UV Pulsada);
- Lasers UV;
- LEDs emissores de UV.

Nos itens seguintes é feito um detalhamento conceitual de alguns dos tipos de dispositivos emissores de irradiação UV, descritos anteriormente.

1.4.1 Lâmpadas de vapor de mercúrio (com eletrodos).

As lâmpadas de vapor de mercúrio são dispositivos mais comumente utilizados nos processos de desinfecção de água, devido ao fato do espectro eletromagnético da luz emitida pertencer a faixa de UV. Como comentado anteriormente, essas lâmpadas podem ser de baixa, média ou alta pressão.

A lâmpada de vapor de mercúrio é constituída por um bulbo hermético, composto por sílica ou quartzo (ambos com um bom índice de transmitância de irradiação ultravioleta), com as extremidades dotadas de eletrodos de tungstênio e uma mistura de terra alcalina que facilita a formação de arco elétrico dentro da lâmpada. No interior do tubo é introduzida uma pequena quantidade de mercúrio e gás inerte, geralmente o argônio. A diferença de potencial entre os eletrodos produz a excitação dos átomos de mercúrio, que ao retornar ao estado de menor

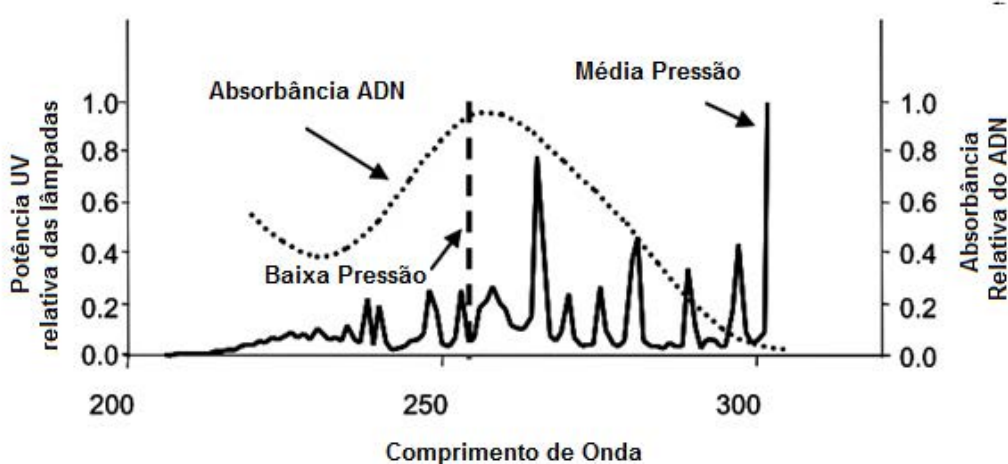
energia, emitem irradiação ultravioleta. O argônio tem duas funções básicas: auxiliar na partida da lâmpada e reduzir as perdas térmicas, contribuindo assim para o rendimento da lâmpada (DANIEL, 2001).

1.4.1.1 Comportamento operacional das lâmpadas de vapor de mercúrio.

Segundo a EPA (2006), para que seja dada a ignição das lâmpadas de vapor de mercúrio, seus eletrodos emitem elétrons que colidem com os átomos do gás inerte, causando sua ionização. Assim, é formado um plasma que permite o fluxo de corrente, o qual aquece o gás. O mercúrio presente na lâmpada é vaporizado na presença do gás inerte quente e colisões entre o vapor de mercúrio e os elétrons de alta energia presentes no plasma ocorrem, fazendo com que os átomos de mercúrio cheguem a estados de excitação muito elevados. Quando os átomos de mercúrio passam do estado de excitação elevado para seu estado fundamental, raios com comprimentos de onda na faixa do espectro eletromagnético UV são emitidos.

O espectro eletromagnético correspondente às lâmpadas de vapor de mercúrio é apresentado na Figura 4, onde se pode ver o comportamento para lâmpadas de baixa e média pressão. As lâmpadas de baixa pressão mostram somente picos em certos valores do espectro (monocromáticas), enquanto que as lâmpadas de média pressão emitem irradiação UV em toda a faixa do espectro (policromáticas).

Figura 4 - Espectro eletromagnético da irradiação UV emitida pelas lâmpadas UV de baixa e média pressão; absorção relativa de irradiação UV do ADN dos microrganismos



Fonte: (EPA, 2006)

As lâmpadas de baixa pressão emitem a maior parte da radiação no comprimento de onda 253,7 nm (mais de 95% do total de emissão de raios ultravioleta está nesse comprimento

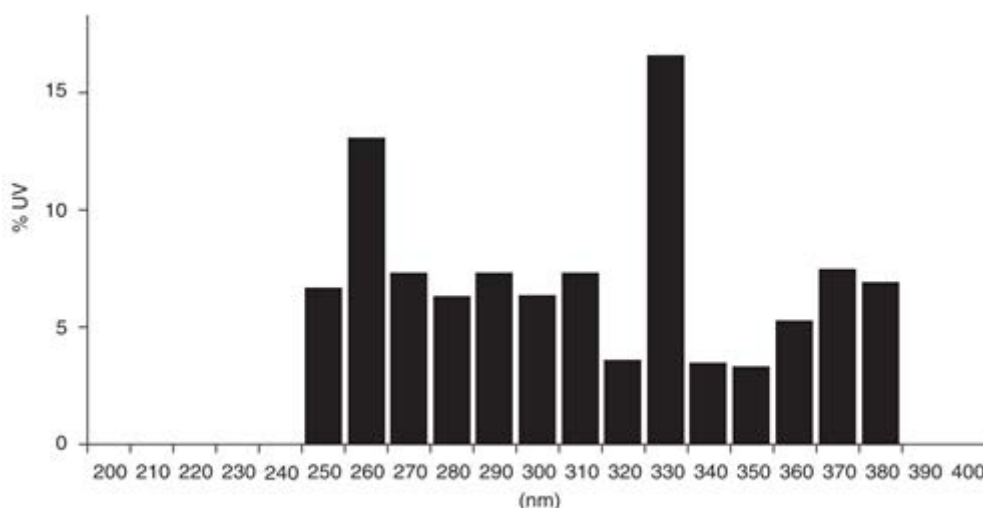
de onda), enquanto que as lâmpadas de média pressão emitem energia no comprimento de onda compreendido na faixa entre 180 a 1.370nm. A densidade de potência espectral das lâmpadas de média pressão é muito maior que a das de baixa pressão, cujo valor está entre 15 e 65 W. Nessas lâmpadas, aproximadamente 70% de toda a potência emitida pertence ao espectro de irradiação ultravioleta.

Além disso, pode-se ver na Figura 4 que o valor do comprimento de onda onde a irradiação UV é máxima, para as lâmpadas de baixa pressão, fica muito próximo do valor do comprimento de onda no qual se tem uma maior absorção pelo ADN dos microrganismos (BOLTON, 1999).

1.4.2 Lâmpadas de iodetos metálicos.

Nestas lâmpadas, iodetos metálicos são adicionados à mistura de gases e assim modificam sua distribuição espectral. Comumente, tal procedimento é feito em lâmpadas de média e alta pressão. Na Figura 5, observa-se o espectro eletromagnético emitido por uma lâmpada de iodetos metálicos, o qual conserva um comportamento policromático (MASSCHELEIN, 2002).

Figura 5 - Distribuição espectral de uma lâmpada de iodetos metálicos



Fonte: (MASSCHELEIN, 2002)

Normalmente, estas lâmpadas são usadas em aplicações de purificação de águas subterrâneas, porém seu custo de manutenção aumenta devido ao seu tempo de vida, que é de 4.000 horas, em contraste com as lâmpadas de vapor de mercúrio, que têm aproximadamente 9.000 horas de vida útil.

1.4.3 Lâmpadas de Xênon (UV pulsada)

As lâmpadas de Xênon são operadas em baixas frequências, geralmente na faixa de 1Hz até os 30Hz, produzindo uma descarga contínua de elétrons em meio à mistura dos gases inseridos na lâmpada, gerando dessa forma pulsos de irradiação ultravioleta na frequência de trabalho, cujas emissões oscilam entre 200 e 300 J/m² (MASSCHELEIN, 2002).

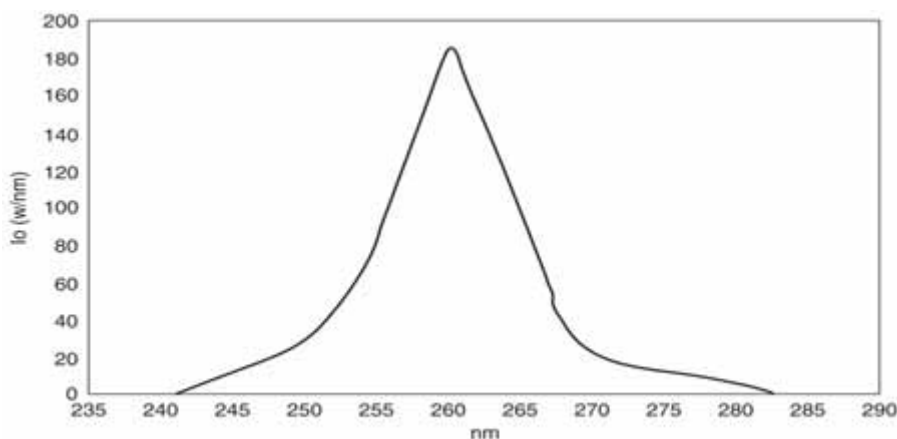
Segundo Masschelein (2002), as lâmpadas de Xênon ainda estão sendo estudadas, já que aspectos como o tempo de vida, requerimentos para seu acionamento, emissão de luz em comprimentos de onda fora da faixa UV e reações secundárias não estão bem definidos.

1.4.4 Lâmpadas de Excímero

Excímero significa “dímero excitado”. Basicamente, este é um par de átomos, composto por um átomo de gás excitado e outro no seu estado fundamental ($\text{Xe} + \text{Xe} = \text{Xe}_2^*$ (excímero de xênon).

Excímeros podem ser formados por gases nobres e misturas de gás nobre com halogênio. O estado de excímero é de curta duração. Quando o excímero se rompe, a irradiação UV é emitida em uma faixa espectral quase monocromática. Dependendo do gás selecionado, diferentes espectros de UV de banda estreita são emitidos, principalmente em uma única linha espectral, e isso pode ser visto na Figura 6, onde é ilustrado o comportamento da intensidade em função da resposta espectral da luz emitida por uma lâmpada de excímero de Cl_2^* .

Figura 6 - Resposta espectral de uma lâmpada excímero de Cl_2^*



Fonte: (MASSCHELEIN, 2002)

O tempo de vida de uma lâmpada de excímero é de seis meses, o qual dificulta sua aplicação em processos de desinfecção de água, já que as lâmpadas de mercúrio apresentam uma vida útil muito maior (MASSCHELEIN, 2002).

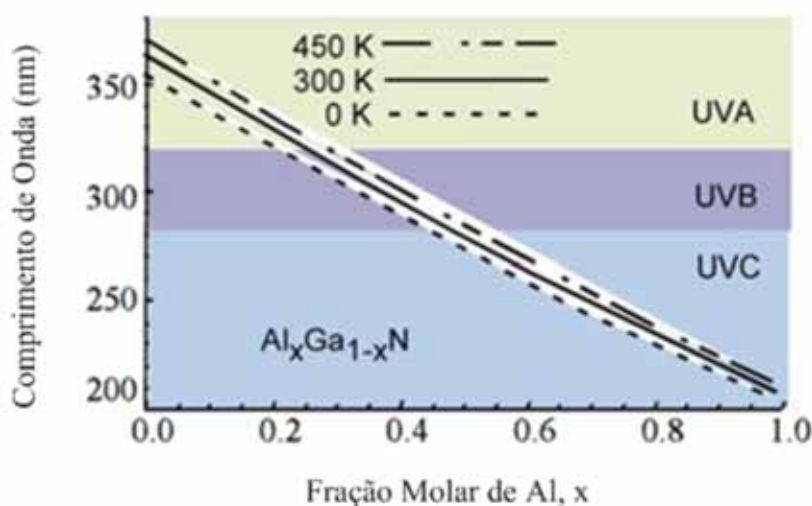
1.4.5 Leds UV

A tecnologia de diodos emissores de luz (LEDs) UV ainda está em desenvolvimento, entretanto, sua viabilidade é promissora para sistemas de purificação onde o fluxo e o volume de água consumido é baixo, ao contrário dos dispositivos mencionados anteriormente. São geralmente mais comumente utilizados na desinfecção de águas residuais de equipamentos purificadores de água (excluindo as lâmpadas de vapor de mercúrio de baixa pressão e baixa potência).

Segundo Shatalov et al. (2010) os LEDs oferecem várias vantagens frente às fontes tradicionais de irradiação UV, devido ao tamanho reduzido, baixo consumo de energia, comprimento de onda selecionável, entre outras. As aplicações comerciais vão desde a purificação da água e o ar, até a desinfecção de ferramentas médicas, onde o mercado estaria disposto a fazer investimentos multimilionários.

Os leds UV são fabricados com nitreto de gálio-alumínio (AlGa_1N) e, modificando a composição molar de cada elemento, é possível alcançar toda a faixa do espectro da irradiação UV, passando pelas faixas UV-A, UV-B e UV-C. Este fato é mostrado na Figura 7, onde se pode notar uma variação muito pequena frente à temperatura, a qual é outra vantagem em comparação com as lâmpadas apresentadas anteriormente.

Figura 7 - Comprimento de onda em função da composição de $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$.

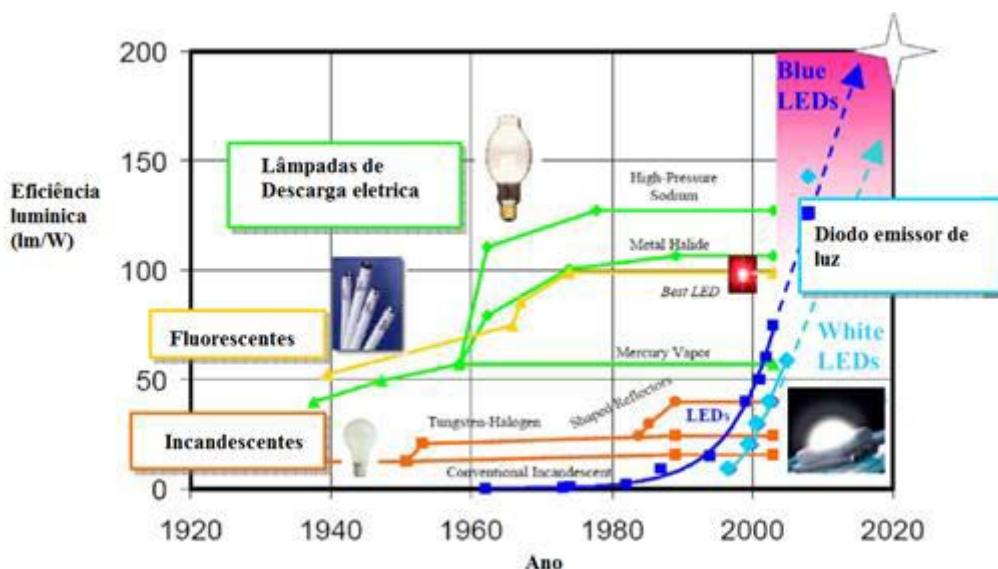


Fonte: (SHUR; GASKA, 2010).

Techneau (2010) fez um estudo de dois módulos de purificação de água com Leds UV, onde os resultados são bastante atrativos para os desenvolvimentos e melhorias esperadas para este tipo de tecnologia. Contudo, deve-se levar em conta que a energia em forma de irradiação UV oferecida pelos Leds UV é muito pequena no momento atual, ou seja, para produzir doses UV suficientes para dissociar as cadeias do ADN dos microrganismos, o tempo de exposição à luz radiada é muito maior (3-4 minutos) que o necessário com as lâmpadas de mercúrio (alguns segundos).

No futuro próximo, os Leds UV devem se tornar uma solução viável, uma vez que as projeções do desenvolvimento e da inserção do produto no mercado estimulam as pesquisas no sentido de se aproveitarem as vantagens que oferecem este tipo de tecnologia frente às outras já mencionadas. Na Figura 8 é possível verificar a evolução dos Leds no decorrer dos anos e as expectativas futuras, no que se refere ao aumento da eficiência luminosa em comparação com outros tipos de fontes geradoras de luz artificial.

Figura 8 - Evolução e projeções dos Leds



Fonte: (TECHNEAU, 2010)

1.5 Motivação e Proposta

A finalidade deste trabalho é poder desenvolver uma estrutura capaz de garantir a potabilidade da água através da irradiação ultravioleta, para aplicações residencial e industrial (especificamente nas áreas da medicina e dos fármacos).

A motivação principal é a constatação de que no mercado nacional existem equipamentos purificadores com UV que de fato não asseguram a inativação total dos

principais patógenos em água potável, principalmente destinada ao consumo humano, e, ainda, a carência de normas no país para este importante segmento.

Este fato foi comprovado em testes realizados pelo Laboratório de Eletrônica de Potência, UNESP - ILHA SOLTEIRA, contando com a colaboração do Laboratório de Análise de Água da Engenharia Civil/FE-IS/UNESP, através da seleção de um purificador UV comercial, constatando-se que o equipamento é somente capaz de eliminar em 50% os coliformes fecais presentes em água admitida para ensaios e testes de comparação com o equipamento a ser desenvolvido neste trabalho.

Outra deficiência encontrada está em que, o reator da lâmpada ultravioleta com o qual está equipado a estrutura comercial, não realiza um adequado processo de ignição da mesma, já que omite totalmente a etapa de pré-aquecimento dos filamentos e, ainda, não garante a potência nominal da lâmpada durante a etapa de regime permanente (PEREIRA, 2012). Estes fatores levam a redução gradativa da lâmpada e de sua vida útil operacional.

O trabalho desenvolvido por Pereira (2012) conseguiu demonstrar que, quando a lâmpada produtora de irradiação UV é operada de maneira adequada, o dispositivo é capaz de garantir o ponto de operação na potência nominal da lâmpada, além disso, garantir a correta operação na etapa de pré-aquecimento dos filamentos, resultando no aumento da ação germicida em comparação com o reator comercial e possibilitando uma redução de 50 a 75 vezes a concentração de coliformes fecais. Contudo, não é alcançada uma taxa de inativação aceita pelas normas ANSI estabelecidas (99,99% de inativação, ANSI Standard 55). Assim, admite-se que a dosagem de UV não seja suficiente e pode ser melhorada, seja acrescentando a potência em forma de irradiação UV fornecida pela lâmpada ou aumentando o tempo de exposição da água à ação germicida.

Por tal motivo, nesta pesquisa se propõe o desenvolvimento de uma metodologia que permite o dimensionamento de purificadores de água, utilizando-se de lâmpadas fluorescentes emissoras de UV, partindo da Dose UV que assegure a inativação dos microrganismos presentes na água potável, os quais afetam a saúde pública humana. Neste contexto, se propõe ainda o desenvolvimento de reatores eletrônicos para o acionamento das lâmpadas emissoras de UV que garantam elevada vida útil para as mesmas, permitindo pré-aquecimento adequado, ajuste da potência nominal em regime permanente e ainda reduzida distorção harmônica para a corrente de entrada e elevado fator de potência.

Portanto, nos próximos capítulos apresenta-se o trabalho de dissertação, considerando-se os problemas apontados e os fatores de motivação para o desenvolvimento de um purificador de água potável, de acordo com a seguinte estruturação:

- No capítulo 2 faz-se a apresentação dos purificadores de água com UV e desenvolve-se a metodologia de cálculo de Dose UV;
- No capítulo 3 apresenta-se a metodologia de modelação para as lâmpadas UV utilizadas, em conjunto com seu circuito de acionamento, assim como, estágio de potência de entrada, envolvendo retificador Flyback com elevado fator de potência;
- No capítulo 4 desenvolve-se as análises quantitativas para subsidiar a especificação dos componentes que envolvem o reator eletrônico para o acionamento do conjunto de lâmpadas UV do purificador de água proposto;
- No capítulo 5 apresenta-se a estrutura proposta para o purificador, contendo 4 (quatro) câmaras para exposição à irradiação UV da água em processo de purificação, para os testes e ajustes das Doses UV para diferentes lâmpadas a serem analisadas, de acordo com a metodologia desenvolvida no capítulo 2, comparando-se estes resultados com os obtidos em modelo para purificador comercial, modelado de acordo com as metodologias propostas;
- No capítulo 6 desenvolve-se o projeto para o estágio de potência de entrada, retificador Flyback, apresentando-se os principais resultados de simulação e experimentais para o conversor implementado com controle digital;
- No capítulo 7 desenvolve-se o projeto para o estágio de potência de saída, inversor Half-bridge e filtros ressonantes para operação de até 4 (quatro) lâmpadas UV, apresentando-se os principais resultados de simulação e experimentais;
- No capítulo 8 apresentam-se maiores detalhes de construção da estrutura purificadora proposta e os ensaios para os conjuntos de lâmpadas UV analisadas, no que se refere à eficácia da ação germicida do purificador para cada dose UV resultante, comparando-se com os resultados obtidos com o produto comercial;
- No capítulo 9 apresentam-se as conclusões finais e propostas para a continuidade dos estudos neste tema.

2 PURIFICADORES UV E DOSE UV

2.1 *Purificadores UV*

Quando se menciona purificadores UV, refere-se à estrutura mecânica onde o processo de purificação é realizado e a forma como a água interatua com as lâmpadas emisoras de UV, ou seja, é o elemento que permite a interação da irradiação UV com os microrganismos presentes na água que vai ser purificada. Assim, Gonçalves (2003) faz uma classificação de duas configurações gerais de estruturas de desinfecção UV: Tipo de contato e de não contato. Nos purificadores de contato normalmente é usado um tubo de quartzo com um diâmetro minimamente maior que o das lâmpadas para diminuir efeitos de resfriamento.

Os purificadores UV de não contato são também conhecidos como purificadores de lâmpadas emersas. Por outro lado os purificadores de contato são normalmente chamados de purificadores de lâmpadas imersas. Contudo, de acordo com as características hidráulicas do equipamento, os dois podem ser classificados como: de escoamento hidráulico em canal e/ou de escoamento hidráulico em conduto forçado (GONÇALVES, 2003).

2.1.1 *Purificadores com lâmpadas emersas*

Segundo Gonçalves (2003) o escoamento hidráulico em canal é o mais comum nos processos com lâmpadas emersas. Equipado com uma câmara de alimentação dos canais, este sistema divide a vazão de água em partes iguais por meio de vertedores triangulares e uma câmara de recepção que encaminha o líquido desinfetado para o depósito de água tratada. As lâmpadas UV podem ser posicionadas paralela ou transversalmente ao sentido de fluxo do líquido e com espaçamento constante entre uma e outra lâmpada (de 5 a 10 cm, geralmente) e posicionadas o mais próximo possível da camada de água para ter uma melhor distribuição da irradiação UV fornecida pelas lâmpadas.

No processo de lâmpadas emersas com o escoamento em conduto forçado, o líquido a ser desinfetado flui por tubos de materiais com pouca absorção de irradiação UV, normalmente quartzo ou teflon, enquanto que os conjuntos de lâmpadas são colocados no exterior deles. Por esta razão, torna-se necessária a instalação de dispositivos de limpeza das superfícies dos tubos e a retirada do biofilme que pode aparecer, o qual diminui a eficiência de transmissão da irradiação UV (GONÇALVES, 2003).

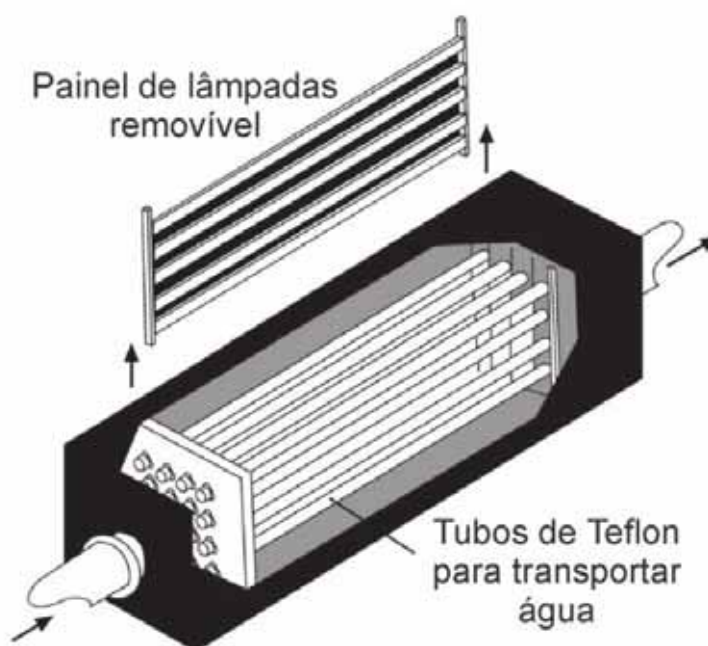
O uso de dispositivos com lâmpadas emersas é usado principalmente para processo de purificação de águas residuais e/ou grandes estações purificadoras. Nas Figuras 9 e 10 são apresentados purificadores com lâmpadas emersas de escoamento em canal e conduto forçado, respectivamente.

Figura 9 - Purificador UV com lâmpadas emersas, sem tampa de proteção dos canais de escoamento (pesquisa em pequena escala, UFES)



Fonte: (GONÇALVES, 2003).

Figura 10 - Processo UV com lâmpadas emersas e escoamento forçado em tubos de Teflon

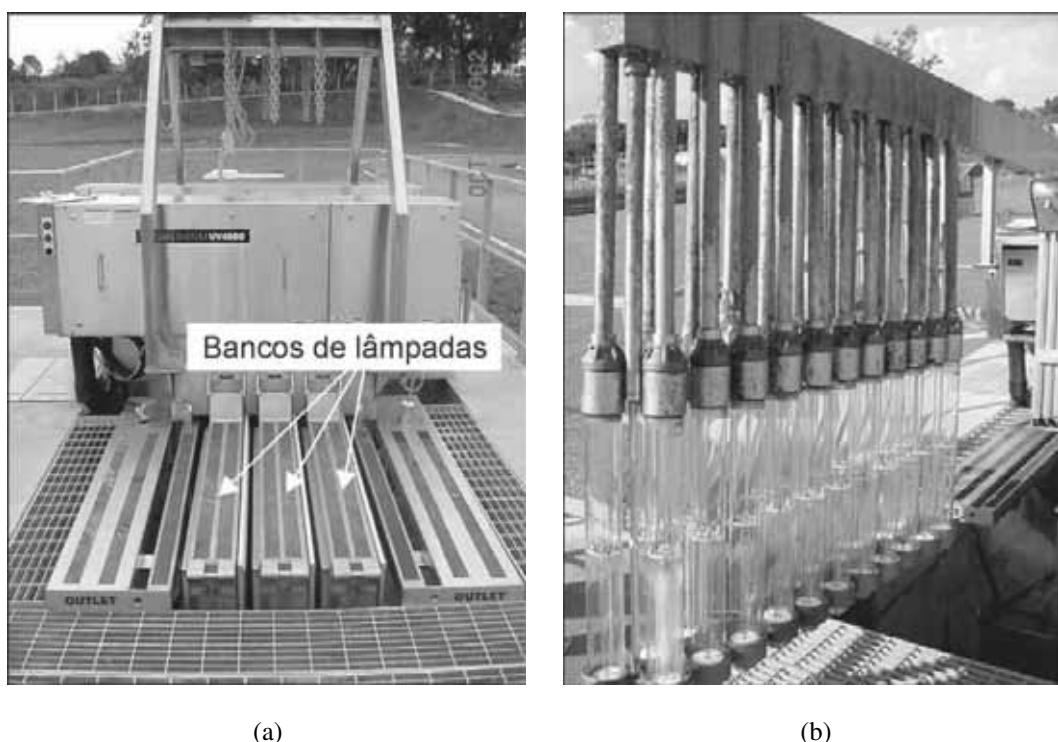


Fonte: (GONÇALVES, 2003).

2.1.2 Purificadores com lâmpadas imersas

Como foi mencionado anteriormente, nos equipamentos com lâmpadas imersas também se têm configurações com escoamento do líquido por meio de canais ou através de condutos forçados. No primeiro caso, as lâmpadas são inseridas no canal de forma perpendicular ou paralela ao fluxo da água a ser purificada. Na Figura 11 são apresentados purificadores com lâmpadas imersas inseridas perpendicular e transversalmente ao sentido da corrente da água.

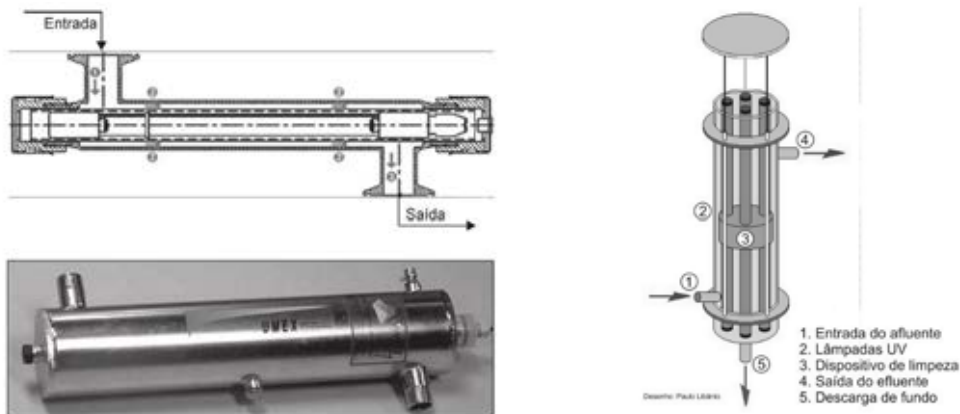
Figura 11 - Lâmpadas imersas com escoamento em canal



Fonte: (GONÇALVES, 2003).

No caso de lâmpadas imersas com conduto forçado, a ideia é que o líquido flua o mais perto possível das paredes das lâmpadas visando o aumento e a melhoria da distribuição da irradiação UV. Normalmente, as lâmpadas são protegidas com um envoltório de um material de alta transmitância de UV (quartzo, teflon), para possibilitar a passagem da irradiação UV com o mínimo de perdas possível, além disso, esse tipo de material consegue manter os níveis de temperatura adequados e assim não interferir no desempenho da lâmpada. Contudo, é também necessária a dotação de instrumentos de limpeza para remover o biofilme que pode aparecer pelo trânsito da água pelos envoltórios de proteção. As Figuras 12(a) e 12(b) exibem purificadores com lâmpadas imersas alocadas paralelamente ao escoamento hidráulico, no sentido horizontal e vertical, respectivamente (GONÇALVES, 2003).

Figura 12 - Purificador UV com lâmpada imersa e escoamento em conduto forçado



(a) Sentido horizontal (pesquisa da PUC-PR).

(b) Sentido vertical (pesquisa UFMG).

Fonte: (GONÇALVES, 2003).

O processo de purificação com lâmpadas imersas e escoamento forçado é o de interesse neste trabalho de dissertação, uma vez que esta configuração se apresenta mais prática e viável em processos de purificação em ambientes com volumes reduzidos de água, foco desta pesquisa.

2.2 Dose UV

A dose UV é o parâmetro mais importante para o projeto dos purificadores com irradiação ultravioleta, pois é ela quem fixa a energia mínima necessária para inibir as funções de reprodução e metabolismo das diferentes bactérias e vírus presentes na água não purificada. Ou seja, a dose UV é equivalente ao valor da concentração de certa substância química (mg/L) que atua num determinado processo de desinfecção de água convencional.

A dose UV recebida por uma partícula que viaja dentro de um purificador UV é definida como o produto da intensidade de irradiação UV, fornecida pela fonte emissora, pelo tempo em que a partícula é exposta, tal como é apresentado em (1).

$$D_{UV} = I_{UV} t_{exp} \quad (1)$$

Para ter uma ideia mais formal dos conceitos teóricos associados aos princípios ópticos e ao comportamento da irradiação UV, é necessário definir os seguintes itens adaptados a partir de (BOLTON, 2000):

- Potência radiada (Φ) [W]: É a potência radiada em todas as direções pela fonte irradiação UV.
- Irradiação UV (I_{UV}) [W/m^2 , mW/cm^2]: Definida como a potência radiada em todas as direções que passa através de uma esfera infinitesimal (partícula) de área transversal dA .
- Dose UV (D_{UV}) [J/m^2 , mJ/cm^2]: É a energia total radiada em todas as direções que passa através de uma esfera infinitesimal (partícula) de área transversal dA .
- Lei de refração de Snell: A lei de Snell estabelece o comportamento da energia radiante transmitida através de dois meios, definida em (2).

$$n_1 \sin(\theta_1) = n_2 \sin(\theta_2) \quad (2)$$

Onde n_1 e n_2 são os índices de refração dos dois meios, θ_1 e θ_2 os ângulos com que a luz incide em cada um dos meios, respectivamente.

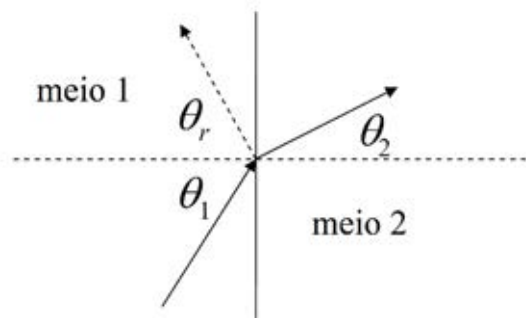
- Lei de reflexão de Fresnel: Estabelece que, quando certa energia radiada passa através de dois meios com diferentes índices de refração, uma fração dela é refletida com um ângulo $\theta_r = \theta_1$, e a energia restante passa ao segundo meio por refração. Se $r_{\perp}$ e $r_{\parallel}$ são as amplitudes das componentes perpendicular e paralela ao plano de incidência da energia radiada, respectivamente, define-se então através da lei do Fresnel que:

$$r_{\perp} = \frac{n_1 \cos(\theta_1) - n_2 \cos(\theta_2)}{n_1 \cos(\theta_1) + n_2 \cos(\theta_2)} \quad (3)$$

$$r_{\parallel} = \frac{n_2 \cos(\theta_1) - n_1 \cos(\theta_2)}{n_2 \cos(\theta_1) + n_1 \cos(\theta_2)} \quad (4)$$

A Figura 13 fornece uma melhor ideia dos comportamentos de reflexão e refração da luz que atravessa dois meios com diferentes índices de refração.

Figura 13 - Refração e reflexão entre dois meios com índices de refração diferentes.



Fonte: (BOLTON, 2000).

Agora, pode-se estabelecer a partir de (3) e (4) que a refletância R para a energia radiada não polarizada é dada por:

$$R = \frac{1}{2}(r_{\perp}^2 + r_{\parallel}^2) \quad (5)$$

E a transmitância T refratada no segundo meio define-se como:

$$T = 1 - R \quad (6)$$

- Absorbância: É a propriedade que têm certos materiais (meios) para atenuar a radiação eletromagnética nos mesmos. Aqui a transmitância é quem define o grau de absorção e vai depender da distância percorrida no meio respectivo. Comumente o valor da transmitância está dado para camadas de espessura de 10mm e 100mm, representadas pelas expressões T_{10} e T_{100} , respectivamente. Para calcular o valor de transmitância de uma camada de espessura l (em mm), tem-se (VANA, 2006):

$$T_l = T_{10}^{\frac{l}{10}} \quad (7)$$

Partindo dos conceitos anteriores é possível fazer um estudo do comportamento da irradiação UV no purificador de água proposto, o qual se pode limitar somente a um dos espaços onde é feito o processo de purificação pela geometria e características similares das lâmpadas.

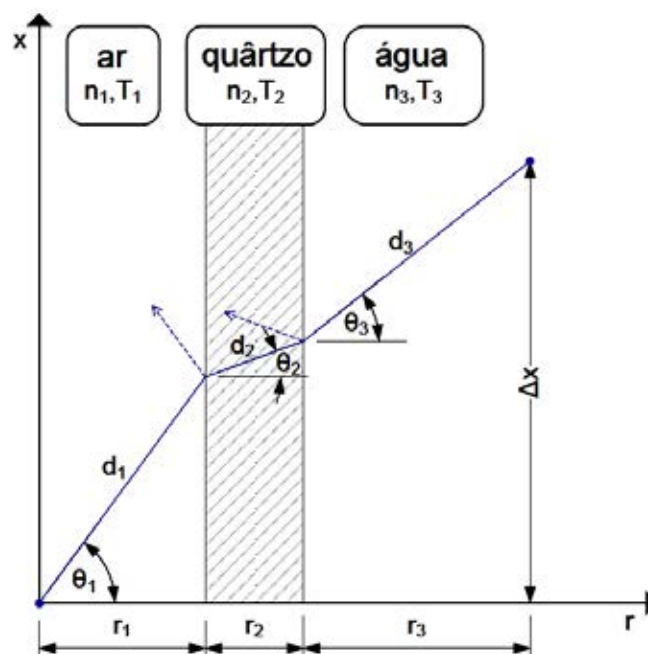
2.3 Comportamento óptico da irradiação UV no purificador

Como foi mencionado no início deste capítulo (final da seção 2.1), a proposta é projetar uma estrutura purificadora com lâmpadas imersas e de escoamento forçado, considerando-se canais de purificação interligados em série, os quais terão comportamentos similares no processo de purificação e, desta forma, será aumentado o tempo médio de exposição da água à irradiação UV, obtendo-se desta forma uma maior Dose UV para inibir os microrganismos presentes na mesma.

Desta forma, em cada uma das câmaras purificadoras (canais de circulação de água com exposição à irradiação UV) do dispositivo proposto, a irradiação UV parte da fonte emissora (lâmpada) e passa através de três meios até atingir determinada partícula (bactéria)

que se encontra na camada de água, quais sejam: ar (fonte-vidro), vidro (espessura do tubo de ensaio) e água. Na Figura 14 são apresentados os meios envolvidos no processo de cada câmara de purificação.

Figura 14 - Comportamento da irradiação UV na câmara de purificação



Fonte: (VANA, 2006).

Com base na Figura 14, onde se admite a forma cilíndrica para a câmara purificadora, tem-se que:

- x , Eixo central da lâmpada.
- r_1 , Raio desde o centro da lâmpada até a capa interna do tubo de vidro.
- r_2 , A espessura do tubo de vidro.
- r_3 , Distância entre a parede externa do tubo de vidro e a partícula.
- L , Comprimento da lâmpada.
- Δx , Desvio no eixo x sofrido pela luz.
- θ_i , Ângulo de refração nos diferentes meios.
- d_i , Distâncias dos caminhos da luz nos diferentes meios.
- n_i , Índices de refração dos meios.

Com a informação fornecida pela Figura 14, a lei de Snell (2), quando aliada a um pouco de trigonometria, permite encontrar uma relação entre os ângulos de refração e a distância Δx com as equações (8) e (9), respectivamente.

$$n_1 \sin(\theta_1) = n_2 \sin(\theta_2) = n_3 \sin(\theta_3) \quad (8)$$

$$r_1 \tan(\theta_1) + r_2 \tan(\theta_2) + r_3 \tan(\theta_3) = \Delta x \quad (9)$$

De (8) e (9) encontra-se uma equação geral que relaciona a distância Δx com o ângulo θ_1 .

$$r_1 \tan(\theta_1) + r_2 \tan\left\{\arcsin\left[\frac{n_1}{n_2} \sin(\theta_1)\right]\right\} + r_3 \tan\left\{\arcsin\left[\frac{n_1}{n_3} \sin(\theta_1)\right]\right\} = \Delta x \quad (10)$$

Contudo, a equação (10) não pode ser solucionada analiticamente. Porém, encontrando uma solução numérica para o ângulo θ_1 , fica fácil determinar os valores correspondentes para θ_2 e θ_3 . Também são calculadas as distâncias d_1 , d_2 e d_3 com (11), (12) e (13), respectivamente.

$$d_1 = r_1 / \cos(\theta_1) \quad (11)$$

$$d_2 = r_2 / \cos(\theta_2) \quad (12)$$

$$d_3 = r_3 / \cos(\theta_3) \quad (13)$$

É bom ressaltar que o cálculo das distâncias d_1 , d_2 e d_3 é essencial, pois, além de permitir o trânsito da luz na câmara purificadora, permite também determinar um parâmetro introduzido por LIU (2004), denominado de *Focus*, o qual estabelece que a energia emitida desde um ponto A com uma diferença finita de ângulo, $\Delta\theta$, normalmente chegará até uma partícula no ponto C, de secção transversal diferente exposta à irradiação UV, quando não é considerada a refração. Isso significa que o efeito foco concentra a energia de luz, a partir de uma área de secção transversal maior no ponto C, para uma menor no ponto B (LIU, 2004). A Figura 15 ilustra o efeito foco descrito anteriormente.

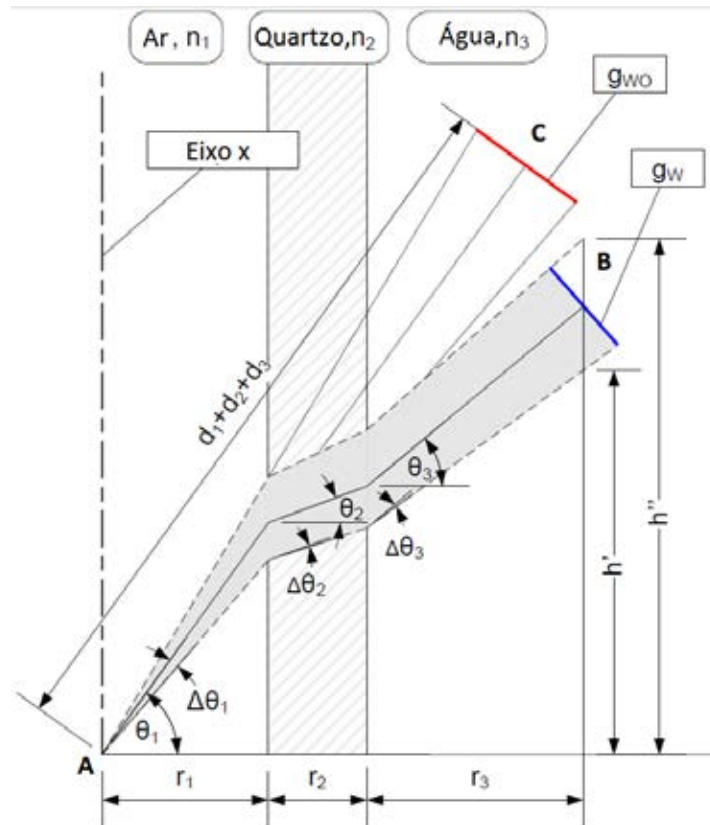
O *Focus* então é definido pela razão das áreas A_{wo} / A_w , (14), o qual pode ser determinado através da equação (15)¹ encontrada através de manipulação algébrica.

$$Focus = \frac{A_{wo}}{A_w} \quad (14)$$

$$Focus = \left(\frac{(d_1 + d_2 + d_3)^2}{(r_1 + r_2 + r_3) \cos(\theta_3) n_1} \right) / \left(\frac{r_1}{n_1 \cos^3(\theta_1)} + \frac{r_2}{n_2 \cos^3(\theta_2)} + \frac{r_3}{n_3 \cos^3(\theta_3)} \right) \quad (15)$$

¹ Para o desenvolvimento da equação (15) empregou-se o procedimento feito por VANA (2006), páginas 36-39.

Figura 15 - Ilustração do efeito foco na câmara de purificação



Fonte: (VANA, 2006).

Com uma noção do comportamento da irradiação UV de interagir com as diferentes estruturas dentro do purificador, é possível chegar a diferentes modelos que ajudam a prever a quantidade de irradiação UV fornecida pela lâmpada em função da posição da partícula (microrganismo) viajante na água exposta à irradiação UV.

2.4 Modelos para a determinação da Irradiação UV

A ideia de se encontrar modelos que forneçam informação quantitativa da radiação entregue pela fonte emissora de irradiação UV visa o ótimo dimensionamento da estrutura purificadora a ser projetada, a qual deve atender os níveis de Dose UV exigidos para inativar os microrganismos que prejudicam a saúde humana. A seguir são apresentados os modelos mais relevantes encontrados na literatura que fornecem uma boa aproximação no cálculo da irradiação UV em câmaras purificadoras como a apresentada na Figura 14.

2.4.1 Modelo MPSS (Multiple Point Source Summation)

Este modelo parte da suposição que a lâmpada pode ser vista como N fontes pontuais igualmente espaçadas ao longo da lâmpada. Então a potência de saída de cada fonte pontual é dada por Φ/N , onde Φ é a potência total de saída fornecida pela lâmpada em forma de irradiação UV no comprimento de onda de interesse e N a quantidade de fontes pontuais (LIU, 2004).

A irradiação UV entregue ao ponto de interesse será a soma das contribuições de irradiação UV de todas as fontes pontuais, as quais vão depender do caminho percorrido da luz para uma delas e dos efeitos de reflexão e absorbância anteriormente comentados. Em (16) apresenta-se a equação que estabelece o modelo MPSS, onde n é o índice associado a cada fonte pontual (VANA, 2006).

$$I = \sum_{n=1}^N \left(\underbrace{\frac{\Phi/N}{4\pi(d_1 + d_2 + d_3)^2}}_{\text{Fontepontual}} \underbrace{(1-R_{12})(1-R_{23})}_{\text{Reflexão}} \underbrace{T_2^{d_2/0.01} T_3^{d_3/0.01}}_{\text{Atenuação}} \right) \quad (16)$$

Aqui os efeitos de reflexão e atenuação (absorbância) são tomados em conta, partindo das equações (5) e (7) respectivamente, onde R_{12} é o valor da refletância para os meios ar-quartzo e R_{23} para quartzo-água, T_2 e T_3 são os valores da transmitância do quartzo e da água, respectivamente.

Como mencionado na seção anterior, para que se obtenha uma aproximação mais precisa do comportamento óptico da luz na câmara purificadora, deve-se introduzir o efeito *Focus* no modelo. A equação (17) faz a inclusão do parâmetro descrito em (15).

$$I = \sum_{n=1}^N \left(\frac{\Phi/N}{4\pi(d_1 + d_2 + d_3)^2} (1-R_{12})(1-R_{23}) T_2^{d_2/0.01} T_3^{d_3/0.01} \text{Focus} \right) \quad (17)$$

2.4.2 Modelo MSSS (Multiple Segment Source Summation)

O modelo MSSS não divide a lâmpada em uma série de fontes pontuais, mas em N fontes em forma de segmentos circulares, cuja emissão é ortogonal à superfície do cilindro e decresce com o cosseno do ângulo de refração θ_1 (LIU, 2004) e, assim, em (18) é representada a irradiação UV emitida pelas fontes circulares assumidas.

$$I = \sum_{n=1}^N \left(\frac{\Phi/N}{4\pi(d_1 + d_2 + d_3)^2} (1-R_{12})(1-R_{23}) T_2^{d_2/0.01} T_3^{d_3/0.01} \text{Focuscos}(\theta_1) \right) \quad (18)$$

2.4.3 Modelo LSI (Line Source Integration)

O modelo LSI é a versão integral do modelo MPSS, em termos matemáticos, ou seja, quando o número de fontes pontuais n tende a ∞ os modelos são matematicamente idênticos (LIU, 2004). Porém, o modelo LSI é muito mais rápido para a realização dos cálculos, devido à não necessidade de iterações. A partir de (19) obtém-se o valor da radiação para o modelo LSI.

$$I = \frac{\Phi}{4\pi LM} \left[\arctan\left(\frac{L/2 + H}{M}\right) + \arctan\left(\frac{L/2 - H}{M}\right) \right] \quad (19)$$

Onde, M é a distância normal desde a partícula até o eixo da lâmpada, L é o comprimento da lâmpada e H é a distância longitudinal desde o centro da lâmpada até a partícula.

Entretanto, o modelo LSI exposto em (19) não leva em conta os efeitos de reflexão, refração e absorbância. LIU (2004) incorpora estes efeitos multiplicando por um fator de atenuação, ao se dividir um dos modelos apresentados anteriormente (MPSS, MPSS-F ou MSSS) pelo modelo MPSS simplificado (omite os efeitos de reflexão, refração e absorção). Apresenta-se em (20), (21) e (22) o modelo LSI multiplicado pelos diferentes fatores de atenuação, os quais já associam os diferentes parâmetros ligados aos comportamentos ópticos da irradiação UV no purificador.

$$\text{atten}_{\text{MPSS}} = \frac{\sum_{n=1}^N \left(\frac{\Phi/N}{4\pi(d_1 + d_2 + d_3)^2} (1-R_{12})(1-R_{23}) T_2^{d_2/0.01} T_3^{d_3/0.01} \right)}{\sum_{n=1}^N \left(\frac{\Phi/N}{4\pi(l^2 + r^2)} \right)} \quad (20)$$

$$\text{atten}_{\text{MPSS-F}} = \frac{\sum_{n=1}^N \left(\frac{\Phi/N}{4\pi(d_1 + d_2 + d_3)^2} (1-R_{12})(1-R_{23}) T_2^{d_2/0.01} T_3^{d_3/0.01} \text{Focus} \right)}{\sum_{n=1}^N \left(\frac{\Phi/N}{4\pi(l^2 + r^2)} \right)} \quad (21)$$

$$atten_{MSSS} = \frac{\sum_{n=1}^N \left(\frac{\Phi/N}{4\pi(d_1 + d_2 + d_3)^2} (1 - R_{12})(1 - R_{23}) T_2^{d_2/0.01} T_3^{d_3/0.01} Focuscos(\theta_1) \right)}{\sum_{n=1}^N \left(\frac{\Phi/N}{4\pi(l^2 + r^2)} \right)} \quad (22)$$

2.4.4 Modelo RADLSI

O modelo RADLSI é uma pequena modificação ao modelo LSI, o qual incorpora uma maior precisão em torno dos pontos mais próximos à superfície do quartzo (LIU, 2004).

$$I = \min \left\{ \frac{\Phi}{2\pi LR}, \frac{\Phi}{4\pi LR} \left[\arctan \left(\frac{L/2 + H}{R} \right) + \arctan \left(\frac{L/2 + H}{R} \right) \right] \right\} \cdot atten_{MPSS} \quad (23)$$

Pode-se verificar em (23) que a primeira parte da função min corresponde ao modelo radial de intensidade e a segunda parte ao modelo LSI.

2.5 Doses de UV requeridas

As doses de UV necessárias para a inativação dos microrganismos presentes nas águas não puras variam de acordo com a resistência destes à irradiação ultravioleta, contudo, há certas faixas estipuladas por entidades de saúde pública, que atendem com as exigências para conseguir a inibição dos agentes patogênicos.

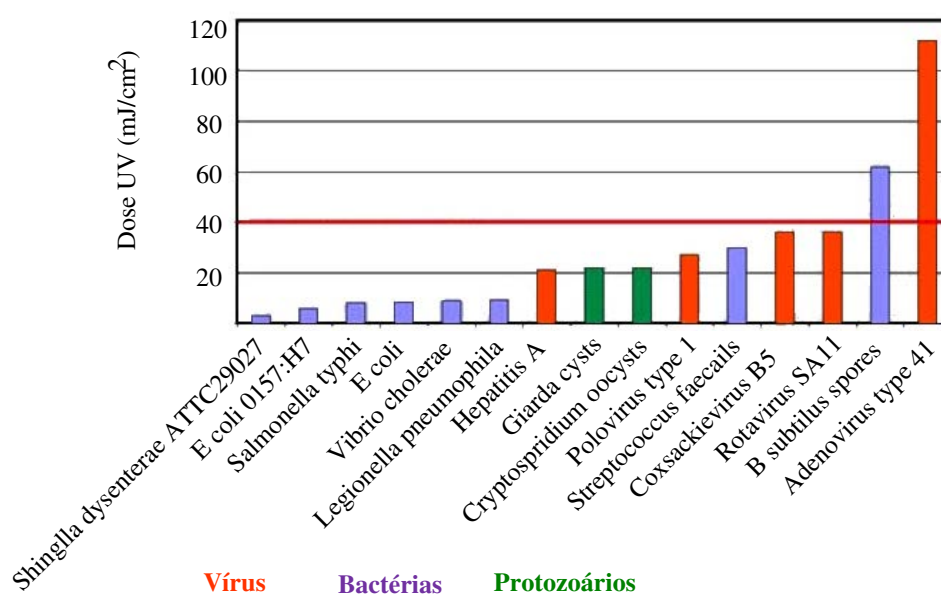
Segundo o reportado pela EPA (2012) para doses de UV em torno de 20 mJ/cm² é possível inativar diversas bactérias patogênicas e vírus que causam doenças nos seres humanos, mas existem outros tipos de microrganismos que necessitam de doses muito altas (inviáveis) e processos de sedimentação ou filtração são necessários para eliminar ou retê-los antes de serem submetidos ao mecanismo de desinfecção UV.

Na Figura 16 são apresentadas as doses de UV para bactérias, vírus e protozoários patogênicos; a maioria deles são sensíveis aos 40 mJ/cm². Casos como o vírus *Adenovirus* cuja Dose UV fica ao redor dos 110 mJ/cm², são inativados normalmente em processos de desinfecção por cloração, uma vez que os mecanismos UV são economicamente inviáveis.

Esses níveis de Dose UV são normatizados por diferentes entidades, encarregadas de definir os parâmetros para garantir que a água seja apta para o consumo humano, entre elas podem ser nomeadas: USEPA (*The United States Environmental Protection Agency*), German

Association for Gas and Water (DVGW) e padrões austríacos (ONORM), as quais estabelecem a Dose UV em $40\text{mJ}/\text{cm}^2$ (EPA, 2012). A diferença da *NSF/ANSI Standard 55* é que a mesma faz uma classificação dos sistemas de acordo com a origem da água, sendo: Classe A, $40\text{mJ}/\text{cm}^2$ para afluentes de água sem nenhum tratamento anterior e; Classe B, $16\text{mJ}/\text{cm}^2$ para águas expostas a processos de desinfecção realizados antes do processo UV, (MASSCHELEIN, 2002).

Figura 16 - Doses de UV (254 nm) necessárias para se obter uma inativação do 99,99% para certos microorganismos



Fonte: (EPA, 2012).

2.6 Conclusões

Com base nas informações bibliográficas, classifica-se o purificador de água proposto e a ser desenvolvido neste trabalho, como uma estrutura de lâmpadas UV imersas e com escoamento forçado. Com estas informações podem ser aplicados os modelos de irradiação UV apresentados neste capítulo e, desta forma, pode-se estimar de maneira mais confiável as capacidades de purificação nos testes que serão apresentados nos próximos capítulos para diferentes conjuntos de lâmpadas UV, assim como, a comparação destes resultados com um purificador comercial, também modelado de acordo com os procedimentos apresentados neste capítulo.

Observa-se que os modelos de irradiação UV apresentados envolvem consolidados desenvolvimentos matemáticos, de acordo com as referências citadas, sendo considerados bastante fiéis quando comparados com resultados experimentais.

Finalmente, admitindo-se como premissa os valores de Dose UV definidos pelas normas de qualidade da água, mencionadas no final deste capítulo, propõe-se que a estrutura a ser desenvolvida neste trabalho atenda de forma mínima a dosagem de UV de 16 mJ/cm^2 , dose com a qual já se consegue garantir a inativação de uma grande parte dos agentes patogênicos encontrados nos afluentes de água.

3 LÂMPADAS UV E CIRCUITOS ACIONADORES

3.1 *Lâmpadas UV*

Como mencionado anteriormente, neste trabalho as fontes geradoras de irradiação UV utilizadas para o desenvolvimento da estrutura purificadora de água são as lâmpadas de mercúrio de baixa pressão e baixa potência, já que elas são as que apresentam a maior viabilidade em relação aos custos e o estado de desenvolvimento em que se encontram, em relação aos outros dispositivos descritos no Capítulo 1.

Cabe ressaltar que as lâmpadas UV têm um comportamento análogo ao das lâmpadas fluorescentes convencionais, sendo que, a diferença entre elas basicamente é caracterizada por uma camada de fósforo no interior do bulbo de vidro, a qual permite a mudança do espectro à luz visível.

Para o correto funcionamento da lâmpada UV é necessário que seu acionamento seja dividido em duas etapas: pré-aquecimento e regime permanente, as quais serão analisadas nos itens a seguir.

3.1.1 *Etapa de Pré-aquecimento*

Nesta etapa uma corrente flui pelos filamentos presentes nos extremos da lâmpada com a finalidade de aquecê-los e liberar elétrons de um eletrodo (filamento) para outro.

O fluxo de elétrons entre as extremidades produz uma pequena corrente, conhecida como corrente de *glow*, a qual é responsável pela ionização do gás presente dentro da coluna de vidro.

Quando o gás se encontra quase que totalmente ionizado, um pulso de alta tensão é imposto sobre os terminais da lâmpada gerando um arco elétrico entre os filamentos (ignição), dando início à etapa de regime permanente. É importante ressaltar que, quanto menor for o estado de ionização do gás, maior será a intensidade do pulso de alta tensão para a ignição da lâmpada (PEREIRA, 2012).

Segundo Wakabayashi et al. (2006), a etapa de pré-aquecimento influencia de maneira muito importante na vida útil da lâmpada, pois o valor da temperatura a que têm que ser submetidos os filamentos da lâmpada deve garantir a ionização do gás, mas também o valor não pode ser muito elevado pois isso influencia na degradação dos filamentos, já que valores

de temperaturas muito altas ($>1000\text{ }^{\circ}\text{C}$) levariam à evaporação do material adicionado neles para a emissão de elétrons, fenômeno conhecido como *sputtering*. Por outro lado, temperaturas menores aos $700\text{ }^{\circ}\text{C}$ causam aumentos na taxa da aceleração dos elétrons produzindo assim colisões muito fortes com os filamentos, que acabam danificando também o revestimento presente nos mesmos.

3.1.2 Etapa de regime permanente

Logo após a ignição, o gás estará totalmente ionizado e uma corrente maior aparece devido ao fluxo de elétrons entre os eletrodos; eles por sua vez colidem com os átomos do vapor de mercúrio, os quais passam a um nível de energia maior, causando assim a emissão de radiação de luz na faixa do espectro ultravioleta. Como mencionado anteriormente, o comprimento de onda desta emissão para as lâmpadas de baixa pressão de mercúrio é em torno de 254nm (ALVES; CARVALHINHO, 2008).

A tensão aplicada sobre os terminais da lâmpada UV deve ser alternada, já que a presença de níveis de tensão CC provocaria a polarização dos eletrodos (filamentos) no sentido da fonte de alimentação, o que resultaria em uma diferença de potencial na coluna de gás, onde os átomos do vapor de mercúrio seriam atraídos até o terminal negativo da lâmpada, operação que é indesejável para o correto funcionamento da lâmpada. Entende-se que, quando a tensão imposta sobre os terminais da lâmpada é alternada, existe uma mudança no sentido da corrente presente na coluna de gás ionizado, fazendo com que os átomos de mercúrio viagem de um eletrodo a outro em cada semiciclo da tensão aplicada (PEREIRA, 2012).

Segundo Pereira (2012), a lâmpada apresenta uma impedância com coeficiente de temperatura negativo, ou seja, para aumentos na corrente haverá diminuição na impedância, causando aumentos maiores na corrente e consequentemente diminuição na impedância, pelo qual, se não for controlado o fornecimento da corrente, a lâmpada drenaria tanta corrente que levaria à danificação dos filamentos. Contrariamente, no caso da etapa de pré-aquecimento a lâmpada se comporta como uma alta impedância (corrente de *glow*).

3.2 Modelos da lâmpada

Devido ao comportamento não linear das lâmpadas UV, além de apresentarem comportamentos diferentes nas duas etapas de operação, é indispensável encontrar modelos

que garantam uma boa aproximação à operação real e forneçam uma metodologia para o projeto dos circuitos necessários para assegurar o bom funcionamento das lâmpadas e assim não influenciar negativamente no tempo de vida útil das mesmas.

A seguir, apresenta-se uma recapitulação dos principais modelos encontrados na literatura, os quais podem ser divididos em modelos dinâmicos, que basicamente permitem reproduzir os valores das grandezas de tensão e corrente instantâneas para toda potência de acionamento, e os modelos estáticos, cuja finalidade é relacionar as grandezas elétricas em função de um ponto específico de operação.

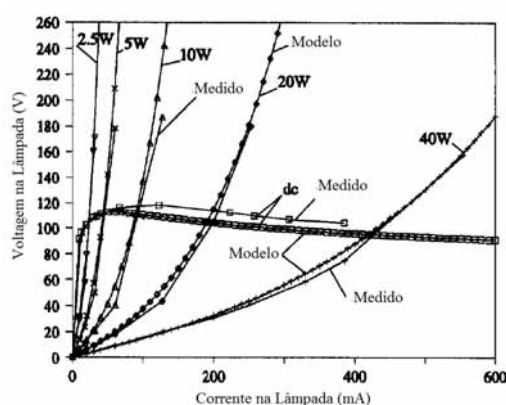
3.2.1 Modelo Cúbico

O modelo cúbico foi apresentado por Mader e Horn (1992). Como seu nome indica, aproxima o comportamento da tensão a uma função de terceira ordem (sem o coeficiente do segundo grau) em função da corrente injetada na lâmpada para certa potência processada, tal como é apresentado em (24).

$$V_L(I_L, \bar{P}_L) = A(\bar{P}_L)I_L + B(\bar{P}_L)I_L^3 \quad (24)$$

Os componentes $A(\bar{P}_L)$ e $B(\bar{P}_L)$ são calculados empiricamente. A Figura 17 permite observar os resultados experimentais e simulados de uma lâmpada GEF40WW para diferentes potências de operação.

Figura 17 - Comparação entre dados experimentais e simulados do modelo cúbico



Fonte: (MADER;HORN, 1992).

Na Figura 17 os resultados apresentam certos problemas de convergência (por ser uma equação puramente de terceira ordem), porém é um modelo que reproduz de maneira bastante aceitável o comportamento das lâmpadas de vapor de mercúrio.

3.2.2 Modelo Exponencial

O modelo exponencial é proposto por Cardoso, Marques e Braga (2003), o formato da equação que define o modelo é baseado na equação de *Shockley*, que descreve o comportamento da tensão e a corrente em uma junção semicondutora p-n, porém é adicionado um multiplicador $sign(I_L)$ o qual permite redefinir a equação no primeiro e terceiro quadrante tal como é ilustrado em (25).

$$V_L(I_L, \bar{P}_L) = sign(I_L)K(P_L)(e^{N(P_L)|I_L|} - 1) \quad (25)$$

Os coeficientes $K(P_L)$ e $N(P_L)$ são dependentes da potência média de operação da lâmpada e obtidos experimentalmente (CARDOSO; MARQUES; BRAGA, 2003).

Segundo Almeida (2010) o modelo exponencial se aproxima mais do modelo cúbico para as baixas potências, enquanto apresenta imprecisões para as potências maiores, inclusive a nominal da lâmpada.

3.2.3 Modelo da resistência equivalente

A finalidade deste modelo é reproduzir o comportamento da resistência elétrica da lâmpada em função da potência injetada, o qual é conseguido tomando-se duas funções exponenciais tangentes às características que apresenta a lâmpada para diferentes potências (CERVI et al., 2002).

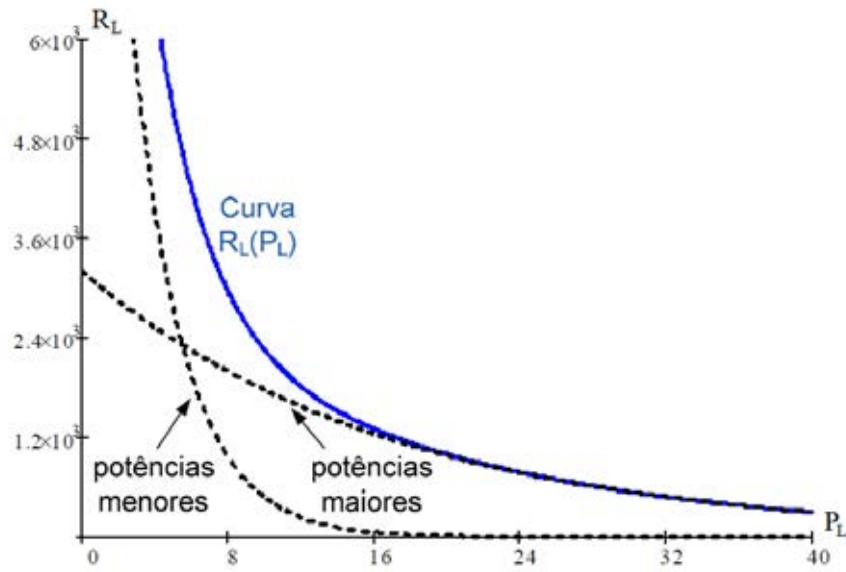
Matematicamente o modelo é expresso como apresentado em (26).

$$R_L(\bar{P}_L) = K_1 e^{-K_2 \bar{P}_L} + K_3 e^{-K_4 \bar{P}_L} \quad (26)$$

As constantes K_1 , K_2 , K_3 e K_4 são resultados de análises de testes do comportamento da lâmpada e, devido o modelo de Cervi et al. (2002) incluir duas funções exponenciais, problemas de convergência podem aparecer entre os resultados das simulações e aqueles obtidos experimentalmente.

Na Figura 18 observa-se uma função de $R_L(P_L)$ obtida com o modelo de Cervi et al. (2002) para uma lâmpada tubular de 32W.

Figura 18 - Modelo da resistência equivalente para uma lâmpada de 32W



Fonte: (CERVI et al., 2002).

3.2.4 Modelo de quarto grau

O modelo de quarto grau é um dos modelos mais versáteis para prever o comportamento das lâmpadas UV e/ou fluorescentes tubulares, apresentando como vantagem a fundamentação que através de regressões matemáticas binomiais feitas a partir dos resultados experimentais da potência da lâmpada para diferentes frequências de operação e ambientes com temperatura controlada, pode-se chegar facilmente ao modelo da resistência equivalente da lâmpada (WAKABAYASHI; CANESIN, 2003b).

Então o modelo desenvolvido por Wakabayashi e Canesin (2003b), utiliza uma equação geral de quarta ordem, onde os parâmetros associados nela são dependentes da temperatura do ambiente e da potência processada pela lâmpada, tal como é apresentado em (27).

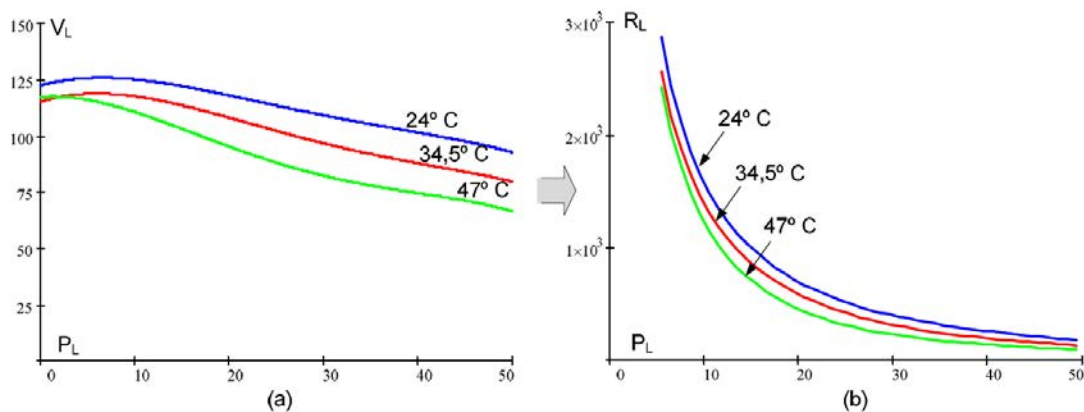
$$V_L(P_L, T) = V_0(T) + V_1(T)P_L + V_2(T)P_L^2 + V_3(T)P_L^3 + V_4(T)P_L^4 \quad (27)$$

Observa-se em (27) que os coeficientes V_0 , V_1 , V_2 , V_3 e V_4 são de primeira ordem e dependentes da temperatura do ambiente de trabalho. Como já foi mencionado, o modelo permite chegar facilmente ao modelo da resistência equivalente em (28), o qual fornece à metodologia de projetos de reatores para lâmpadas de vapor de mercúrio uma boa solução para prever o comportamento da lâmpada na etapa de dimerização (ponto de operação).

$$R_{L_{eq}}(P_L, T) = \frac{V_L(P_L, T)^2}{P_L} \quad (28)$$

Almeida (2010), a partir de (WAKABAYASHI; CANESIN, 2003b), apresenta na Figura 19 os dados obtidos do modelo de quarto grau que relaciona a tensão e a resistência equivalente de uma lâmpada fluorescente tubular de 12W, para uma faixa de potências, exposta a diferentes temperaturas ambiente.

Figura 19 - Características de uma lâmpada fluorescente tubular de 12W obtidas do modelo de quarto grau.



Fonte: (ALMEIDA, 2010).

O modelo desenvolvido por Wakabayashi e Canesin (2003b), além de reproduzir de forma quase exata as características comportamentais das lâmpadas para diferentes potências de operação, torna-se uma ferramenta muito prática para o projeto dos circuitos que irão acioná-las. Por tal razão, neste trabalho será admitido como uma metodologia para o desenvolvimento dos circuitos acionadores das lâmpadas UV, seguindo os passos definidos em (WAKABAYASHI; CANESIN, 2003a).

3.3 Reatores de Lâmpadas UV

Para o acionamento das lâmpadas de mercúrio podem ser usados dois tipos de circuitos: reatores magnéticos e reatores eletrônicos. Os reatores magnéticos apresentam como principal vantagem sua simplicidade, fornecendo baixo custo e alta confiabilidade. Contudo, eles operam à frequência da rede (50Hz - 60Hz), resultando em elevados peso e volume. Além disso, segundo Rashid (2001) outras desvantagens dos reatores magnéticos são:

- Baixo rendimento, da ordem de 85%, devido às perdas joules nos condutores do

indutor e as perdas por histerese e Foucault no núcleo de ferro-silício;

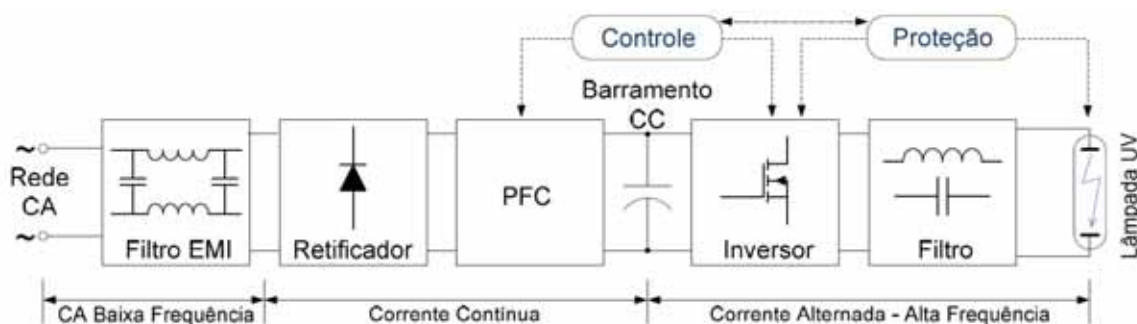
- Dificuldade para controlar o fluxo luminoso da lâmpada;
- Efeito estroboscópico e Cintilação devido à baixa frequência de operação.

Pelos motivos apresentados, os reatores eletromagnéticos para o acionamento de lâmpadas fluorescentes não encontram aplicações práticas, atualmente, e, obviamente, o presente trabalho envolverá a análise e projeto de um reator eletrônico operando em elevada frequência para o acionamento das lâmpadas UV.

Os reatores eletrônicos são conversores eletrônicos de potência usados para a ignição e controle de corrente nas lâmpadas de descarga em geral, como as lâmpadas fluorescentes convencionais e as UV. Normalmente, estes reatores são compostos por dois estágios de potência, quando alimentados diretamente em redes públicas de distribuição em corrente alternada. O estágio de entrada é normalmente então um retificador e o estágio de saída um inversor, conforme Figura 20.

Portanto, para o acionamento das lâmpadas fluorescentes/UV, o estágio principal é o estágio de saída inversor. Sua principal característica é garantir o correto pré-aquecimento e a operação em regime permanente das mesmas, operando normalmente em elevadas frequências, superiores a 20kHz, onde a lâmpada apresenta comportamento de resistência variável (PEREIRA, 2012).

Figura 20 - Diagrama de Blocos de um reator eletrônico



Fonte: (ALMEIDA, 2010).

Na Figura 20 é ilustrado um diagrama de blocos geral de um reator eletrônico típico, onde se pode observar que seus principais estágios são: filtro de EMI, retificador, corretor do fator de potência (PFC)², inversor e filtro ressonante.

² Pelas suas siglas em inglês *Power Factor Correction* PFC

O estágio inversor conta com uma etapa de driver e controle; o estágio do PFC basicamente é uma estrutura pré-reguladora entre o estágio retificador e o inversor. O estágio retificador é composto por uma estrutura de diodos (retificador em ponte de diodos).

Com relação aos reatores eletrônicos, por operarem em frequências elevadas, apresentam a vantagem de usarem elementos reativos de tamanhos reduzidos, que implicam na redução do peso e do volume do reator, além de aumentarem a vida útil da lâmpada e eliminarem o ruído audível e os efeitos de cintilamento (flicker) e estroboscópico. Também se estima que a eficiência luminosa das lâmpadas seja 12% maior do que quando operadas por reatores eletromagnéticos e, apresentam ainda, rendimento superior aos dos eletromagnéticos, sendo da ordem de 90% (WAKABAYASHI; CANESIN, 2005).

3.3.1 Estágio do PFC

A correção do fator de potência é uma das principais considerações que deve ser levada em conta no momento de projetar circuitos que alimentam cargas não lineares, pois sua finalidade é não injetar componentes harmônicas na rede elétrica. Além disso, operam com frequências elevadas visando eliminar o ruído audível e diminuir peso e volume. No caso de circuitos da área de iluminação, devem cumprir com os parâmetros estipulados pela norma IEC 61000-3-2 Classe C, encarregada de limitar o conteúdo harmônico da corrente de entrada para reatores eletrônicos.

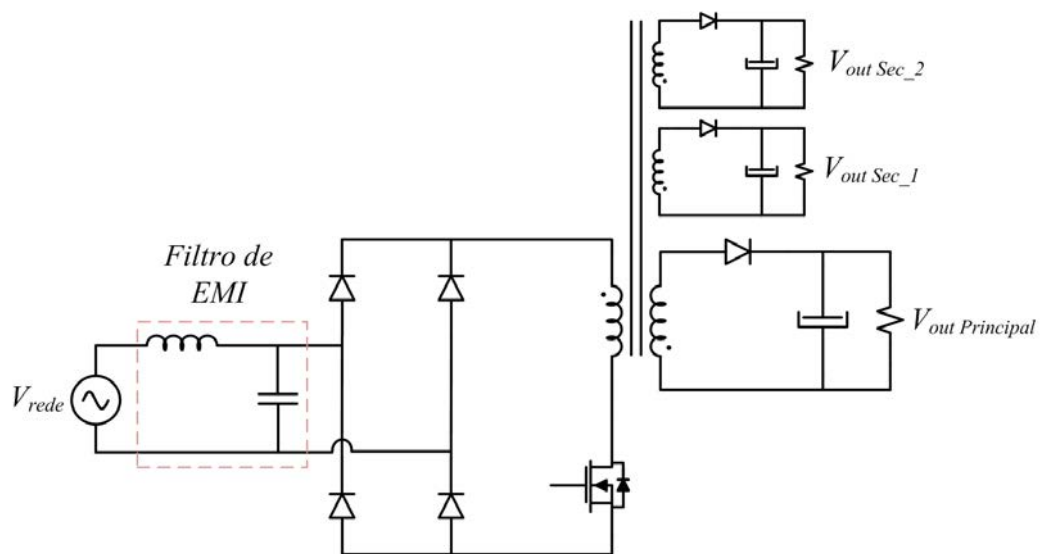
Para atender às limitações impostas pela norma, podem ser usados métodos passivos e ativos de correção do fator de potência. No caso dos métodos passivos são utilizados comumente filtros LC, que normalmente tendem a ser volumosos, sendo uma desvantagem em comparação com os métodos de correção ativa, onde são utilizados semicondutores controlados em alta frequência.

Neste trabalho optou-se pelo uso de um estágio na entrada da fonte de alimentação (rede elétrica) com correção ativa do fator de potência, conforme comentado anteriormente. Os métodos de correção ativa do fator de potência apresentam na sua estrutura o uso de conversores estáticos operados nos modos de condução contínua ou descontínua em alta frequência (podendo também ser utilizado o modo crítico). Para baixas potências, como é o caso do reator para as lâmpadas fluorescentes UV neste trabalho, utilizar-se-á a operação no modo descontínuo, onde a corrente de entrada apresentará o formato de um sinal em alta frequência modulado com a forma de onda da tensão da rede elétrica (baixa frequência) (COSTA, 2009), com uma característica de seguidor de tensão.

Costa (2009) faz uma citação das estruturas mais usadas no estágio de PFC para reatores eletrônicos tal como é apresentado a seguir: “*Boost* (CANESIN; BARBI, 1999; Qiao, SMEDLEY, 2001) e o *Flyback* (Seidel et al, 2005; MARCHESAN, 2007). Algumas topologias também empregam os conversores *SEPIC* (SIMONETTI; SEBASTIAN; UCEDA 1997; WAKABAYASHI; CANESIN, 2004) *Buck* (BIRCA-GALATEANU, 1988; COSTA 2005; COSTA, 2008), *Zeta* (MARCHESAN, 2007) e *Buck-Boost* (SILVA, 2000); BISOGNO 2001; MARCHESAN, 2007).

O conversor desenvolvido neste trabalho é o conversor Flyback no modo de condução descontinua (MCD) com entrada de alimentação na faixa universal de tensão ($90\text{-}240\text{ V}_{RMS}$). O Flyback é um circuito derivado do conversor *Buck-Boost*, onde a diferença entre eles é o emprego de isolamento galvânica para o Flyback, entre entrada e saída (saídas), permitindo ainda a adaptação das tensões nas saídas secundárias em função da saída principal. Na Figura 21 é mostrado um conversor Flyback com múltiplas saídas.

Figura 21 - Flyback com PFC com múltiplas saídas



Fonte: Elaborado pelo autor.

Canesin (1993) destaca as seguintes características para o conversor Flyback:

- *Baixo custo e simplicidade;*
- *Possibilidade de múltiplas saídas isoladas com facilidade;*
- *Propicia isolamento CC entre a entrada e a carga;*
- *Possibilita grande variação da corrente de carga. Boa regulação cruzada;*
- *Dispensa indutor de filtragem na saída;*

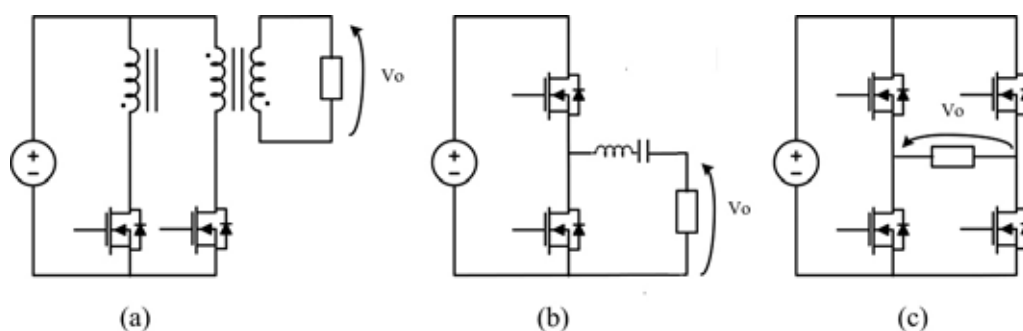
- Recomendado para potências de saída menores a 150W;
- No modo de condução descontínua permite o emprego de diodos lentos no estágio retificador de entrada e reduz as perdas na entrada em condução do transistor;
- Fácil estabilização;
- No MCD têm boa resposta dinâmica e transitória (Polo simples na função de transferência).

A presença do transformador³ traz como vantagens adicionais a melhoria da imunidade ao ruído (boa isolamento), fácil ligação de cargas na saída sem ter problemas com o potencial de terra na entrada, além de fornecer proteção ao ser humano contra níveis de tensão perigosos induzidos do lado do primário do transformador.

3.3.2 Estágio do Inversor

Segundo Rashid (2001), os reatores eletrônicos mais usados para o acionamento das lâmpadas de descarga são os reatores ressonantes alimentados por tensão. Uma onda quadrada é obtida pelo chaveamento dos transistores com uma razão cíclica de 50%, a qual alimenta um filtro ressonante conectado à saída do inversor. O filtro ressonante suprime as componentes de CC e entrega à lâmpada um sinal de onda senoidal de alta frequência. Na Figura 22 são apresentados os inversores típicos para reatores eletrônicos alimentados por tensão.

Figura 22 - Inversores alimentados por tensão



Fonte: (RASHID, 2001).

O inversor *push-pull* é ilustrado na Figura 22(a), o qual inclui um transformador que pode ser usado para adequar um valor eficaz apropriado para a tensão de alimentação do filtro ressonante. Isto fornece uma grande flexibilidade em termos de projeto, mas também aumenta

³ No modo de condução contínua comporta-se como dois indutores acoplados ao mesmo núcleo.

os custos. Uma desvantagem desta topologia reside nos altos esforços de tensão nos semicondutores (o dobro da tensão de entrada). Outro inconveniente relevante está na facilidade de saturação do núcleo do transformador, em função de qualquer assimetria nos dois enrolamentos primários ou nos tempos de comutação das chaves, diminuindo a eficiência pela circulação de corrente com um nível CC (RASHID, 2001).

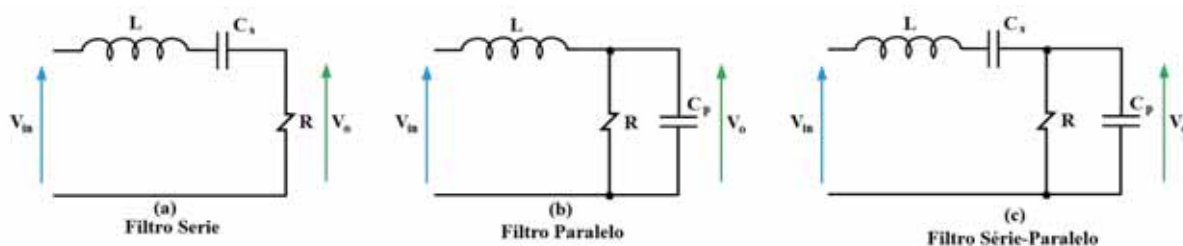
Na Figura 22(b) é apresentada outra topologia de inversor alimentado por tensão, a qual é conhecida como inversor meia-ponte (*half-bridge*). É a configuração mais usada na fabricação de reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes, especialmente em sua versão auto-oscilante, já que reduz drasticamente os custos (RASHID, 2001).

Finalmente, tem-se o inversor em ponte completa (*full-bridge*), apresentado na Figura 22(c), que é usado para potências superiores aos 200W. Uma das vantagens que justifica esta configuração é que, os sinais de comutação das duas ramificações podem ser deslocados em fase para ângulos entre 0° e 180° , controlando assim a tensão eficaz aplicada ao filtro ressonante, em uma faixa de 0V até V_{in} . Isso fornece um parâmetro de controle adicional para a potência de saída a uma frequência constante, o qual é muito útil na aplicação de reatores regulados (RASHID, 2001).

3.3.3 Estágio do filtro ressonante

Os filtros ressonantes comumente interligados ao estágio do inversor alimentado por tensão são apresentados na Figura 23. Suas funções consistem em assegurar a tensão alternada sobre os terminais das lâmpadas (suprimindo as componentes CC) e garantir um ganho para as altas frequências, que garanta a ignição adequada das mesmas.

Figura 23 - Filtros Ressonantes



Fonte: (PEREIRA, 2012).

Na sequência são descritas as características de cada filtro ressonante, com a finalidade de se adotar o mais adequado para a implementação do projeto do circuito acionador das lâmpadas UV.

3.3.3.1 Filtro Série

De acordo com a Figura 23(a), correspondente ao filtro ressonante série, é possível determinar o módulo da função de transferência do mesmo, conforme (29).

$$|G(j\omega)| = \left| \frac{V_{out}(j\omega)}{V_{in}(j\omega)} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2(\delta_s - \delta_s^{-1})^2}} \quad (29)$$

Onde os parâmetros Q e δ_s , são o fator de qualidade e a relação de frequências do filtro, definidos em (30) e (31), respectivamente.

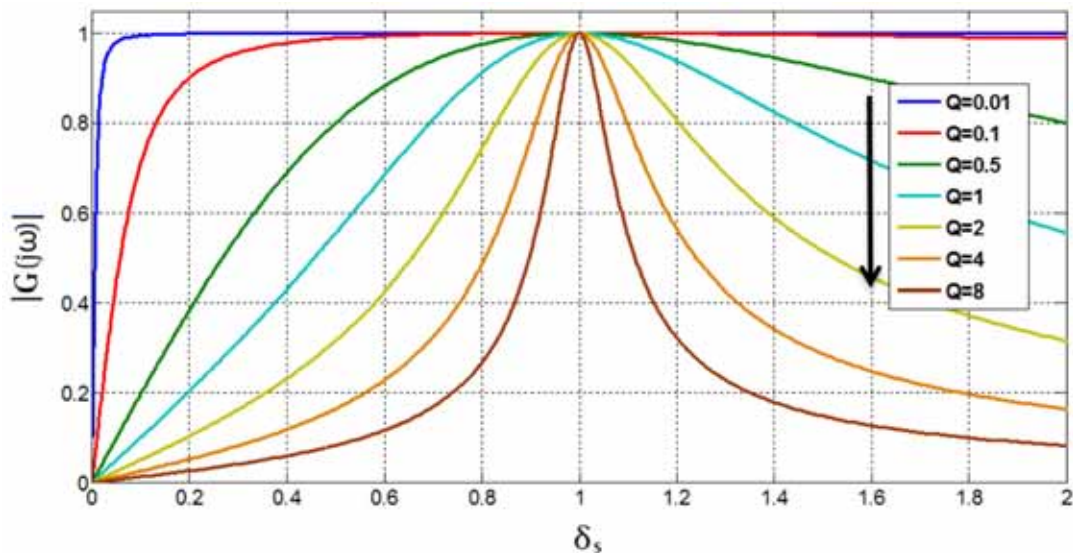
$$Q = \frac{\omega_s L}{R} \quad (30)$$

$$\delta_s = \frac{\omega}{\omega_s} \quad (31)$$

ω_s é a frequência de ressonância do filtro, expressa como $\frac{1}{\sqrt{LC_s}}$.

Na Figura 24 são apresentadas diferentes curvas que relacionam o ganho do filtro em função da frequência, para diferentes fatores de qualidade (Q).

Figura 24 - Resposta do filtro ressonante série para diferentes Q



Fonte: (PEREIRA, 2012).

Pode-se ver na Figura 24 que conforme o fator de qualidade aumenta, o filtro é capaz de atenuar as componentes de baixa frequência, porém, não é capaz de fornecer ganhos elevados, pois o valor máximo está limitado a um.

3.3.3.2 Filtro Paralelo

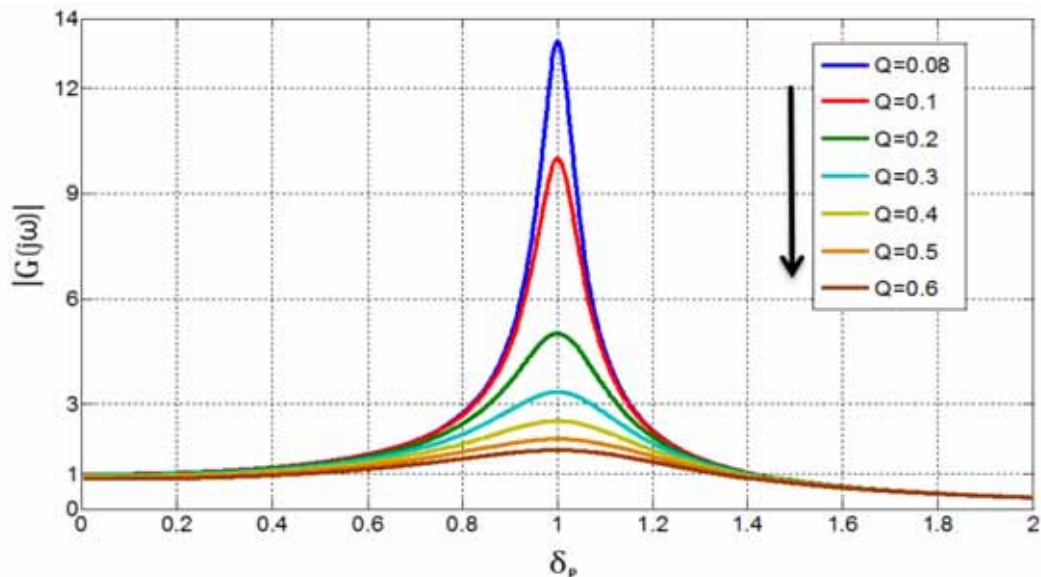
No caso do filtro ressonante paralelo apresentado na Figura 23(b), o módulo da função de transferência está definido conforme (32).

$$|G(j\omega)| = \left| \frac{V_{out}(j\omega)}{V_{in}(j\omega)} \right| = \frac{1}{\sqrt{Q^2 + (1 - \delta_p^2)^2}} \quad (32)$$

Q e δ_p são definidos da mesma maneira que em (30) e (31), respectivamente, levando-se em conta que nesse caso $\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC_p}}$.

Para o caso do filtro ressonante paralelo, também é feita uma varredura em frequência para observar o comportamento do seu ganho. A Figura 25 permite verificar que esta configuração é capaz de impor ganhos elevados quando a frequência de operação é próxima à frequência de ressonância. Entretanto, no caso das frequências baixas (níveis de CC), elas não são afetadas, uma vez que o ganho é unitário.

Figura 25 - Resposta do filtro ressonante paralelo para diferentes Q



Fonte: (PEREIRA, 2012).

3.3.3.3 Filtro Série-Paralelo

O filtro ressonante série-paralelo, tal como é ilustrado na Figura 23(c), une as duas configurações apresentadas anteriormente. Este filtro também é conhecido como filtro LCC

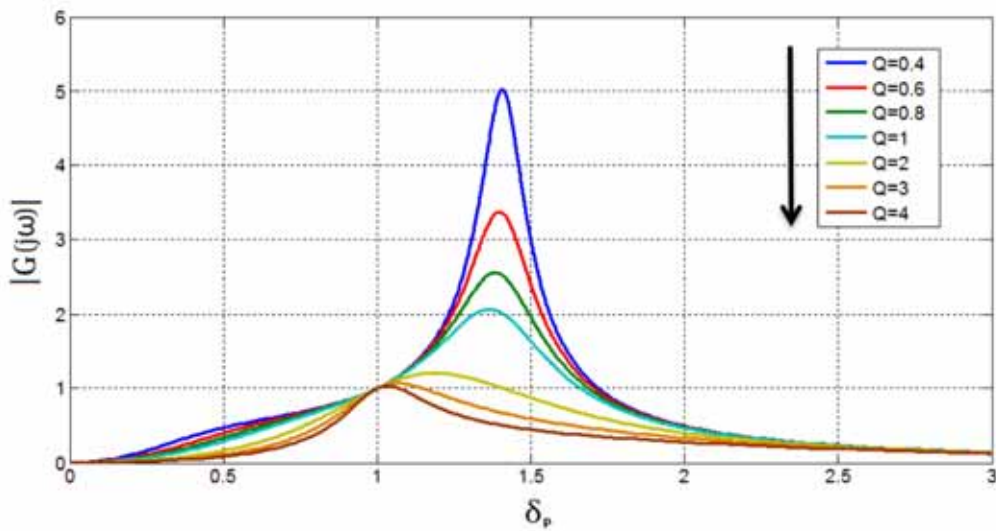
ou filtro série-ressonante com carga em paralelo (do inglês SPRL - *Séries Parallel Resonant Load*) (PEREIRA, 2012). A função de transferência é expressa em (33).

$$|G(j\omega)| = \left| \frac{V_{out}(j\omega)}{V_{in}(j\omega)} \right| = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{a+1}{a} - \delta_p^2\right)^2 + Q^2 \left(1 - \frac{1}{a\delta_p^2}\right)^2}} \quad (33)$$

Q e δ_p são os mesmos definidos para a estrutura do filtro paralelo. Além disso, são relacionados os capacitores do filtro como $C_s = aC_p$.

Fazendo os mesmos procedimentos anteriores para determinar o comportamento do filtro, apresenta-se na Figura 26 que o filtro SPRL consegue dar ganhos elevados na tensão de saída perto da frequência de ressonância (capacitor em paralelo), além disso, pode atenuar as componentes de baixa frequência (capacitor em série).

Figura 26 - Resposta do filtro ressonante série-paralelo para diferentes Q , com $a=1$



Fonte: (PEREIRA, 2012).

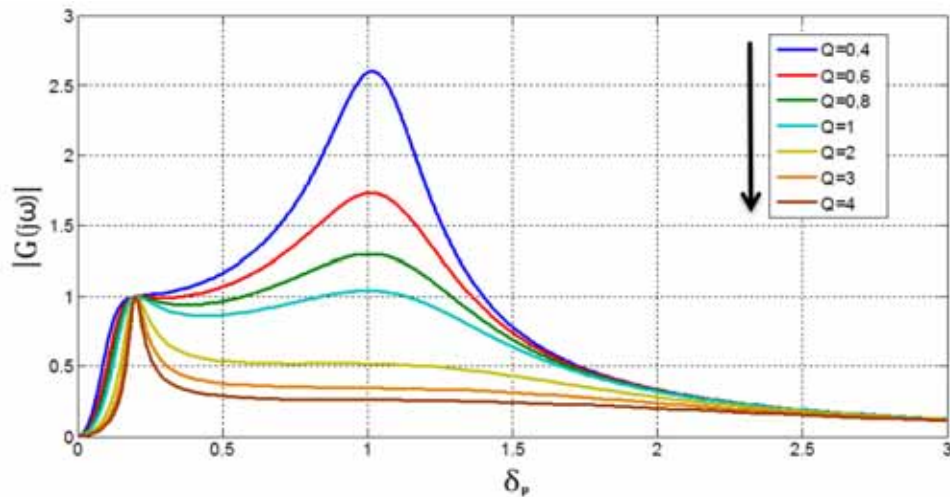
Contudo, é necessário encontrar uma relação a entre os capacitores série e paralelo, que garanta que a frequência de ressonância não seja afetada pela presença do capacitor série. Para tanto, aumenta-se o valor de sua capacitância, tal como é apresentado na Figura 27 e Figura 28, para $a=25$ e $a=500$, respectivamente.

Como se esperava, o aumento do valor do capacitor em série faz com que sua influência na frequência de ressonância desapareça, observando-se que isto é possível para valores de $a > 25$.

Havendo apresentadas as diferentes configurações de filtros ressonantes, normalmente empregados em processos de acionamento de iluminação fluorescente, é possível afirmar que

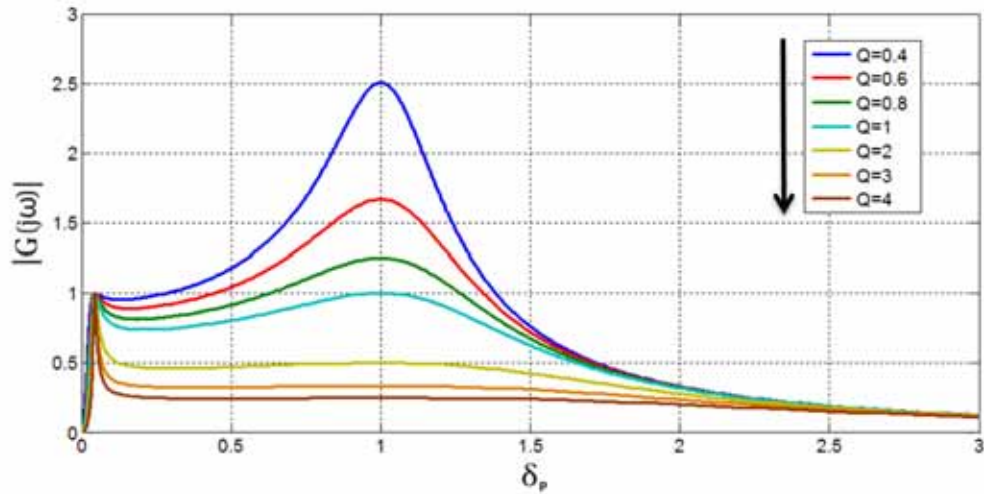
para uma configuração de *half-bridge* do estágio de inversor, o filtro que garante as características de eliminar o nível CC e fornecer a tensão necessária para a ignição da lâmpada UV é o filtro série-paralelo.

Figura 27 - Resposta do filtro ressonante série-paralelo para diferentes Q , com $a=25$



Fonte: (PEREIRA, 2012).

Figura 28 - Resposta do filtro ressonante série-paralelo para diferentes Q , com $a=500$



Fonte: (PEREIRA, 2012).

3.4 Conclusões

Realizado o estudo dos comportamentos das lâmpadas UV para suas duas etapas de funcionamento, pré-aquecimento e regime permanente, foi admitido como modelo para a caracterização das lâmpadas o proposto por Wakabayashi e Canesin (2003b), correspondente

a um modelo de quarto grau, pois fornece muita confiabilidade para os dados calculados, em relação aos dados obtidos experimentalmente, além de sua facilidade no momento de realizar as simulações.

Adicionalmente, para o projeto do estágio de saída e filtros ressonantes de acionamento das lâmpadas UV, foi escolhida a combinação inversor em configuração *Half-bridge* associado a filtros série-paralelo (um filtro para cada lâmpada a ser acionada), que garante a ausência de componentes de CC nos terminais da lâmpada (filtro série) e alto ganho no instante da ignição da lâmpada (filtro paralelo). Para tanto, é empregada a metodologia de projeto de reatores para lâmpadas fluorescentes, desenvolvida por (WAKABAYASHI; CANESIN, 2003a).

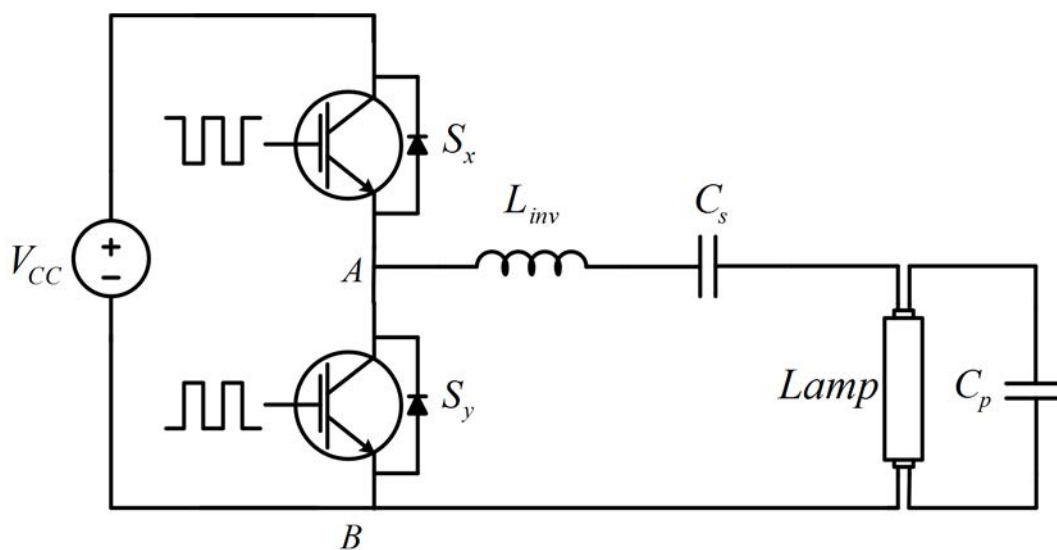
Com a escolha das configurações de circuitos a serem usados para o acionamento das lâmpadas UV, é possível avançar para as análises quantitativas de cada um dos sub-circuitos que comporão o reator eletrônico proposto, tendo-se em consideração que os resultados destes estágios afetarão as simulações e o desempenho da estrutura purificadora a ser desenvolvida.

4 ANÁLISE QUANTITATIVA DOS CIRCUITOS

4.1 Inversor e filtro ressonante

De acordo com o descrito nas seções 3.2 e 3.3, a melhor combinação para garantir um bom funcionamento das lâmpadas fluorescentes produtoras de UV, além dos custos e simplicidade na estrutura, é o inversor em configuração de meia ponte com filtro ressonante SPRL. Tendo em conta que o estágio do inversor fornecerá pulsos de tensão de 0V até a tensão do barramento CC pela qual é alimentado, o filtro SPRL consegue atenuar as componentes CC (Baixa frequência) e dar ganhos elevados para frequências elevadas na qual as lâmpadas são operadas. O diagrama do circuito do estágio inversor adotado é apresentado na Figura 29.

Figura 29 - Estágio Inversor com filtro SPRL, representação para alimentação de uma lâmpada UV



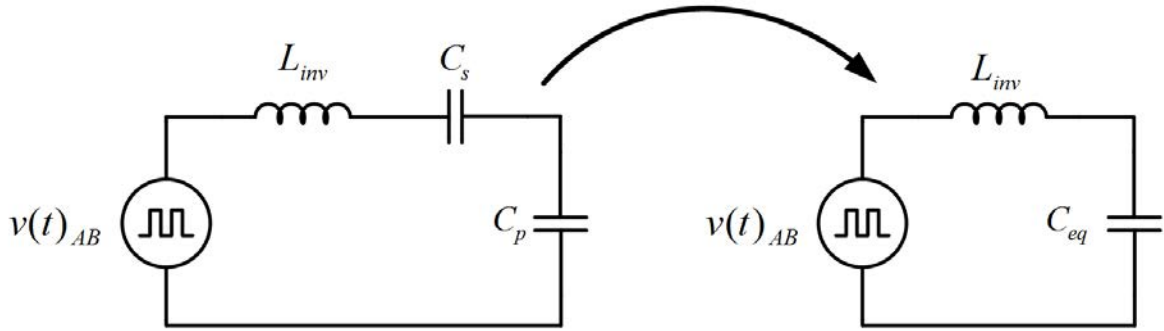
Fonte: Elaborado pelo autor

Tendo em conta que as lâmpadas UV apresentam duas etapas de funcionamento, pré-aquecimento e regime permanente, o circuito também tem que se adaptar a essas condições, para o qual é necessário abstrair um modelo que permita projetar os componentes presentes no circuito inversor. Conforme discutido anteriormente, a análise empregada para este estágio é a mesma apresentada por Wakabayashi e Canesin (2005) e adaptada por Pereira (2012), onde as lâmpadas se comportam como circuito aberto na etapa de pré-aquecimento e como uma resistência variável no regime permanente.

4.1.1 Etapa de pré-aquecimento

Na etapa de pré-aquecimento, como discutido anteriormente, a corrente que circula através da coluna do gás de mercúrio é quase desprezível, fazendo com que a lâmpada se comporte como uma resistência infinita, assim, o circuito da Figura 29 pode ser resumido, conforme a representação equivalente ilustrada na Figura 30.

Figura 30 - Circuito equivalente no pré-aquecimento



Fonte: Elaborado pelo autor

Sendo $v_{AB}(t)$ a tensão de saída do conversor *half-bridge* que alimenta o filtro SPRL, com pulsos quadrados à frequência de chaveamento dos interruptores S_x e S_y da Figura 29 e razão cíclica de 50%. C_{eq} é a capacitância equivalente entre C_s e C_p definida como segue em (34).

$$C_{eq} = \frac{C_s C_p}{C_s + C_p} \quad (34)$$

Lembrando que um sinal quadrado pode ser reconstruído a partir da soma de senóides, $v_{AB}(t)$ é definida de acordo com suas séries de Fourier em (35).

$$v_{AB}(t) = \frac{2}{\pi} V_{in} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin((2n-1)\omega t)}{2n-1} \quad (35)$$

Para o desenvolvimento da análise, toma-se somente a componente fundamental da tensão $v_{AB}(t)$ e aplica-se a lei de soma de tensões de *Kirchhoff* no circuito da Figura 30, chegando assim à equação (36), onde $v_{L_{inv}}(t)$ e $v_{C_{eq}}(t)$ são as tensões sobre o indutor L_{inv} e o capacitor C_{eq} , respectivamente.

$$v_{AB_1}(t) = v_{L_{inv}}(t) + v_{C_{eq}}(t) = \frac{2}{\pi} V_{in} \sin(\omega t) \quad (36)$$

Agora, assumindo que a tensão e a corrente inicial sobre o capacitor C_{eq} e o indutor L_{inv} são nulas, podem-se definir as expressões (37) e (38).

$$v_{L_{inv}}(t) = L_{inv} \frac{d}{dt} i_{L_{inv}}(t) \quad (37)$$

$$i_{L_{inv}}(t) = C_{eq} \frac{d}{dt} v_{C_{eq}}(t) \quad (38)$$

Substituindo (37) em (38), obtém-se (39). Além disso, são definidas ω_{Zeq} e V_p como a frequência de ressonância do filtro na etapa de pré-aquecimento e a tensão de pico da componente fundamental da tensão de alimentação do inversor, em (40) e (41), respectivamente.

$$v_{L_{inv}}(t) = L_{inv} C_{eq} \frac{d^2}{dt^2} v_{C_{eq}}(t) \quad (39)$$

$$\omega_{Zeq} = \frac{1}{\sqrt{L_{inv} C_{eq}}} \quad (40)$$

$$V_p = \frac{2}{\pi} V_{in} \quad (41)$$

As equações (39), (40) e (41) são substituídas em (36) para obter (42).

$$v_{AB_1}(t) = \frac{1}{\omega_{Zeq}^2} L_{inv} C_{eq} \frac{d^2}{dt^2} v_{C_{eq}}(t) + v_{C_{eq}}(t) = V_p \sin(\omega t) \quad (42)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (42) chega-se a (43).

$$V_{AB_1}(s) = \frac{1}{\omega_{Zeq}^2} V_{C_{eq}}(s) s^2 + V_{C_{eq}}(s) = V_p \cdot \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \quad (43)$$

Agora, isolando $V_{C_{eq}}(s)$ de (43), é possível verificar os casos onde $\omega \neq \omega_{Z_{eq}}$ e $\omega = \omega_{Z_{eq}}$, sendo que:

- $\omega \neq \omega_{Z_{eq}}$

$$V_{C_{eq}}(s) = V_p \cdot \omega \cdot \omega_{Z_{eq}}^2 \cdot \frac{1}{s^2 + \omega_{Z_{eq}}^2} \cdot \frac{1}{s^2 + \omega^2} \quad (44)$$

Definindo $f_{ign} = \frac{\omega}{\omega_{Z_{eq}}}$ e aplicando frações parciais em (44) é obtida (45).

$$V_{C_{eq}}(s) = V_p \cdot \left(\frac{1}{1 - f_{ign}^2} \cdot \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} - \frac{f_{ign}}{1 - f_{ign}^2} \cdot \frac{\omega_{Z_{eq}}}{s^2 + \omega_{Z_{eq}}^2} \right) \quad (45)$$

Voltando para o domínio do tempo, aplica-se a transformada inversa de Laplace em (45), assim consegue-se obter (46).

$$v_{C_{eq}}(t) = \frac{V_p}{1 - f_{ign}^2} \cdot \left(\sin(\omega t) - f_{ign} \sin(\omega_{Z_{eq}} t) \right) \quad (46)$$

A partir da Figura 30, é fácil determinar que a tensão sobre o capacitor C_p (Tensão na lâmpada) é como segue em (47).

$$v_{C_p}(t) = \frac{C_{eq}}{C_p} \cdot v_{C_{eq}}(t) \quad (47)$$

Substituindo (46) em (47), obtém-se (48).

$$v_{C_p}(t) = \frac{C_{eq}}{C_p} \cdot \frac{V_p}{1 - f_{ign}^2} \cdot \left(\sin(\omega t) - f_{ign} \sin(\omega_{Z_{eq}} t) \right) \quad (48)$$

Analisando (48), verifica-se que a tensão sobre o capacitor em paralelo do filtro é máxima quando $\sin(\omega t)$ e $\sin(\omega_{Z_{eq}} t)$ forem iguais a um (valor máximo). Ou seja, a tensão aplicada sobre os terminais da lâmpada é limitada pela relação das frequências f_{ign} , a qual se converte em um parâmetro importante para garantir um valor adequado da tensão sobre a lâmpada, conforme (48).

$$v_{C_{p_{max}}} = V_p \cdot \frac{C_{eq}}{C_p} \cdot \left| \frac{1 + f_{ign}}{1 - f_{ign}^2} \right| \quad (49)$$

- $\omega = \omega_{Z_{eq}}$

Neste caso, a tensão sobre o capacitor equivalente C_{eq} da Figura 30 é dada por (50).

$$V_{C_{eq}}(s) = V_p \cdot \omega^3 \cdot \frac{1}{s^2 + \omega^2} \cdot \frac{1}{(s^2 + \omega^2)^2} = \frac{V_p}{2} \left(\frac{\omega}{s^2 + \omega^2} - \omega \cdot \frac{s^2 - \omega^2}{(s^2 + \omega^2)^2} \right) \quad (50)$$

Fazendo o mesmo procedimento do caso anterior, é aplicada transformada inversa de Laplace em (50) para obter (51).

$$v_{C_{eq}}(t) = \frac{V_p}{2} \cdot (\sin(\omega t) - \omega t \cos(\omega t)) \quad (51)$$

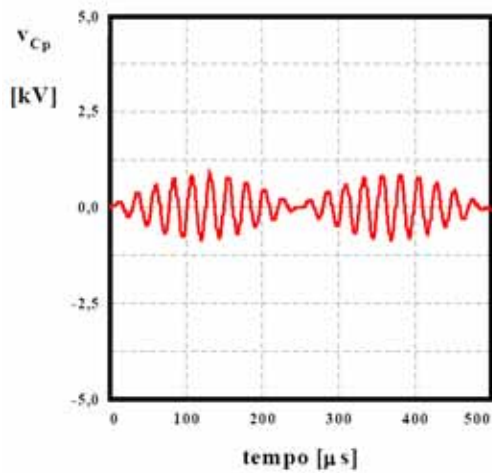
Substituindo (47) em (51), obtém-se a tensão sobre os terminais da lâmpada, conforme (48).

$$v_{C_p}(t) = \frac{C_{eq}}{C_p} \cdot \frac{V_p}{2} \cdot (\sin(\omega t) - \omega t \cos(\omega t)) \quad (52)$$

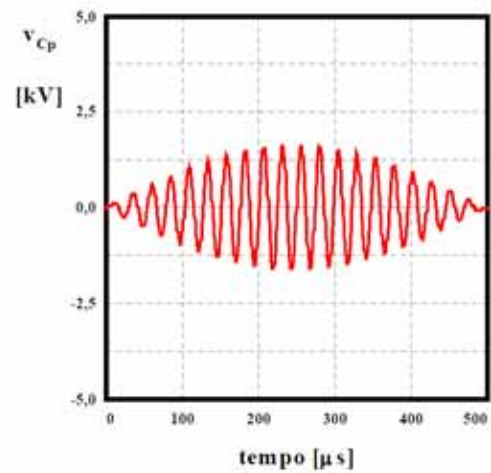
Em (52), pode-se verificar que pelo comportamento das funções $\sin()$ e $\cos()$ a tensão sobre C_p não irá convergir num valor, sendo impossível garantir um valor de tensão limitado sobre a lâmpada, ou seja, a tensão com o tempo vai tender ao infinito, provocando danos na lâmpada por sobretensões. Assim, considerando este fato, admite-se como uma restrição a operação da lâmpada na frequência de ressonância do filtro.

Na Figura 31 é apresentado o comportamento da tensão sobre a lâmpada para diferentes frequências, validando-se a análise apresentada.

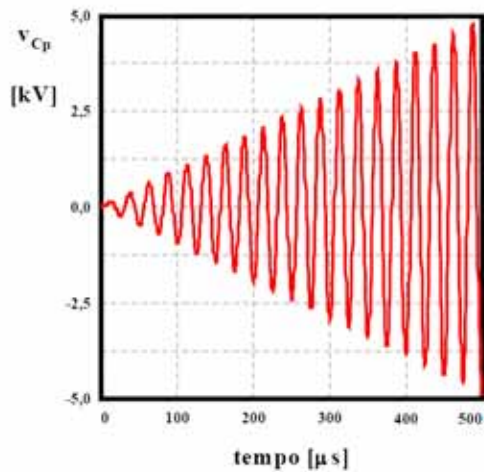
Figura 31 - Tensão V_{Cp} na etapa de pré-aquecimento para diferentes frequências de operação



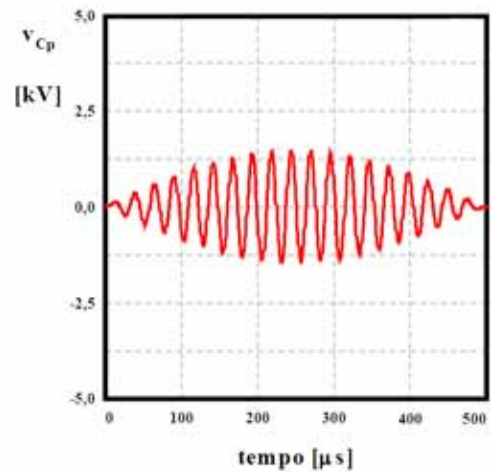
(a) $\omega = 0,908 \cdot \omega_{Ceq}$



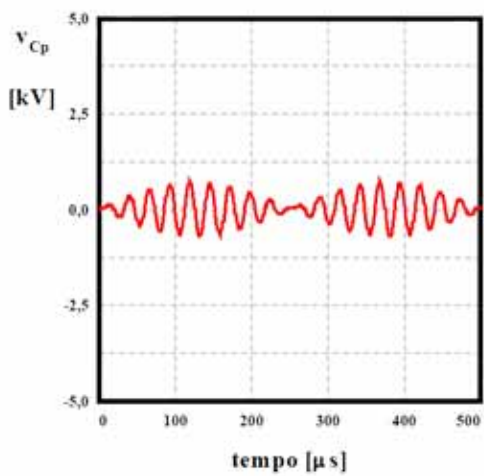
(b) $\omega = 0,952 \cdot \omega_{Ceq}$



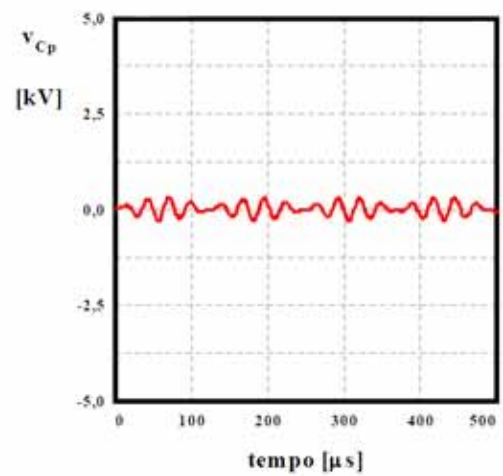
(c) $\omega = \omega_{Ceq}$



(d) $\omega = 1,053 \cdot \omega_{Ceq}$



(e) $\omega = 1,110 \cdot \omega_{Ceq}$



(f) $\omega = 1,255 \cdot \omega_{Ceq}$

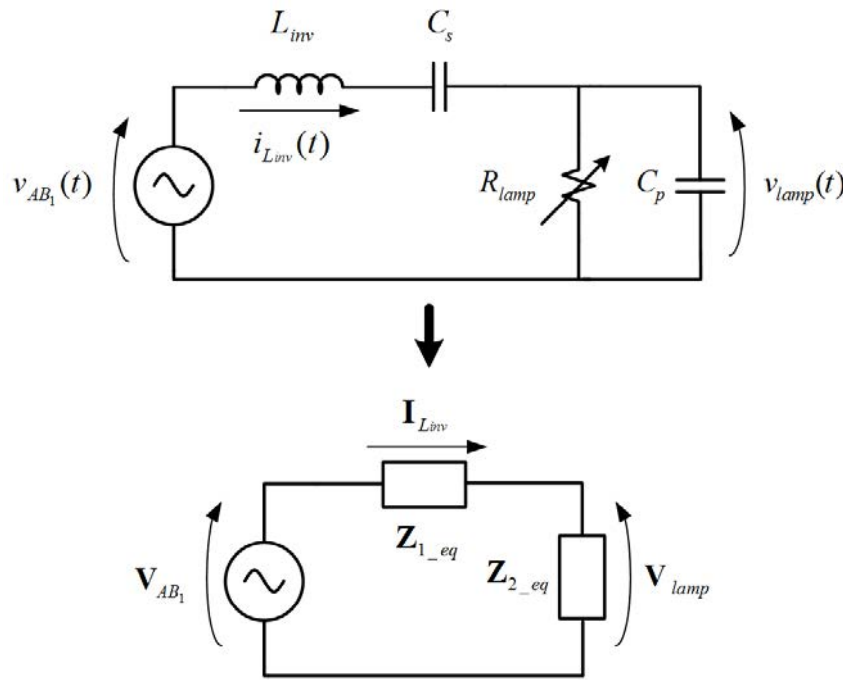
Fonte: (PEREIRA, 2012).

4.1.2 Etapa de regime permanente

Como discutido no capítulo anterior, na etapa de regime permanente a lâmpada se comporta como uma resistência variável. Neste trabalho, para a análise do comportamento do estágio inversor ligado com o filtro SPRL, adota-se o modelo proposto por Wakabayashi e Canesin (2003b), onde a temperatura de operação das lâmpadas é admitida constante (24 °C), ou seja, o valor da resistência equivalente da lâmpada somente dependerá da potência processada.

O circuito equivalente para essa etapa de operação da lâmpada é ilustrado na Figura 32, além das transformações em fasores das grandezas de corrente e tensão.

Figura 32 - Circuito equivalente em regime permanente



Fonte: Elaborado pelo autor

Onde as impedâncias Z_{1eq} e Z_{2eq} são definidas como segue em (53) e (54), respectivamente.

$$Z_{1eq} = j\omega(P)L_{inv} + \frac{1}{j\omega(P)C_s} \quad (53)$$

$$Z_{2eq} = \frac{R(P)}{1 + j\omega(P)C_p R(P)} \quad (54)$$

Assim, calcula-se a tensão sobre a lâmpada a partir do divisor de tensão, conforme expressa em (55).

$$\hat{V}_{Lamp} = \hat{V}_{AB_1} \cdot \frac{Z_{2eq}}{Z_{1eq} + Z_{2eq}} \quad (55)$$

Substituindo (53) e (54) em (55), obtém-se (56).

$$\hat{V}_{Lamp} = \hat{V}_{AB_1} \cdot \frac{\frac{R(P)}{1 + j\omega(P)C_p R(P)}}{j\omega(P)L_{inv} + \frac{1}{j\omega(P)C_s} + \frac{R(P)}{1 + j\omega(P)C_p R(P)}} \quad (56)$$

Isolando $\frac{\hat{V}_{Lamp}}{\hat{V}_{AB_1}}$ e manipulando matematicamente (56), tem-se (48):

$$\frac{\hat{V}_{Lamp}}{\hat{V}_{AB_1}} = \frac{j\omega(P)R(P)C_s}{(1 - \omega(P)^2 C_s L_{inv})^2 + j\omega(P)R(P)(C_s + C_p - \omega^2(P)L_s C_s C_p)} \quad (57)$$

Definindo a relação entre os capacitores C_s e C_p como $C_{sp} = \frac{C_s}{C_p}$ e lembrando que

$f_{ign} = \frac{\omega}{\omega_{Zeq}}$, escreve-se a equação (58) como segue:

$$\omega(P)^2 R(P)C_s = f_{ign}^2 (1 + C_s) \quad (58)$$

Logo, substituindo (58) em (57) e calculando o módulo da relação $\frac{\hat{V}_{Lamp}}{\hat{V}_{AB_1}}$, obtém-se:

$$\left| \frac{\hat{V}_{Lamp}}{\hat{V}_{AB_1}} \right| = \frac{\omega(P)R(P)C_s}{\sqrt{(1 - f_{ign}^2 (1 + C_s))^2 + (\omega(P)R(P)(C_s + C_p - f_{ign}^2 (1 + C_s)C_p))^2}} \quad (59)$$

Isolando f_{ign} em (59), chega-se em uma equação de quarto grau da forma apresentada em (60).

$$A(P)f_{ign}^4 + B(P)f_{ign}^2 + C(P) = 0 \quad (60)$$

Onde,

$$A(P) = (1 + C_{sp})^2 \cdot (1 + \omega^2(P)R^2(P)C_p^2) \quad (61)$$

$$B(P) = -2(1 + C_{sp}) \cdot (1 + (C_s + C_p)C_p\omega^2(P)R^2(P)) \quad (62)$$

$$C(P) = 1 + \omega^2(P)R^2(P) \left((C_s + C_p)^2 - C_s^2 \frac{\hat{V}_{Lamp}^2}{\hat{V}_{AB_1}^2} \right) \quad (63)$$

Assim, resolvendo (60) e considerando ainda a raiz que tem sentido físico, é obtida a equação (64).

$$f_{ign}(P) = \sqrt{\frac{-B(P) + \sqrt{B^2(P) - 4A(P)C(P)}}{2A(P)}} \quad (64)$$

Observa-se que, definindo os valores das capacitâncias para C_s e C_p , após calculando experimentalmente a resistência equivalente e a frequência de operação da lâmpada para sua potência nominal, é possível calcular a relação de frequências $f_{ign}(P)$. Portanto, conhecendo-se esses parâmetros e com a equação (58), pode ser obtida a indutância através de (65) capaz de garantir a tensão V_L sobre a lâmpada nessa potência P .

$$L_{inv}(P) = \frac{f_{ign}^2(P)(1 + C_{sp})}{\omega^2(P)C_s} \quad (65)$$

4.2 *Flyback em Modo de Condução Descontínua, aplicado à correção ativa do fator de potência do retificador de entrada*

Conforme comentado no capítulo 3, o estágio de PFC para o desenvolvimento desta pesquisa será composto pelo conversor Flyback operando em modo de condução descontínua (MCD) com frequência de chaveamento do transistor constante.

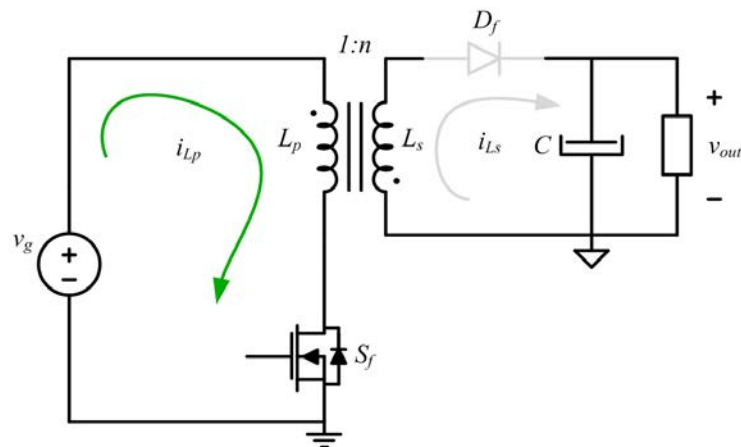
A seguir serão descritas as etapas de funcionamento do conversor e a análise matemática envolvida nas mesmas, com a finalidade de se obter os dados necessários para o desenvolvimento do projeto deste estágio.

4.2.1 Análise da operação do Flyback no MCD

O modo de condução descontínua caracteriza-se por apresentar três etapas de funcionamento, sendo que na primeira etapa a chave controlada (transistor) é mantida fechada, ao passo que na segunda etapa ela é aberta e entra em condução a chave não controlada (Diodo). Por último, na terceira etapa, as duas chaves encontram-se abertas. Para realizar a análise, definem-se os seguintes tempos de trabalho para o MCD: t_{on} , t_{off} e t_d , para cada etapa de funcionamento, respectivamente.

No tempo t_{on} o transistor do Flyback atua como um interruptor fechado, propiciando a circulação de corrente através do enrolamento do indutor primário L_p , conforme Figura 33, o qual é capaz de armazenar energia em seu campo magnético até que o transistor seja desligado. Do lado do secundário do transformador não há circulação de corrente, uma vez que o diodo D_f encontra-se polarizado reversamente pela tensão no enrolamento secundário. Este processo ocorre até que o transistor passe a se comportar como um interruptor aberto, dando início à segunda etapa no tempo t_{off} .

Figura 33 - Flyback no MCD para um tempo t_{on}



Fonte: Elaborado pelo autor

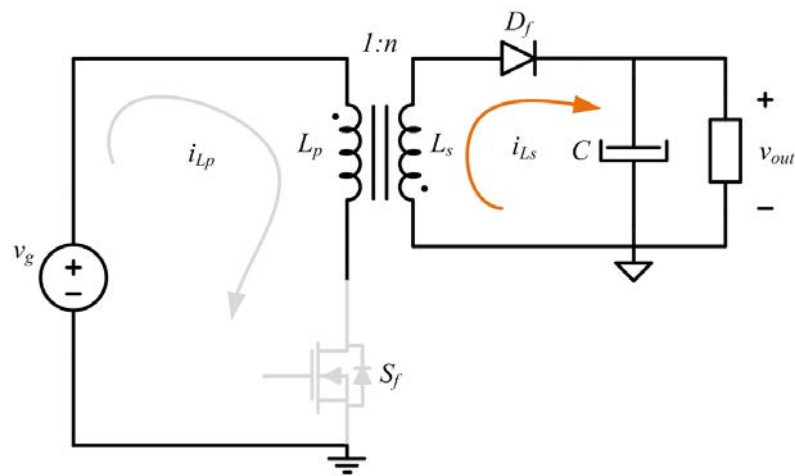
No início da segunda etapa, ou seja, no tempo t_{off} , o transistor é desligado e deixa de fluir corrente pelo indutor L_p , invertendo-se deste modo a polaridade sobre o enrolamento primário e consequentemente a polaridade sobre o enrolamento secundário também sofre a inversão. Então, o diodo D_f estará polarizado diretamente, permitindo assim a carga do

capacitor da saída e o fornecimento de energia à carga, tal como é apresentado na Figura 34.

Agora, no final da segunda etapa, toda a energia armazenada no enrolamento secundário L_s foi transferida ao capacitor de saída e entregue à carga, ou seja, a corrente é nula no indutor L_s e o diodo D_f deixa de conduzir.

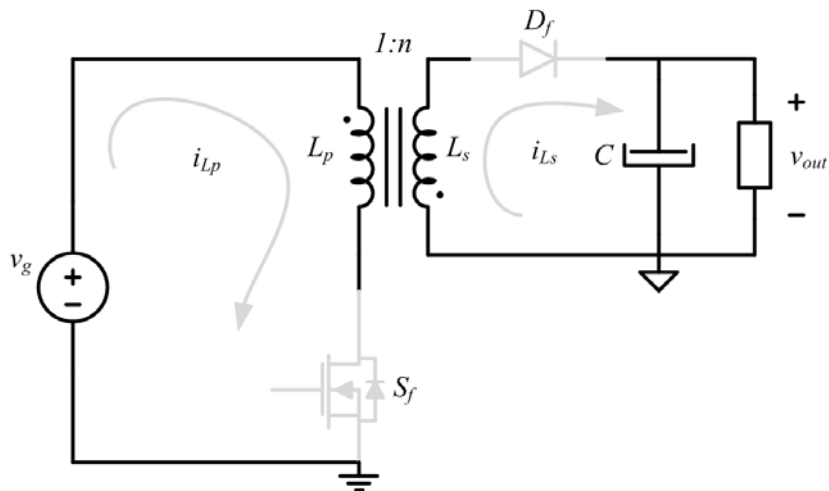
Isto é mantido durante o tempo t_d (tempo morto), como é mostrado na Figura 35, não existindo circulação de corrente através dos lados do transformador e a energia na carga é suprida pelo capacitor.

Figura 34 - Flyback no MCD para um tempo t_{off}



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 35 - Flyback no MCD para um tempo t_d



Fonte: Elaborado pelo autor

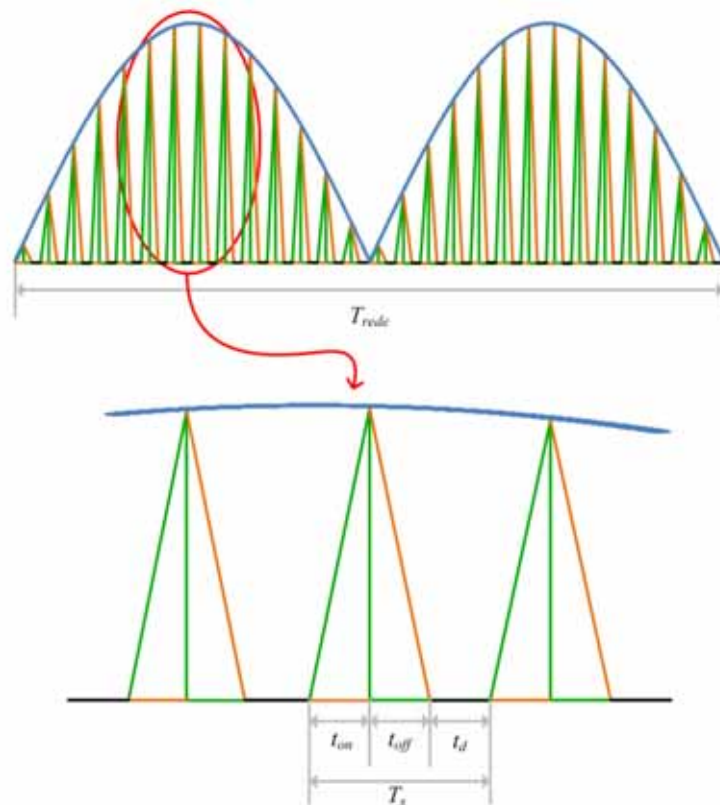
Este processo acontece em cada período de comutação da chave controlada, retornando novamente a análise no tempo t_{on} .

4.2.2 Análise quantitativa do conversor Flyback no MCD

Para iniciar a análise quantitativa do conversor Flyback é bom salientar que a fonte de alimentação v_g , ilustrada na Figura 33, Figura 34 e Figura 35, corresponde à tensão retificada da rede, ou seja, à tensão após o estágio retificador de entrada. Assumindo que as etapas descritas anteriormente são válidas para cada período de comutação da chave do Flyback, porém com as amplitudes de tensão e corrente moduladas pela forma de onda da tensão de alimentação v_g . Sendo assim, define-se v_g em (66) e apresentam-se Figura 36 formatos para as correntes nos enrolamentos do transformador.

$$v_g(t) = |V_p \sin(\omega_{rede} t)| \quad (66)$$

Figura 36 – Formatos das correntes no primário (verde) e no secundário (laranja), para um período da rede T_{rede} , admitindo-se relação de transformação unitária



Fonte: Elaborado pelo autor

Na Figura 36 podem ser vistas as etapas no processo de chaveamento do transistor, onde seus tempos de condução t_{on} são iguais em cada período de comutação constante T_s .

A corrente no enrolamento primário pode ser definida como apresentado em (67).

$$i_p(t) = \frac{V_{pico} \cdot t_{on}}{L_p} |\sin(\omega_{rede} t)| \quad (67)$$

Sendo L_p a indutância do enrolamento primário, V_{pico} o valor de pico da tensão de entrada e ω_{rede} a frequência da rede em radianos por segundo. Por definição de circuitos elétricos tem-se que:

$$n_{traf} = \frac{N_p}{N_s} = \frac{v_p}{v_s} = \frac{i_s}{i_p} = \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} \quad (68)$$

Aqui L_s é a indutância do enrolamento secundário, v_p , v_s , i_p e i_s são as grandezas de tensões e correntes nos enrolamentos do primário e secundário, respectivamente.

Estabelece-se também a corrente no enrolamento na etapa de condução do diodo D_f conforme (69).

$$i_s(t) = \frac{v_{out} \cdot t_{off}}{L_s} \quad (69)$$

Então, a partir da relação de transformação, a variação da corrente no enrolamento primário pode ser descrita tal como é apresentada em (70).

$$\Delta i_p = \frac{V_{pico} \cdot t_{on}}{L_p} |\sin(\omega_{rede} t)| = \frac{1}{n_{traf}} \frac{v_{out} \cdot t_{off}}{L_s} \quad (70)$$

A partir de (70) é possível obter uma relação para t_{on} e t_{off} em (71) e (72), respectivamente.

$$t_{on} = D \cdot T_s \quad (71)$$

$$t_{off} = \frac{D}{f_s \cdot \beta} |\sin(\omega_{rede} t)| \quad (72)$$

Onde os parâmetros D , $f_s = \frac{1}{T_s}$ são definidos como a razão cíclica e a frequência de chaveamento do conversor, respectivamente. Além disso, define-se:

$$\beta = \frac{N_p}{N_s} \cdot \frac{V_{out}}{V_{pico}} \quad (73)$$

Referindo-se à equação (71), observa-se que a razão cíclica máxima para a qual o conversor opera em modo de condução crítica, corresponde ao tempo em que t_{on} é máximo, ou seja, quando $t_{on} + t_{off} = T_s$. Por tal motivo, define-se o tempo de desmagnetização máximo t_{off} em (74).

$$t_{off_{max}} = \frac{1-D}{f_s} \quad (74)$$

Assim, assumindo que no pico da senoide da rede a condução é crítica, tem-se desde (72) e (74) que:

$$t_{off_{max}} = \frac{1-D}{f_s} = \frac{D}{f_s \cdot \beta} \quad (75)$$

e,

$$D \leq \frac{\beta}{1+\beta} \quad (76)$$

Verifica-se também que no pico da senoide a corrente no enrolamento primário será máxima, então partindo de (67), tem-se:

$$i_{p_{máx}} = \frac{V_{pico} \cdot t_{on}}{L_p} \quad (77)$$

Com a finalidade de calcular os esforços de corrente nos semicondutores do Flyback, são calculadas as fórmulas para cada caso.

Para um período de chaveamento tem-se a partir da Figura 36 que:

$$I_{p_{média_{T_s}}} = \frac{i_p \cdot t_{on}}{2T_s} = \frac{V_{pico} D^2}{2L_p f_s} \sin(\omega_{rede} t) \quad (78)$$

e,

$$I_{s_{média_{T_s}}} = \frac{i_s \cdot t_{off}}{2T_s} = \frac{V_{out} t_{off}^2}{2L_s T_s} = n_{traf}^2 \cdot \frac{V_{out} t_{off}^2}{2L_p T_s} \quad (79)$$

Verifica-se que, substituindo (73) em (72), logo em (79), tem-se:

$$I_{s_{m\u00e9dia}T_s} = n_{traf} \cdot \frac{V_{pico}}{2L_p f_s} \frac{D^2}{\beta} \sin^2(\omega_{rede} t) \quad (80)$$

Agora, calculam-se as correntes m\u00e9dias e eficazes para um semiciclo da tens\u00e3o da rede, assim:

$$I_{p_{m\u00e9dia}} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \cdot I_{p_{m\u00e9dia}T_s} d(\omega t) = \frac{V_{pico} D^2}{\pi L_p f_s} \quad (81)$$

$$I_{p_{eficaz}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \cdot I_{p_{m\u00e9dia}T_s}^2 d(\omega t)} = \frac{\sqrt{2} V_{pico} D^2}{4 L_p f_s} \quad (82)$$

$$I_{s_{m\u00e9dia}} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \cdot I_{s_{m\u00e9dia}T_s} d(\omega t) = n_{traf} \cdot \frac{V_{pico}}{4 L_p f_s} \frac{D^2}{\beta} \quad (83)$$

$$I_{s_{eficaz}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \cdot I_{s_{m\u00e9dia}T_s}^2 d(\omega t)} = \frac{3\sqrt{2} V_{pico} D^2}{8 L_p f_s} \quad (84)$$

Antes de analisar os esfor\u00e7os de tens\u00e3o sobre os semicondutores, \u00e9 importante determinar o valor da indut\u00e2ncia m\u00e1xima para que o conversor n\u00e3o opere no modo de condu\u00e7\u00e3o cont\u00ednua, assim, partindo da equa\u00e7\u00e3o (83), tem-se que a corrente m\u00e9dia m\u00e1xima na carga ser\u00e1 igual \u00e0 corrente m\u00e9dia no enrolamento secund\u00e1rio, conforme (86).

$$I_{s_{m\u00e9dia}} = n_{traf} \cdot \frac{V_{pico}}{4 L_p f_s} \frac{D^2}{\beta} = \frac{P_{out_{m\u00e1x}}}{V_{out}} \quad (85)$$

Isolando L_p , pode-se express\u00e1-la conforme (86).

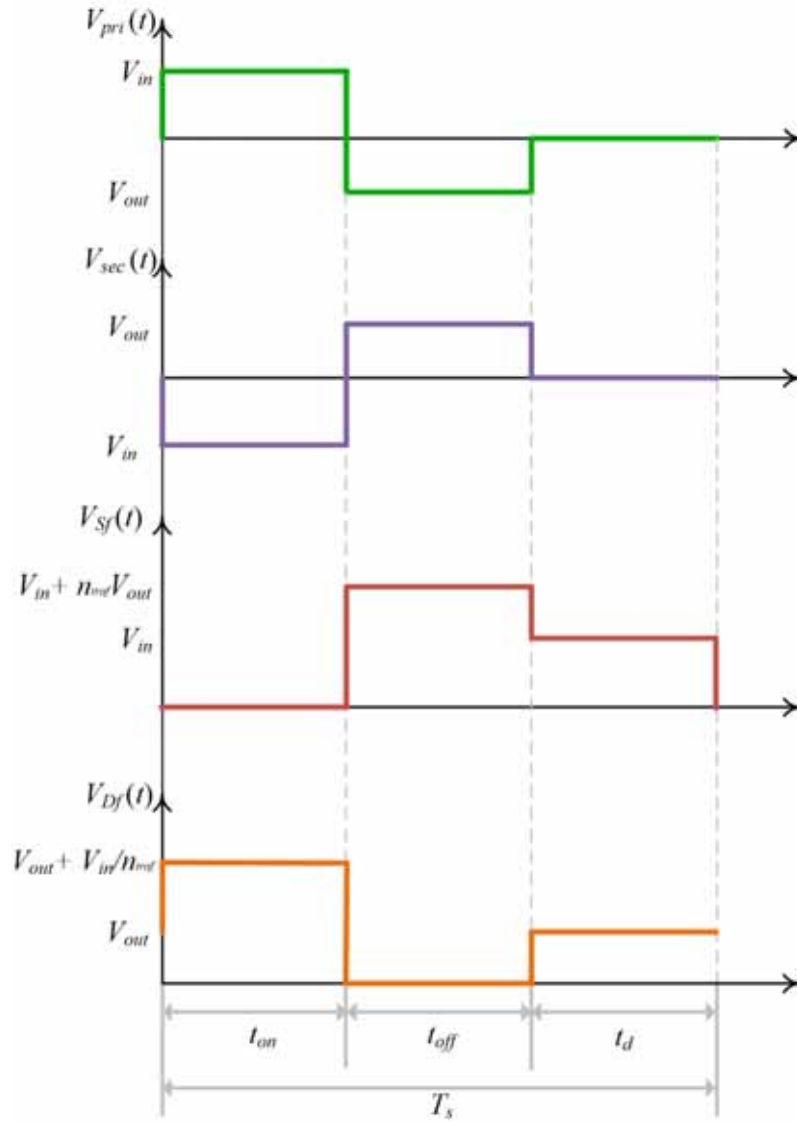
$$L_p = \frac{V_{pico}^2}{4 f_s P_{out_{m\u00e1x}}} D^2 \quad (86)$$

Agora, a indut\u00e2ncia cr\u00edtica pode ser calculada quando a igualdade em (76) cumpre-se, ou seja, quando a raz\u00e3o c\u00edclica assume o valor para que o conversor opere no modo de condu\u00e7\u00e3o cr\u00edtica. Combinando (76) e (86), chega-se \u00e0 equa\u00e7\u00e3o (87) que permite determinar essa indut\u00e2ncia cr\u00edtica.

$$L_{p_{m\u00e1x}} = \frac{V_{pico}^2}{4 f_s P_{out_{m\u00e1x}}} D^2 = \frac{V_{pico}^2}{4 f_s P_{out_{m\u00e1x}}} \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{\beta^2}\right)} \quad (87)$$

Para o cálculo dos esforços de tensão sobre os semicondutores, analisa-se a partir das formas de onda das tensões para um período de chaveamento T_s , já que para o dimensionamento dos interruptores somente serão admitidos os valores máximos aos quais são submetidos, tal como é apresentado na Figura 37.

Figura 37 - Esforços de tensão nos interruptores para um período T_s .



Fonte: Elaborado pelo autor

Pode-se concluir da Figura 37 que os esforços de tensão sobre o transistor S_f e o diodo D_f são dados pela equação (88).

$$v_{S_f}(t) = V_{pico} |\sin(\omega_{rede} t)| + v_p = V_{pico} |\sin(\omega_{rede} t)| + n_{traf} V_{out} \quad (88)$$

Assim,

$$v_{s_{f_{max}}} = V_{pico} + n_{traf} V_{out} \quad (89)$$

e,

$$v_{D_f}(t) = V_{out} + v_s = V_{out} + \frac{V_{pico} |\sin(\omega_{rede} t)|}{n_{traf}} \quad (90)$$

Assim,

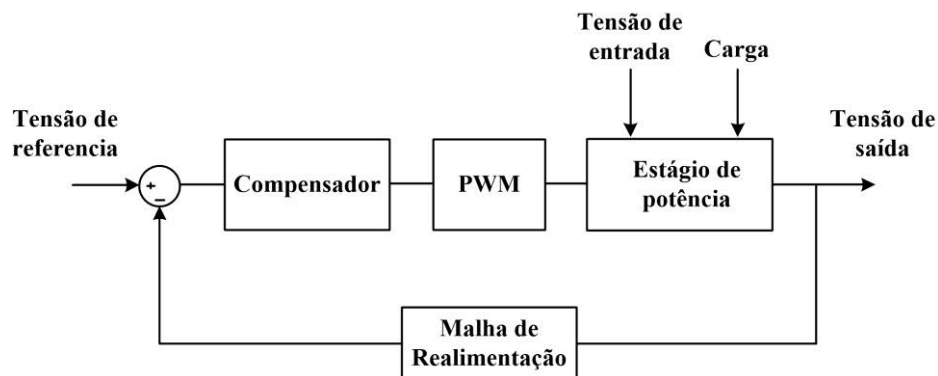
$$v_{D_{f_{max}}} = V_{out} + \frac{V_{pico}}{n_{traf}} \quad (91)$$

4.2.3 Controle do Flyback no MCD

Nota-se que, pelo comportamento intrínseco do Flyback no MCD, a corrente de pico na entrada mantém uma relação proporcional à tensão de alimentação, uma vez que esses picos são naturalmente impostos pela forma de onda da tensão, os quais suprimem a necessidade da inclusão de uma malha de controle para regular a corrente. Então, o conversor Flyback no MCD e operando com frequência de chaveamento constante é controlado pelo sinal de erro da tensão de saída, através da modulação por largura de pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*), estabelecendo desta forma o tempo em que o transistor conduz.

O diagrama de blocos geral para o controle no modo tensão em malha fechada é ilustrado na Figura 38.

Figura 38 - Diagrama de controle geral no modo tensão para o Flyback no MCD



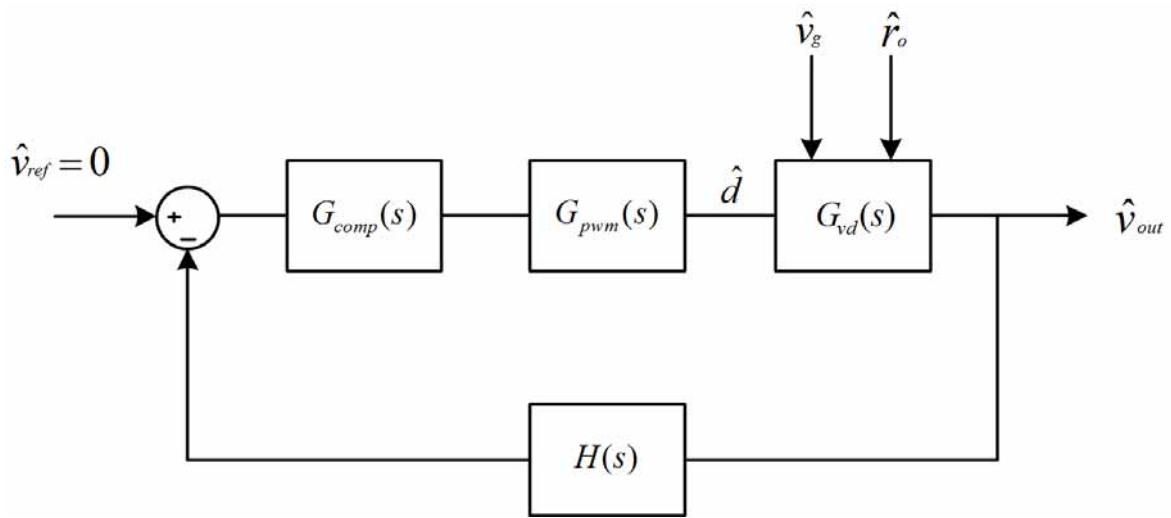
Fonte: Elaborado pelo autor

Na Figura 38 observa-se o bloco correspondente ao estágio de potência, o qual é perturbado pelas variações da carga e da tensão de alimentação, pelo qual a tensão de saída é realimentada e acondicionada para que seja comparada com uma tensão de referência. Logo, é

calculado o sinal de erro, o qual entra no compensador. Esse compensador é capaz de gerar o sinal de controle necessário para manter regulada a tensão de saída, assim, o sinal de controle é comparado com uma rampa com frequência igual à de chaveamento do conversor, obtendo-se o sinal PWM que define o tempo de condução da chave do Flyback.

O diagrama de blocos da Figura 38 pode ser apresentado de outra maneira, modelando-se cada parte através de seus equivalentes de pequenos sinais, ilustrado na Figura 39. Neste caso, é assumido que não existem variações no sinal de referência do sistema de controle.

Figura 39 - Diagrama de controle para pequenos sinais



Fonte: Elaborado pelo autor

Definindo na Figura 39 o ganho de laço $T(s)$, pode-se expressá-lo conforme (92).

$$T(s) = G_c(s)G_{pwm}(s)G_{vd}(s)/H(s). \quad (92)$$

Para o desenvolvimento do projeto do controlador é necessário que o estágio de potência seja modelado de acordo com o seu modo de operação. Neste caso, como apresentado, o Flyback será operado no modo de condução descontínua, e devido à sua semelhança com o conversor *Buck-Boost*, emprega-se o modelo definido por Erickson (2000), cuja função de transferência entre a tensão de saída e a razão cíclica é apresentada em (93).

$$G_{vd}(s) = \frac{V_{out}}{D} \cdot \frac{1}{\frac{RC}{2}s + 1} = \frac{V_{in}^2}{\sqrt{f_s L_p P_{out_{máx}}}} \cdot \frac{1}{\frac{RC}{2}s + 1} \quad (93)$$

Vê-se na expressão (93) que o conversor é modelado como um sistema de primeira ordem, onde a frequência do polo é dada por:

$$f_p = \frac{1}{\pi RC} \quad (94)$$

A função de transferência do conversor no MCD é relativamente simples para ser controlada, entretanto, para garantir a estabilidade do conversor será necessário que o compensador assegure que a função de transferência $T(s)$ atenda as seguintes condições:

- A derivada do ganho na frequência de cruzamento (0dB) deve ser de -20dB/dec, conseguindo uma margem de fase entre 45° e 90°.
- Um erro em regime permanente nulo, o qual se traduz na imposição de um polo na origem.

Por esta razão, será usado para realizar esta tarefa um controlador PI o qual tem como função de transferência a ilustrada em (95).

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (95)$$

Onde os parâmetros K_p e K_i são conhecidos como as constantes proporcional e integral do controlador, respectivamente.

O modulador PWM ilustrado na Figura 40 pode ser modelado como apresentado em (96).

$$G_{pwm}(s) = \frac{1}{V_{ramp}} \quad (96)$$

V_{ramp} é o valor pico de um sinal triangular de frequência f_s , com o qual é gerada a largura do pulso, a partir da comparação do sinal de saída do compensador com o respectivo sinal triangular. Por último, o bloco correspondente à malha de realimentação é modelado normalmente como uma constante, a qual coincide com o ganho do sensor que é capaz de acondicionar o sinal de saída para que seja comparável com a referência, conforme apresentado em (97).

$$H(s) = K_H = \frac{Ref}{V_{out}} \quad (97)$$

Desta forma, tem-se os principais equacionamentos necessários para o

desenvolvimento do projeto de controle do conversor Flyback a implementar neste trabalho.

4.3 Conclusões

A operação do inversor *Half-bridge* operando com filtro SPLR é dividida em duas etapas: pré-aquecimento e regime permanente. Com o modelamento em regime permanente é possível determinar o valor do indutor série que garante a operação da lâmpada na potência nominal, com as definições dos capacitores série e paralelo ($C_s > 25 C_p$) e da frequência de operação nesta etapa.

O modelamento da etapa de pré-aquecimento permite determinar a máxima tensão aplicada sobre a lâmpada durante a ignição, bem como o seu desenvolvimento temporal. Nesta etapa, deve-se evitar que a frequência de chaveamento do inversor seja igual à frequência de ressonância do circuito ressonante, já que esta aumentaria demasiadamente a tensão aplicada na lâmpada, causando a ignição prematura da mesma.

A estrutura Flyback aplicada à correção ativa do fator de potência do estágio de entrada retificador, além de permitir o ajuste do nível de tensão através da relação de transformação, apresenta a vantagem de proporcionar o isolamento galvânico entre a entrada e saída, o qual também resulta numa vantagem importante para a aplicação proposta neste trabalho (purificador de água).

5 ESTRUTURA PURIFICADORA PROPOSTA

A concepção física do purificador é uma etapa crucial para a pesquisa proposta, uma vez que, partindo-se de um nível de Dose UV definido, é possível determinar o número de lâmpadas que seriam necessárias para alcançar o valor do parâmetro anteriormente mencionado, assim como, o tempo necessário de exposição ao UV da partícula a ser purificada. Ou seja, a Dose UV está definida como um produto da irradiação UV entregue às partículas e multiplicada pelo tempo de exposição à mesma.

Sendo assim, para realizar a estimação desses parâmetros através de simulações, será empregada a metodologia desenvolvida por Xu, Zhao e Rangaiah (2013), conhecida como TURF (*Three-step UV fluence Rate and Fluid dynamics*), a qual permite realizar separadamente a análise dos efeitos da irradiação UV e o estudo da dinâmica associada aos fluídos.

O TURF é um método simples comparado com outros onde é necessário obter uma combinação dos modelos ópticos e hidráulicos. De acordo com o apresentado por Xu, Zhao e Rangaiah (2013), além de reduzir os custos computacionais para o cálculo da dosagem de UV através de simulações, garante-se uma excelente aproximação comparada com os resultados experimentais.

Por esse motivo, serão simulados os modelos da irradiação UV definidos no Capítulo 2 com ajuda do software MATLAB, já para o estudo comportamental da água dentro do purificador será empregado o software Solidworks, mediante o projeto da estrutura mecânica do purificador, cuja finalidade é determinar quanto tempo a partícula mantém-se exposta à irradiação UV.

5.1 *Projeto mecânico do purificador*

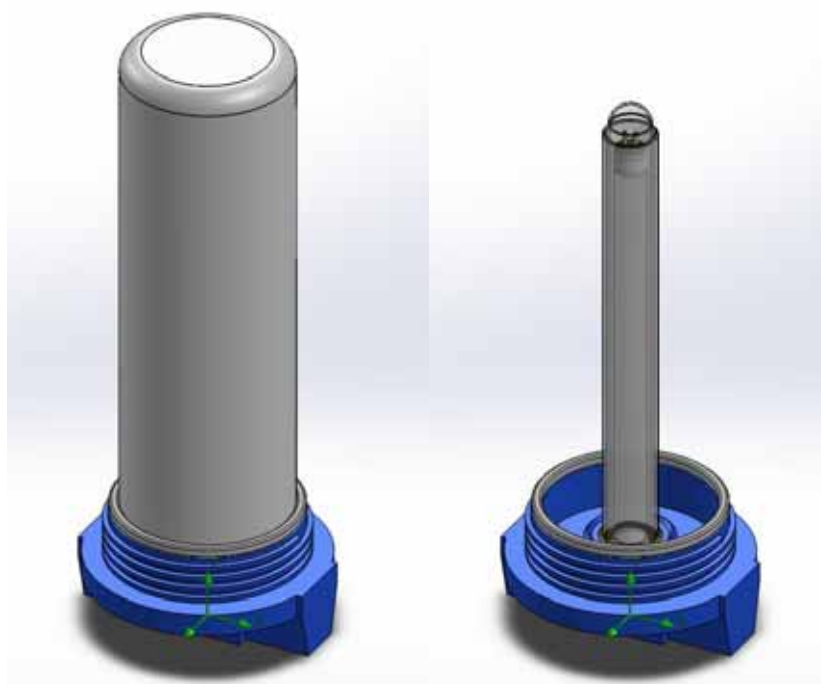
Antes do desenvolvimento da estrutura do purificador proposto, deve ser destacado que o ponto de partida está fixado por estudos prévios feitos com um purificador comercial. Como havia sido mencionado, o purificador comercial e o proposto são classificados como estruturas de lâmpadas imersas com escoamento forçado, cujo comportamento hidráulico deverá ser estudado neste capítulo, uma vez que ajudará a prever parâmetros importantes como o tempo de permanência da água na coluna de purificação, quando ela flui através da lâmpada emissora de irradiação UV. Testes realizados empiricamente por Pereira (2012)

demonstraram que para o produto comercial não são atendidos os níveis mínimos requeridos para a purificação da água, de acordo com a norma NSF/ANSI 55.

5.1.1 Purificador Comercial

O purificador comercial conta com dois estágios por onde flui a água, o primeiro está composto por um filtro de sedimentos, encarregado de reter as partículas que possam interferir de maneira prejudicial na entrega da irradiação UV aos microrganismos. O segundo estágio corresponde ao purificador UV de escoamento hidráulico com conduto forçado, o qual dispõe de uma lâmpada de mercúrio de baixa pressão de 6W, conforme modelo desenvolvido e apresentado na Figura 40.

Figura 40 - Purificador comercial modelado no Solidworks

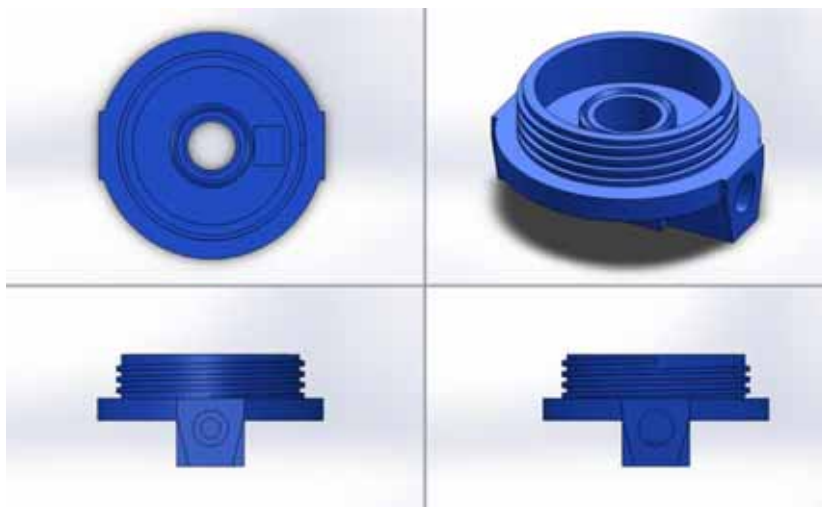


Fonte: Elaborado pelo autor

O purificador comercial foi modelado em CAD, no ambiente do software Solidworks, conservando-se todas as dimensões originais das peças que o compõe. Na Figura 40 observa-se que o purificador comercial é composto por uma série de peças, descritas como segue:

- *Base Estrutural*: Encarregada de abrigar demais partes componentes do purificador, contando com dois orifícios laterais para entrada e saída de água. Na Figura 41 vê-se com mais detalhe essa peça.

Figura 41 - Base do purificador comercial



Fonte: Elaborado pelo autor

- *Base de latão com rosca*: Peça acomodada na base estrutural, de forma que a conexão entre as duas se torne permanente e impermeável. Sua finalidade é fixar o tubo de quartzo, o que é realizado por meio de pressão através de anéis de borracha, incorporar o tubo de inox por meio de rosca e possibilitar a montagem da lâmpada e seus conectores pela parte inferior da base estrutural, permitindo ainda o fechamento da parte inferior da câmara por meio de um tampão com rosca.

- *Tubo de quartzo*: Responsável pela proteção da lâmpada, evitando seu contato direto com a água. Sua especificação requer um coeficiente de transmitância alto ($>0,7$) no comprimento de onda de 254nm.

- *Anéis de Borracha*: Inseridos em sulcos usinados na base de latão, têm por finalidade a fixação do tubo de quartzo e vedação da água, impedindo que o líquido invada locais secos, como os circuitos de acionamento das lâmpadas.

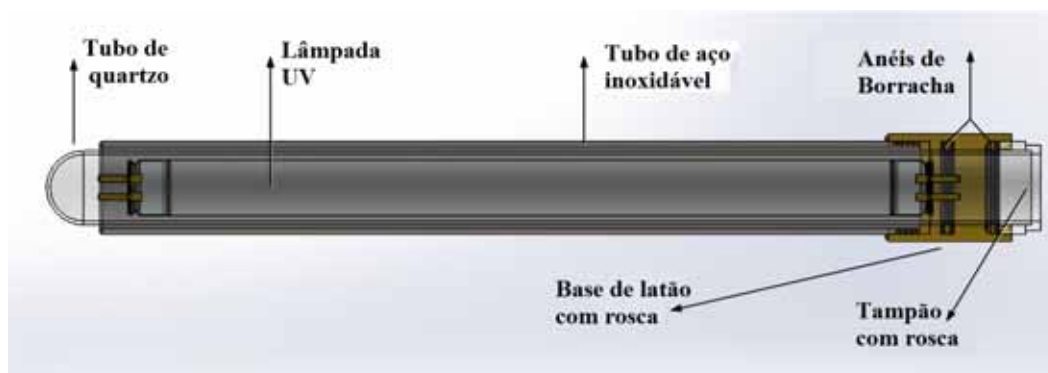
- *Tubo de aço inoxidável*: Fixado na base de latão por meio de rosca, tem a finalidade de limitar o fluxo de água através de uma fina camada, que em contato com a parede externa do tubo de quartzo é exposta à luz UV.

- *Tampão com rosca*: Peça afixada na base de latão, por meio de rosca, que tem por finalidade o confinamento da lâmpada e seus conectores, impedindo que as partes escapem pela parte inferior da estrutura.

- *Lâmpada UV*: Fonte emissora dos raios de luz UV.

Todos os itens descritos anteriormente são mostrados na Figura 42, os quais constituem a câmara onde se tem a ocorrência do processo de purificação.

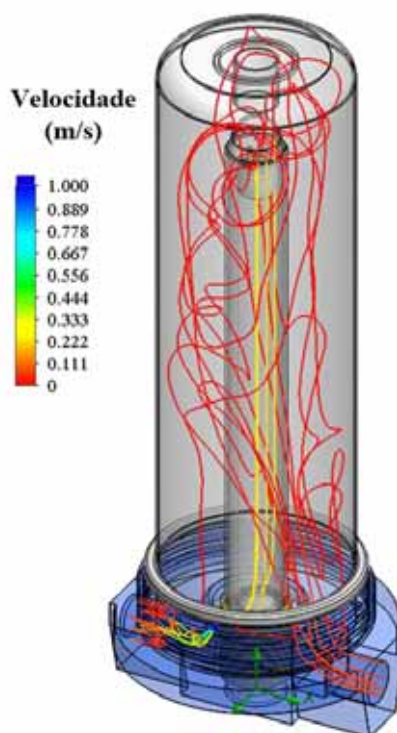
Figura 42 - Câmara purificadora para o equipamento comercial



Fonte: Elaborado pelo autor.

O caminho da água neste purificador é o seguinte: depois que a água sai do filtro de sedimentos, entra por um dos orifícios laterais e começa o enchimento do copo externo. No momento que a coluna de água chega ao nível superior do tubo de aço, a água desce através da área limitada pela parede do tubo de quartzo, onde se encontra a lâmpada e a parede interna do tubo de aço inoxidável. Nesse momento, do trajeto da água, é efetuado o processo de purificação (inativação bactericida/germicida), logo, a água sai pelo outro orifício lateral. Para entender melhor esta trajetória, a Figura 43 ilustra o comportamento de uma partícula na água que flui pelo interior do purificador comercial.

Figura 43 - Trajetória de uma partícula imersa na água do purificador comercial



Fonte: Elaborado pelo autor

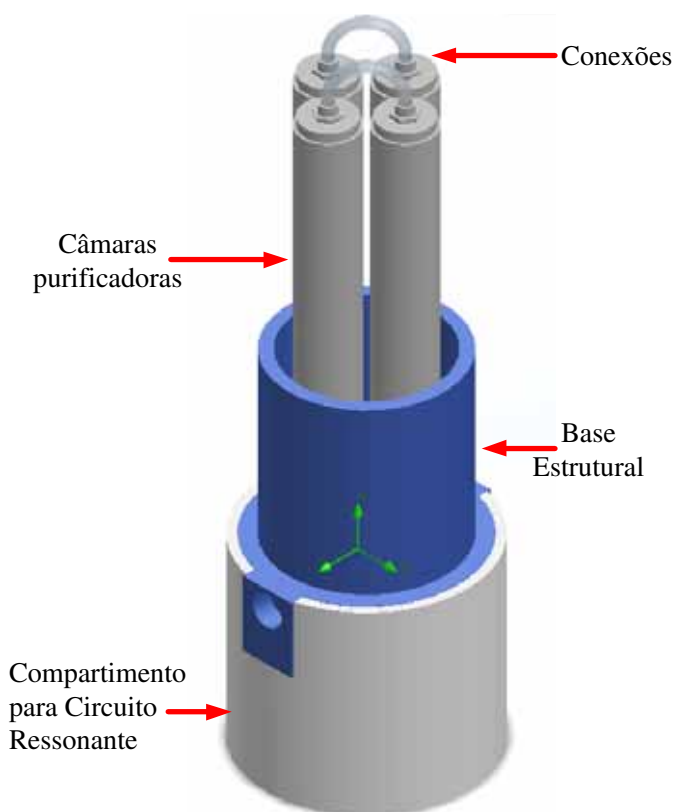
5.1.2 Purificador Proposto

Como apresentado anteriormente, observa-se que a estrutura comercial tem a vantagem de ser modular e qualquer uma de suas peças pode ser trocada facilmente.

Neste contexto, neste projeto proposto é desenvolvida uma estrutura tomando como ponto inicial as mesmas características estruturais descritas do purificador comercial. A diferença estará principalmente associada à quantidade de câmaras de purificação, com o intuito de aumentar e ajustar a dosagem UV entregue aos elementos patogênicos presentes na água no processo de purificação. Desta forma, projetou-se um purificador com quatro câmaras purificadoras associadas em série, com lâmpadas imersas e conduto fechado, mantendo-se o mesmo princípio do produto comercial apresentado na Figura 40.

Embora, admitindo-se como referência o produto comercial, é apresentado na Figura 44 o projeto do purificador proposto para análises nesta pesquisa, onde se observa que externamente são adicionadas certas peças que não aparecem na estrutura do purificador comercial, para a interligação entre as câmaras de purificação completamente vedadas e para o acondicionamento dos filtros ressonantes de acionamento das lâmpadas UV.

Figura 44 - Estrutura purificadora projetada para o desenvolvimento da pesquisa



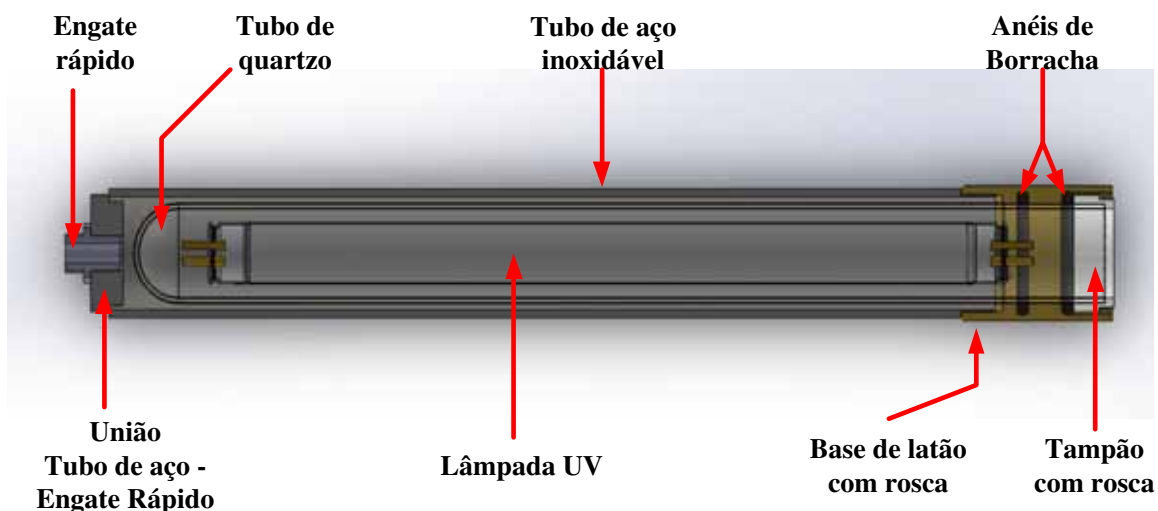
Fonte: Elaborado pelo autor

Considerando que a estrutura proposta possui quatro câmaras de purificação, conforme Figura 44, a base do purificador foi projetada para abrigar os circuitos que compõem aos filtros ressonantes, para o acionamento das lâmpadas UV, com o propósito principal de chegar até o purificador apenas dois fios correspondentes à saída do estágio do inversor. Portanto, todas as demais estruturas do conversor, reator eletrônico, para operação do purificador com lâmpadas fluorescentes UV, estarão abrigadas em separado da estrutura principal do purificador apresentado na Figura 44, como se observará nos próximos capítulos.

Além das interligações externas através de mangueiras, conectadas por meio de engates rápidos que encontram-se rosqueados nos tubos de aço inoxidável que compõe as quatro câmaras de purificação, a base estrutural também foi modificada com a finalidade de receber a conexão das quatro câmaras purificadoras. Adicionalmente, com o propósito de ajustar as doses de UV, diferentes lâmpadas serão testadas (diferentes potências e diferentes comprimentos) e, desta forma, o comprimento das câmaras de purificação também foram projetadas para serem pouco maiores do que aquela do produto comercial. Considerando ainda que as lâmpadas no arranjo proposto ficarão completamente isoladas do meio externo e interligadas entre si, o purificador proposto não necessita de copo para recobrir a câmara de purificação, como o observado na Figura 44.

No caso específico das câmaras purificadoras projetadas, elas foram modificadas em relação a apresentada na Figura 42, conforme se verifica em detalhe na Figura 45, considerando-se as necessidades de interligação entre as câmaras e blindagem da emissão UV para o meio exterior.

Figura 45 - Estrutura das câmaras purificadoras para a estrutura proposta



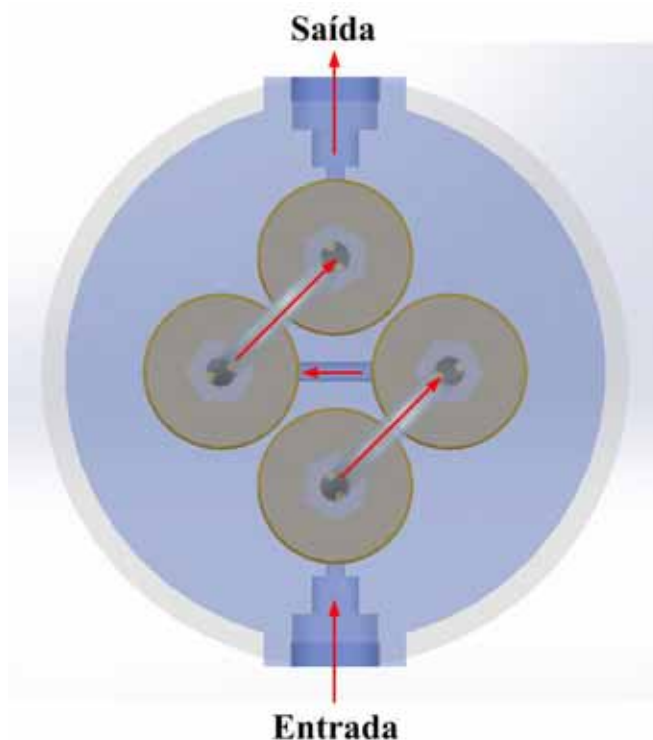
Fonte: Elaborado pelo autor

Devido as mudanças mencionadas, a trajetória da água dentro do purificador proposto envolverá um percurso forçado pelas quatro câmaras purificadoras em série.

Conforme se observa na Figura 46, a água é inserida através de um orifício lateral na base, entrando imediatamente dentro da primeira câmara purificadora. Logo, a água percorre a dimensão desta câmara no sentido ascendente e fica exposta à irradiação UV, até chegar ao nível superior do primeiro tubo de aço. Seguindo com a trajetória, a água entra na mangueira de engate entre as câmaras, passando à segunda câmara. Na segunda câmara, agora percorre toda sua extensão no sentido descendente e ficará novamente exposta à irradiação UV, até chegar na base onde por uma interligação interna flui para o terceiro ramo de purificação, terceira câmara. Na terceira câmara o processo é análogo à primeira câmara, interconectada com a quarta câmara, onde o processo é análogo à segunda câmara, exceto que, ao completar o percurso descendente pela quarta câmara, agora a água escoará por uma conexão de saída, considerando-se a conclusão do processo de purificação.

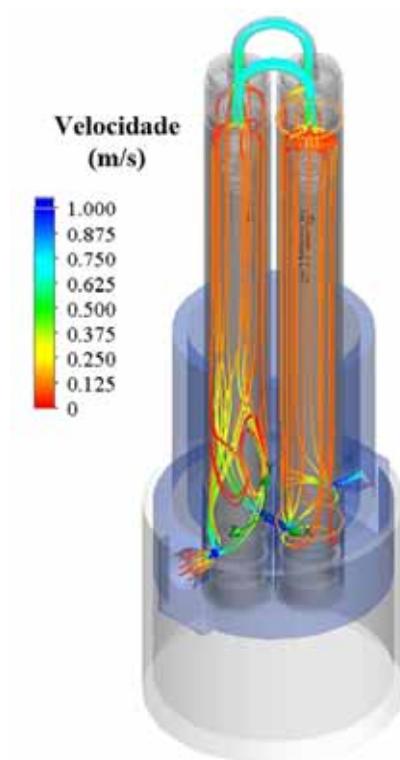
Na Figura 44 verifica-se o caminho de uma partícula a ser purificada, imersa na água, considerando-se os trajetos descritos anteriormente, de acordo com as interligações apresentadas na Figura 44 que impõe o fluxo de água pelo conjunto em série das quatro câmaras de purificação projetadas.

Figura 46 - Caminho da água na estrutura proposta - vista superior



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 47 - Caminho de uma partícula na água da estrutura proposta - visão geral



Fonte: Elaborado pelo autor

5.2 Simulações do comportamento hidráulico das estruturas

Neste item serão analisados os comportamentos hidráulicos da estrutura comercial e da estrutura proposta para o purificador, considerando-se o objetivo principal de cálculo do parâmetro de Dose UV, para cada estrutura, uma vez que o mesmo depende do tempo em que os elementos patogênicos estariam expostos à irradiação UV, em cada caso.

Portanto, foi realizado um estudo do fluxo hidráulico de uma partícula presente na água em circulação pelos purificadores (comercial e proposto), mediante o uso da ferramenta *Flow Simulation* do software Solidworks, com a finalidade de obter uma análise detalhada do comportamento da água que flui no interior das estruturas.

O fluxo de água utilizado para a simulação foi de $Q = 0,9 \text{ Lmin}^{-1}$ ($15\text{cm}^3\text{s}^{-1}$), que corresponde ao mesmo valor reportado por Pereira (2012), com o qual foi testado o purificador comercial.

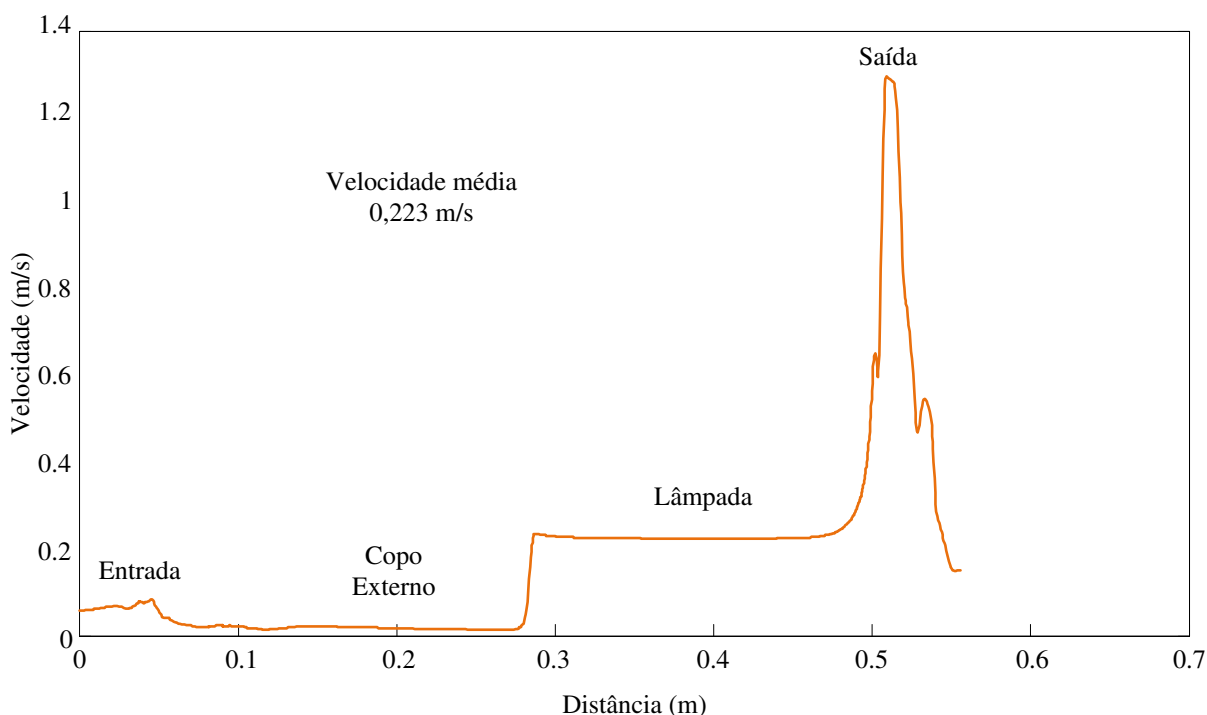
Contudo, o parâmetro de interesse para determinar esse tempo de permanência à exposição de irradiação UV, é a velocidade em função da distância percorrida por uma partícula imersa na água que viaja dentro do purificador.

Na Figura 48 é apresentado o resultado obtido em simulação para o purificador proposto, considerando-se o modelo desenvolvido no software Solidworks, e, para ambos os casos (comercial e proposto), com o uso da ferramenta *Flow Simulation*.

Pode-se verificar nas simulações apresentadas que a velocidade média de uma partícula quando se encontra viajando paralelamente à lâmpada de UV na estrutura comercial e na proposta são de $0,223 \text{ ms}^{-1}$ e $0,114 \text{ ms}^{-1}$, respectivamente. Os valores são diferentes para cada caso, já que a área transversal definida pela parede interna do tubo de aço inoxidável e a parede externa do tubo de quartzo foi modificada no purificador proposto. Assim, nota-se que nos trajetos onde o caminho da água sofre mudanças das áreas transversais (entrada, saída e ligações) a velocidade sofre alterações.

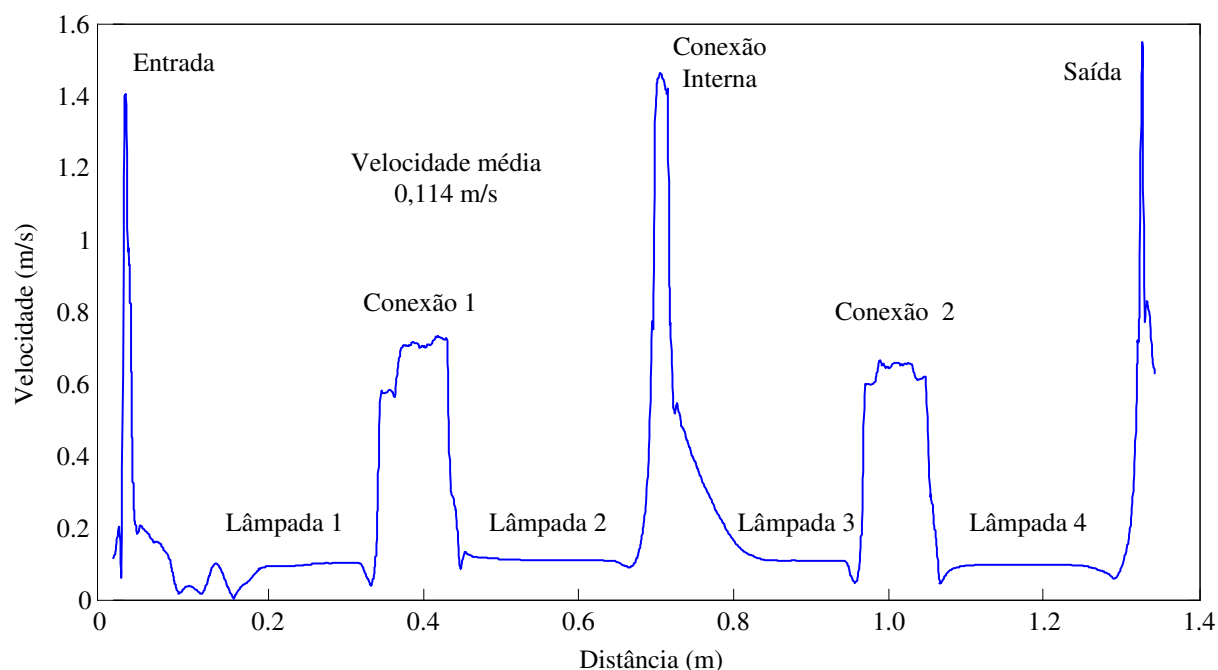
Devido à configuração das câmaras purificadoras em cada caso, a velocidade da partícula se mantém relativamente constante no percurso pelas mesmas e, a partir desses valores, calcula-se os tempos médios de exposição UV, conhecendo-se o comprimento das lâmpadas germicidas UV.

Figura 48 - Velocidade da partícula em água no purificador comercial



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 49 - Velocidade da partícula em água no purificador proposto



Fonte: Elaborado pelo autor

Na Tabela 1 são ilustrados esses tempos, para cada estrutura purificadora, tendo em conta que no caso da estrutura projetada nesta pesquisa, a mesma pode ser equipada com lâmpadas de diferentes tamanhos/potências.

Tabela 1 - Tempos médios de exposição à irradiação UV

Potência da lâmpada [W]	Comprimento [cm]	Tempo no purificador comercial [s]	Tempo no purificador proposto [s]
4 W	12	--	3,085
6 W	19	0,841	4,884
8 W	26	--	6,684
11 W	15	--	3,856

Fonte: Elaborada pelo autor

Os tempos médios de exposição à irradiação UV com a estrutura proposta, obviamente, são aumentados como se esperava, agora resta verificar a partir dos modelos de irradiação UV, apresentados anteriormente, quanta potência é fornecida para certa área, para então finalmente ser calculada a Dose UV que será entregue no processo germicida em cada caso.

5.3 Simulações do comportamento óptico das estruturas

Para a realização das simulações dos modelos de irradiação UV encontrados na literatura, empregou-se o software MATLAB, escrevendo-se um código capaz de determinar a radiação recebida pela partícula (microrganismo) viajante em água ao redor da lâmpada UV. Neste caso, viajando na parede interna do tubo de aço inoxidável, o que corresponde à maior distância que ela pode estar do centro da lâmpada de UV.

No *script* desenvolvido no software MATLAB foram admitidos os dados apresentados nas Tabelas 2 e 3, as quais reportam os parâmetros ópticos adotados e as características das lâmpadas com que foram determinados os modelos, respectivamente. Os valores dos índices de refração e transmitância dos meios foram obtidos de (VANA; 2006). Nota-se que a variável r_3 corresponde à distância existente entre a parede externa do tubo de quartzo e a interna do tubo de aço, porém, ela pode assumir outros valores, entretanto, como mencionado anteriormente, a finalidade é trabalhar com o pior caso de exposição à irradiação UV.

Tabela 2 - Parâmetros ópticos associados aos meios

Meio	Índice de refração	Transmitância	Purificador Comercial [mm]	Purificador Proposto [mm]
Ar	$n_a = 1,000$	$T_a = 1,0000$	$r_1 = 9,0$	$r_1 = 10,5$
Quartzo	$n_q = 1,506$	$T_q = 0,8208$	$r_2 = 1,0$	$r_2 = 1,75$
Água	$n_w = 1,376$	$T_w = 0,8000$	$r_3 = 2,0$	$r_3 = 1,60$

Fonte: (VANA, 2006).

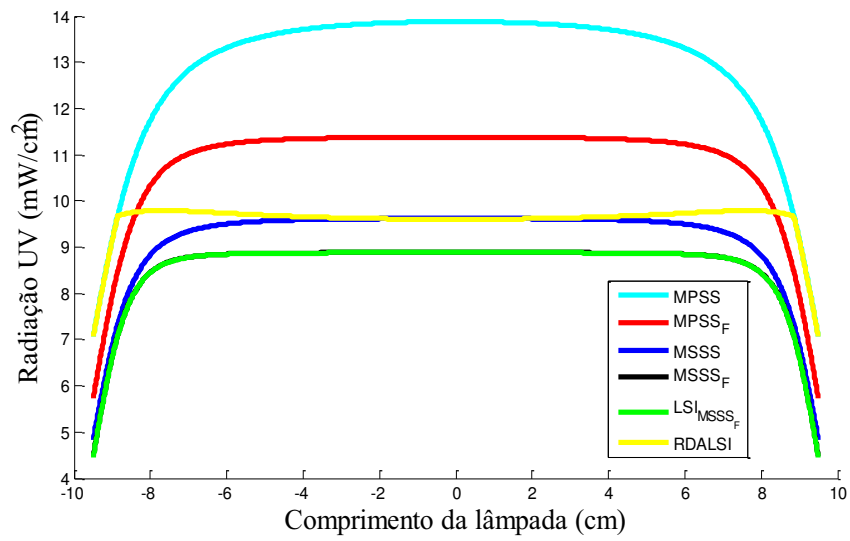
Tabela 3 - Características das lâmpadas empregadas na simulação

Potência da lâmpada [W]	Comprimento [m]	Potência UV _{254nm} [W]	Rendimento [%]
4 W	0,12	0,9	22,50
6 W	0,19	1,7	28,33
8 W	0,26	2,4	30,00
11 W	0,15	2,7	24,55

Fonte: (PHILIPS, 2010).

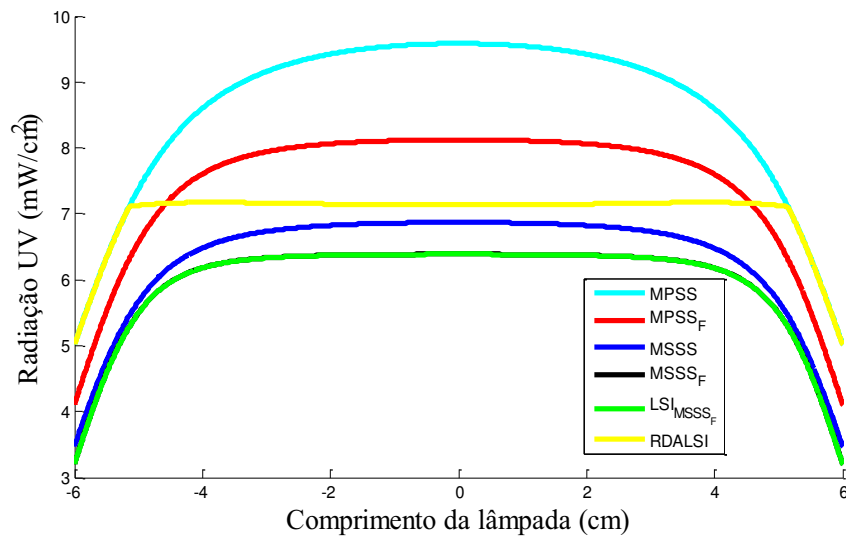
Os comprimentos das lâmpadas definidos na Tabela 3 correspondem ao comprimento do bulbo de vidro onde se encontra o gás de mercúrio, já que essa é a distância efetiva de irradiação UV fornecida pelo dispositivo. Nas Figuras 50, 51, 52, 53 e 54 são apresentados os resultados dos diferentes modelos de irradiação UV para cada uma das lâmpadas dentro das câmaras purificadoras, para a estrutura comercial e proposta.

Figura 50 - Irradiação UV fornecida pela lâmpada de 6W - Estrutura Comercial de apenas uma câmara



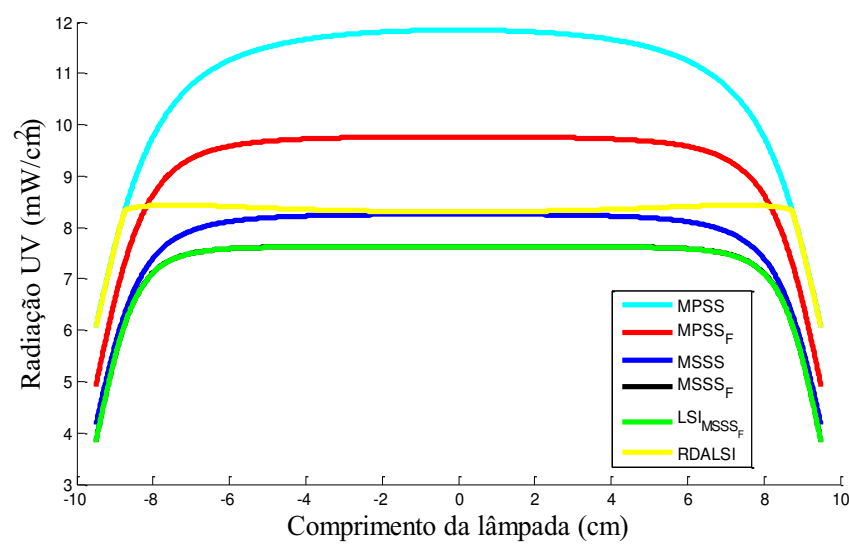
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 51 - Irradiação UV fornecida pela lâmpada de 4W - Estrutura Proposta, em uma única câmara



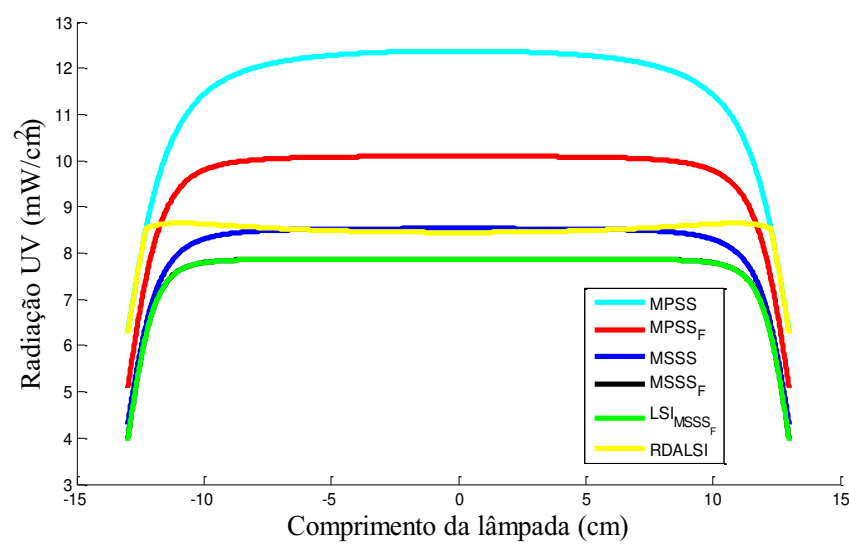
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 52 - Irradiação UV fornecida pela lâmpada de 6W - Estrutura Proposta, em uma única câmara



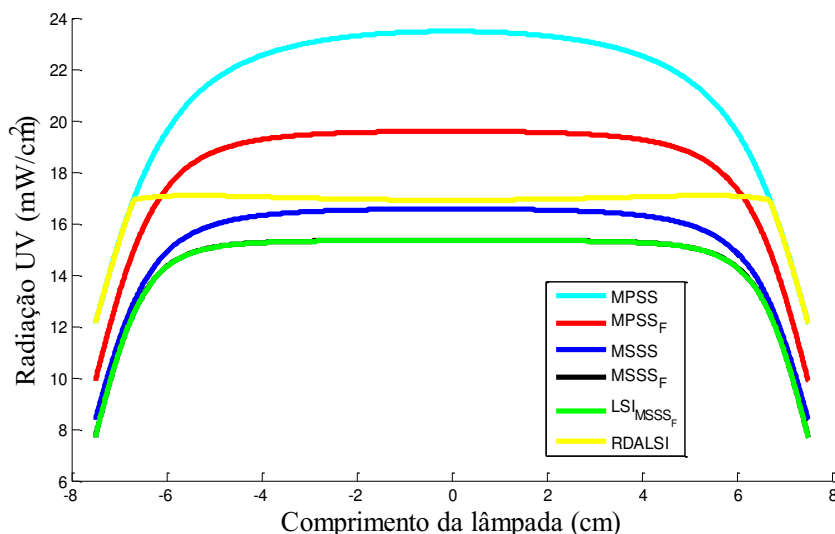
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 53 - Irradiação UV fornecida pela lâmpada de 8W - Estrutura Proposta, em uma única câmara



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 54 - Irradiação UV fornecida pela lâmpada de 11W - Estrutura Proposta, em uma única câmara



Fonte: Elaborado pelo autor

Então, adotam-se os valores médios para o modelo $MSSS_F$ que coincidem com aqueles do modelo LSI_{MSSS_F} , o qual foi avaliado e comparado com os outros modelos matemáticos de irradiação UV por Vana (2006), através de experimentos controlados, apresentando as melhores aproximações aos dados experimentais. Assim, com os tempos relacionados na Tabela 1, são calculadas as doses de UV fornecidas pelos purificadores simulados no *Solidworks*, dotados com as lâmpadas relacionadas na Tabela 3. Esses cálculos são realizados empregando-se (1) e considerando-se que para o purificador proposto tem-se quatro câmaras de purificação, conforme resultados apresentados na Tabela 4.

Tabela 4 - Radiações e Dose UV – Fluxo $Q=15\text{cm}^3\text{s}^{-1}$

Potência da lâmpada	$I_{UV-MSSS}$ Comercial [mW/cm ²]	$I_{UV-MSSS}$ Proposto [mW/cm ²]	DOSE UV Comercial [mJ/cm ²]	DOSE UV Proposto [mJ/cm ²]
4 W	--	6,0	--	18,51
6 W	8,6	7,3	6,94	35,65
8 W	--	7,6	--	50,80
11 W	--	14,5	--	55,91

Fonte: Elaborado pelo autor

Os dados relacionados na Tabela 4 permitem verificar que, mediante o emprego da estrutura purificadora proposta, é possível alcançar os níveis mínimos necessários (16mJ/cm^2) para que o processo germicida, aplicado às partículas de patógenos presentes na água sob purificação, atenda os requisitos dos níveis de Doses UV estabelecidos pela *NSF/ANSI 55*.

Além disso, é possível demonstrar que, evidentemente, a estrutura comercial não é capaz de atender os níveis mínimos necessários para a inativação dos microrganismos patógenos típicos, o que reafirma a suposição inicial admitida através de ensaios preliminares de análise de água purificada pelo mesmo de que a Dose UV fornecida por esta estrutura não é suficiente para o processo de purificação em conformidade com normas internacionais estabelecidas, dentre elas a *NSF/ANSI 55*.

Portanto, para o purificador proposto, observa-se que para todos os casos (tipos diferentes de lâmpadas usadas) a Dose UV mínima é atendida em comparação com o valor estabelecido para purificadores de Classe B ($16\text{mJ}/\text{cm}^2$) da *NSF/ANSI 55*.

Desta forma, se considerarmos aplicações para produtos que devam atender à Classe B da *NSF/ANSI 55*, o uso de lâmpadas de 4W dentro das câmaras purificadoras torna-se a melhor alternativa, em função do consumo de energia elétrica, da portabilidade da estrutura mecânica e dos custos resultantes.

Por outro lado, para lâmpadas de 6W no purificador proposto, observa-se que a Dose UV fornecida está muito próxima aos $40\text{mJ}/\text{cm}^2$ estabelecidos pela norma *NSF/ANSI 55* para dispositivos purificadores de Classe A. Desta forma, com pequenos ajustes no fluxo de água, poderiam também atender à esta norma mais restritiva. Assim, para cumprir com as normas, em específico admitindo-se a *NSF/ANSI 55* Classes A e B, sem realizar modificações físicas na estrutura proposta, pode-se ajustar o tempo de exposição, o qual dependerá do fluxo da água inserida ao purificador, como definido em (98).

$$D_{UV} = t_{exp} I_{UV} = \frac{Vol}{Q} I_{UV} \quad (98)$$

Sendo *Vol*, o volume de água que pode armazenar cada câmara purificadora e *Q* o fluxo da água que viaja através da estrutura.

Assim, empregando (98), é apresentado na Tabela 5 o fluxo de água máximo necessário para garantir os níveis de Dose UV, definidos pela Norma *NSF/ANSI 55*, quando o purificador proposto é equipado com diferentes lâmpadas emissoras de UV.

Tabela 5 – Fluxo de água máximo requerido

Potência da lâmpada	Classe B - $16\text{mJ}/\text{cm}^2$ [cm ³ /s]	Classe A - $40\text{mJ}/\text{cm}^2$ [cm ³ /s]
4 W	17,4	6,9
6 W	33,4	13,4
8 W	47,6	19,1
11 W	52,4	20,9

Fonte: Elaborado pelo autor

Com os dados relacionados na Tabela 5, confirma-se novamente que com o fluxo definido em $15\text{cm}^3/\text{s}$ a estrutura purificadora proposta com lâmpadas de 4W cumpre com a norma definida para dispositivos de Classe B. Por outro lado, para o caso de purificadores de Classe A, as lâmpadas de 4W não são uma boa opção, pois o fluxo de água requerido teria que diminuir em cerca de 64% para atender o nível de $40\text{mJ}/\text{cm}^2$. No entanto, para o caso das lâmpadas de 6W, observa-se que uma diminuição de 10,7% no fluxo permitiria para a estrutura garantir os requerimentos de Dose UV para dispositivos de classe A.

Adicionalmente, para os casos das lâmpadas de 8W e 11W, suas aplicabilidades só teriam sentido para os casos de dispositivos da Classe A. Sendo que, por razões de consumo de energia e custos, as lâmpadas de 8W são a melhor opção entre as duas. Além disso, sendo desejado o uso de tais lâmpadas (8W e 11W), para o atendimento da norma no caso de equipamentos Classe B, a redução no número das mesmas também seria uma solução válida e admissível.

5.4 Conclusões

Com a metodologia desenvolvida para a determinação da Dose UV, dentro de estruturas purificadoras com lâmpadas imersas em condutos forçados, encontra-se uma ferramenta que disponibiliza o número e a potência das lâmpadas UV necessárias para se conseguir a dosagem de UV requerida, permitindo desta forma a determinação de parâmetros essenciais para o projeto do reator eletrônico para o acionamento do sistema purificador.

A ineficácia da ação germicida do purificador comercial é totalmente comprovada com os estudos de irradiação UV aplicada à uma partícula (patógeno presente na água sob purificação), permitindo determinar que a Dose UV entregue não atende às normas de purificação da água empregando mecanismo de irradiação ultravioleta, em específico a NSF/ANSI 55.

Como resultado principal do estudo, tem-se o projeto e desenvolvimento de um purificador de água com irradiação ultravioleta que, de acordo com os modelos empregados, é capaz de garantir a inativação de microrganismos patógenos para águas potáveis a serem disponibilizadas em ambientes residenciais e comerciais, fornecendo ainda análise de diversidade para o fluxo de água, consumo energético e portabilidade do sistema.

6 PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA DE ENTRADA

6.1 Flyback como PFC no MCD

Para o desenvolvimento do projeto do conversor Flyback são levados em conta os resultados obtidos no dimensionamento do purificador proposto. Assim, a proposta da pesquisa é conseguir validar o processo de purificação com irradiação UV para lâmpadas de diferentes potências, determinando qual delas resultaria em maior desempenho, comparando o comportamento hidráulico e o elétrico para o sistema em geral.

As especificações do conversor retificador Flyback como PFC são apresentadas na Tabela 6, onde é possível observar que, de acordo com o apresentado no capítulo anterior, a potência de saída do conversor depende das lâmpadas utilizadas no processo de purificação de água. Desta forma, é assumido como valor máximo de potência os dados necessários para a operação das lâmpadas de 11W. Além disso, o estágio retificador PFC é projetado para que a tensão de alimentação tenha característica de entrada universal, ou seja, que o conversor opere de forma controlada em uma faixa de tensões definida entre $90V_{rms}$ e $240V_{rms}$.

Tabela 6 - Especificações do projeto para o estágio do retificador Flyback PFC

Parâmetro	Variável	Valor
Tensão de entrada	V_{in}	$90 - 240 V_{rms}$
Tensão de Saída	V_{out}	$240 V$
Variação de V_{out}	ΔV_{out}	5%
Potência de saída	P_{out}	$44 W$
Frequência da rede	f_{rede}	$60 Hz$
Frequência de chaveamento	f_{Ch}	$30 kHz$
Rendimento	η	$0,8$

Fonte: Elaborado pelo autor

Observa-se que, com os dados apresentados na Tabela 6 é possível calcular todos os valores dos elementos que garantam a operação desejada do estágio de potência de entrada. Como o conversor retificador Flyback é operado com tensão universal na entrada, os cálculos dos valores são feitos de acordo as tensões máximas e mínimas. Além disso, sabendo que no desenvolvimento matemático apresentado no Capítulo 4 foi considerado o rendimento do

conversor em 100%, adota-se preliminarmente que:

$$P_{out\,m\acute{a}x} = P_{in} = P_{out} / \eta \quad (99)$$

O valor da indutância crítica para garantir que o conversor não trabalhe no modo de condução cont nu a é obtido partir de (87), adotando a relação do número de espiras do transformador Flyback $n_{traf} = 1$ e a mínima tensão de alimentação $V_{in}=90V_{rms}$, ou seja, quando a corrente   máxima (caso mais crítico).

Usando (73) e (76) obt m-se $\beta_{m\acute{a}x}$ e $D_{cr }$, respectivamente, sendo que:

$$\beta_{m\acute{a}x} = 1,89 \quad (100)$$

$$D_{crítico} = 0,65 \quad (101)$$

Assim, a indutância crítica é calculada:

$$L_{p\,m\acute{a}x} = \frac{V_{pico}^2}{4f_s P_{out\,m\acute{a}x}} \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{\beta_{m\acute{a}x}^2}\right)} = 1,5mH \quad (102)$$

Tendo em conta que a razão cíclica para o Flyback não deve ser maior que 0,45 para garantir que a comutação seja não dissipativa na entrada em condução do transistor S_f , ajudando na melhoria da eficiência da estrutura (CANESIN, 1993), assume-se como valor do indutor $L_p = 500\mu H$.

Isolando D da equação (86), determina-se a razão cíclica para o valor de indutor adotado, admitindo-se:

$$- V_{in} = 90V_{rms} :$$

$$D_{m\acute{a}x} = \frac{\sqrt{4f_s L_p P_{out\,m\acute{a}x}}}{V_{pico}} = 0,45 \quad (103)$$

e,

$$- V_{in} = 240V_{rms} :$$

$$D_{mín} = \frac{\sqrt{4f_s L_p P_{out\,m\acute{a}x}}}{V_{pico}} = 0,17 \quad (104)$$

Os valores da razão cíclica calculados anteriormente garantem claramente o modo de condução descont nu a, além de cumprirem com a condição de serem menores que 0,45, tal como é sugerido por (CANESIN, 1993).

Com (68) pode ser calculada a indutância do enrolamento secundário, que neste caso é igual, pois é assumido como unitário o valor da relação entre o número de espiras.

$$L_s = \frac{1}{n_{traf}^2} L_p = 500\mu H \quad (105)$$

A corrente de pico máxima em cada enrolamento do transformador pode ser calculada com (106) e (107), como segue:

- Para $V_{in} = 90V_{rms}$:

$$I_{p_{máx}} = I_{s_{máx}} = \frac{V_{pico} \cdot t_{on_{máx}}}{L_p} = 3,83A \quad (106)$$

e,

- Para $V_{in} = 240V_{rms}$:

$$I_{p_{máx}} = I_{s_{máx}} = \frac{V_{pico} \cdot t_{on_{mín}}}{L_p} = 3,83A \quad (107)$$

Nota-se que, em (106) e (107) os valores de pico das correntes são os mesmos, devido à mudança da razão cíclica nos dois casos. Com os valores obtidos até aqui, é possível calcular os esforços de tensão e corrente nos semicondutores. Calculando primeiramente as correntes com ajuda das equações (81), (82), (83) e (84), para cada nível de tensão de entrada, onde:

- Para $V_{in} = 90V_{rms}$:

$$I_{p_{média}} = \frac{V_{pico} D_{máx}^2}{\pi L_p f_s} = 550mA \quad (108)$$

$$I_{p_{eficaz}} = \frac{\sqrt{2} V_{pico} D_{máx}^2}{4 L_p f_s} = 611mA \quad (109)$$

$$I_{s_{média}} = n \cdot \frac{V_{pico}}{4 L_p f_s} \frac{D_{máx}^2}{\beta_{máx}} = 229mA \quad (110)$$

$$I_{s_{eficaz}} = \frac{3\sqrt{2} V_{pico} D_{máx}^2}{8 L_p f_s} = 486mA \quad (111)$$

- Para $V_{in} = 220V_{rms}$:

$$I_{p_{média}} = \frac{V_{pico} D_{mín}^2}{\pi L_p f_s} = 206mA \quad (112)$$

$$I_{p_{eficaz}} = \frac{\sqrt{2}V_{pico} D_{min}^2}{4L_p f_s} = 229mA \quad (113)$$

$$I_{s_{média}} = n \cdot \frac{V_{pico}}{4L_p f_s} \frac{D_{min}^2}{\beta_{min}} = 229mA \quad (114)$$

$$I_{s_{eficaz}} = \frac{3\sqrt{2}V_{pico} D_{min}^2}{8L_p f_s} = 486mA \quad (115)$$

No caso do cálculo dos esforços de tensão nos interruptores, aplica-se as equações (89) e (91), também para os casos extremos da alimentação de entrada, sendo que:

- Para $V_{in} = 90V_{rms}$:

$$v_{S_{f_{max}}} = V_{pico} + n_{traf} V_{out} = 367V \quad (116)$$

$$v_{D_{f_{max}}} = V_{out} + \frac{V_{pico}}{n_{traf}} = 367V \quad (117)$$

e,

- Para $V_{in} = 240V_{rms}$:

$$v_{S_{f_{max}}} = V_{pico} + n_{traf} V_{out} = 580V \quad (118)$$

$$v_{D_{f_{max}}} = V_{out} + \frac{V_{pico}}{n_{traf}} = 580V \quad (119)$$

O capacitor de saída do Flyback é calculado como segue em (120):

$$C_{out} \geq \frac{P_{out}}{2 \cdot f_{rede} \cdot [(V_{out} + \Delta V_{out})^2 - (V_{out} - \Delta V_{out})^2]} = 39,7 \mu F \rightarrow 47 \mu F \quad (120)$$

Nota-se que o valor do capacitor foi mudado para o valor comercial maior mais próximo. Finalmente, calcula-se o valor da resistência de carga equivalente para processar a potência nominal do dispositivo (para o caso de máximo carregamento com lâmpadas de 11W).

$$R_{out_{eq}} = \frac{V_{out}^2}{P_{out}} \approx 1,3k\Omega \quad (121)$$

6.1.1 Resposta em frequência e projeto do controlador para o Flyback

Com todos os valores calculados anteriormente é possível projetar um controlador que seja capaz de garantir a regulação da tensão de saída do estágio de potência de entrada, além

de se adaptar às diferentes tensões de alimentação definidas na faixa definida anteriormente.

O controlador é implementado de forma digital através da placa *Launchpad C2000*, desenvolvida pela empresa Texas Instruments, a qual está equipada com um microcontrolador TMS320F28027. Esse chip é largamente usado em dispositivos de eletrônica de potência, apresentando: 8 saídas de sinais de PWM, 12 canais de ADC (Conversor Analógico-Digital) de 12 bits, 3 CPU Timers, portas de entrada e saída de uso geral (GPIO), além de outros módulos que não serão usados para o desenvolvimento desde trabalho.

Agora, são assumidos os valores do sinal de referência Ref , ganho do sensor K_H e valor de pico da rampa do módulo PWM, V_{ramp} , necessários para o projeto do controlador implementado de forma digital⁴, conforme a seguir:

- $Ref = 3000$
- $V_{ramp} = 1000$
- $K_H = \frac{Ref}{V_{out}} = 12,5V^{-1}$

Seguindo com o projeto do compensador, é indispensável observar a função de transferência do ganho de laço $T(s)$ sem compensador $T(s)^*$, a qual pode ser reescrita desde (92), como segue:

$$T(s)^* = G_{pwm}(s)G_{vd}(s)/H(s) = \frac{A}{\frac{RC}{2}s + 1} \quad (122)$$

Onde,

$$A = \left(\frac{1}{V_{ramp}} \right) \left(\frac{V_{in}^2}{\sqrt{f_s L_p P_{out_{m\acute{a}x}}} \right) \left(\frac{1}{K_H} \right) \quad (123)$$

Nota-se que A pode assumir valores diferentes, dependendo da tensão de alimentação, então tem-se que:

- Para $V_{in} = 90V_{rms}$:

$$A = 533,33 \quad (124)$$

- Para $V_{in} = 240V_{rms}$:

$$A = 1411,76 \quad (125)$$

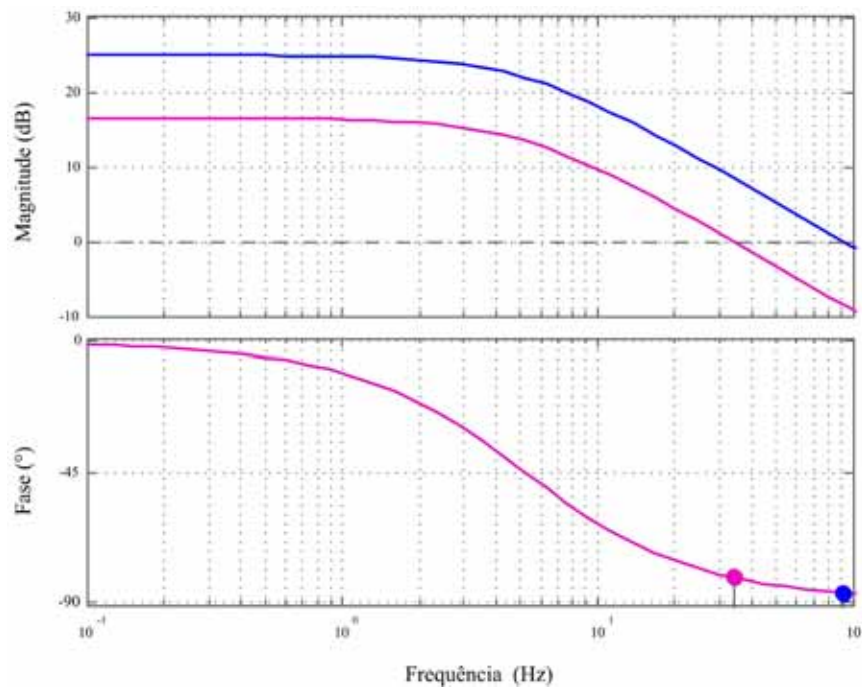
⁴ Na seção de implementação/resultados serão validados os dados aqui apresentados.

Além disso, empregando-se a equação (94), calcula-se a frequência do polo da função de transferência $T(s)^*$:

$$f_p = \frac{1}{\pi RC} = 5,21 \text{ Hz} \quad (126)$$

Com todos os dados obtidos é possível desenhar o diagrama de bode para observar a resposta no domínio da frequência da função de transferência $T(s)^*$, tal como é apresentado na Figura 55.

Figura 55 - Diagrama de bode $T(s)^*$ para $V_{in} = 90V_{rms}$ (em verde) e $V_{in} = 240V_{rms}$ (em roxo)



Fonte: Elaborado pelo autor

Observa-se na Figura 55 que, pela dependência da tensão de alimentação, o sistema se comporta de forma diferente, influenciando basicamente na frequência de cruzamento da função de transferência, $T(0)^* = 0 \text{ dB}$. Para o caso onde a tensão de alimentação é de $90V_{rms}$, essa frequência fica em torno dos $f_c = 34,1 \text{ Hz}$ e quando $V_{in} = 240V_{rms}$ a frequência muda para $f_c = 91,1 \text{ Hz}$.

Para o projeto do controlador é recomendado que a função de transferência do ganho de laço com compensador $T(s)$ tenha uma frequência de cruzamento definida entre 10 e 20 Hz. Então, quando o sistema é alimentado com o valor máximo da tensão de entrada a

frequência de cruzamento também é máxima, e o projeto do controlador PI com $V_{in} = 240V_{rms}$ garante, para a menor tensão na faixa da alimentação de entrada, a obtenção de uma frequência de cruzamento menor que 20 Hz.

Lembrando a equação (95) e tomando em conta o citado anteriormente, o compensador é projetado com as seguintes características:

- Um polo na origem para assegurar erro nulo no estado de regime;
- Um zero muito próximo do polo do conversor para definir a margem de fase desejada ($45^\circ < MF < 90^\circ$);
- Impor uma frequência de cruzamento de $T(s) \leq 20$ Hz.

Assim, a função de transferência do compensador projetado finalmente é apresentada em (127).

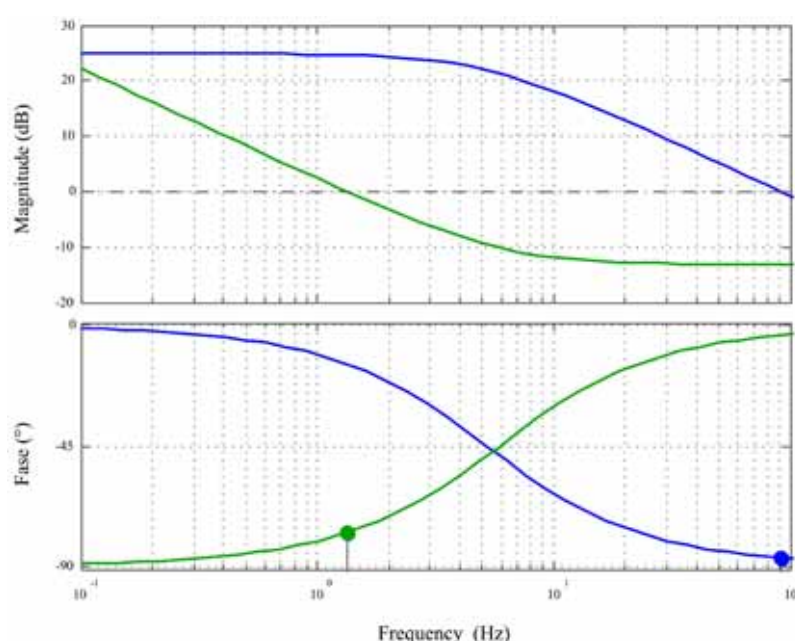
$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = 0,216 + \frac{8}{s} \quad (127)$$

Onde a frequência do zero do compensador foi definida em:

$$f_{zc} = 5,9 \text{ Hz} \quad (128)$$

Na Figura 56 são apresentados os diagramas de bode de $T^*(s)$ e do compensador $G_c(s)$.

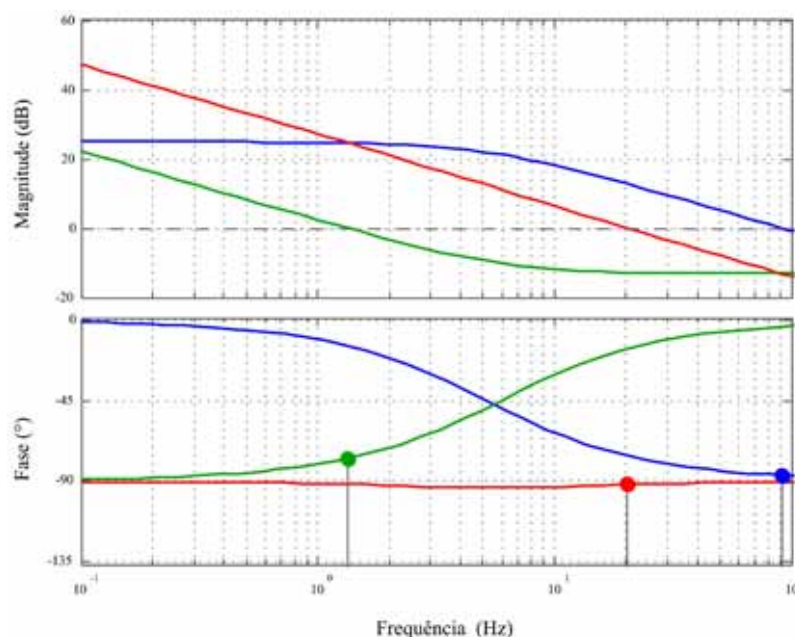
Figura 56 - Diagrama de bode $T(s)^*$ para $V_{in} = 240V_{rms}$ (em azul) e $G_c(s)$ projetado (em verde)



Fonte: Elaborado pelo autor

Logo, é apresentado na Figura 57 o diagrama de bode do sistema em malha fechada, observa-se que o controlador cumpre com todas as considerações mencionadas anteriormente, pois ele consegue estabelecer uma margem de fase $MF = 88^\circ$, com uma frequência de cruzamento $f_c = 20\text{Hz}$ e uma derivada de -20 dB/dec em torno de f_c .

Figura 57 - Diagrama de bode $T(s)^*$ para $V_{in} = 240V_{rms}$ (em azul), $G_c(s)$ projetado (em verde) e $T(s)$ para $V_{in} = 240V_{rms}$ (em vermelho)



Fonte: Elaborado pelo autor

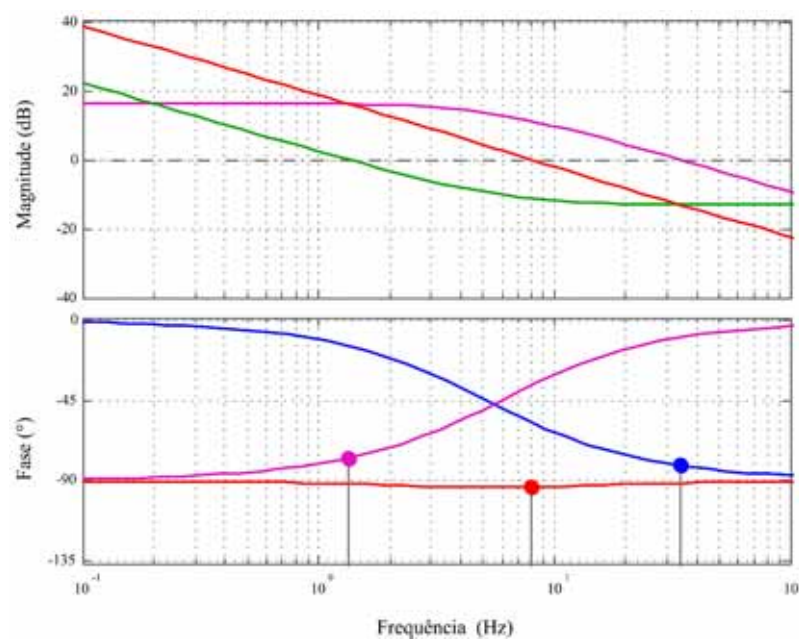
Além disso, é verificado na Figura 58 o comportamento em malha fechada quando o conversor é alimentado com $90V_{rms}$, a margem de fase fica em $MF = 86^\circ$ com uma frequência de cruzamento $f_c = 8\text{Hz}$ e uma derivada de -20 dB/dec em torno de f_c .

6.1.2 Simulação do estágio do PFC Flyback

Com a finalidade de validar os procedimentos realizados até agora, é usado o software PSIM para realizar as simulações e assim avaliar os cálculos dos valores dos componentes do circuito projetado.

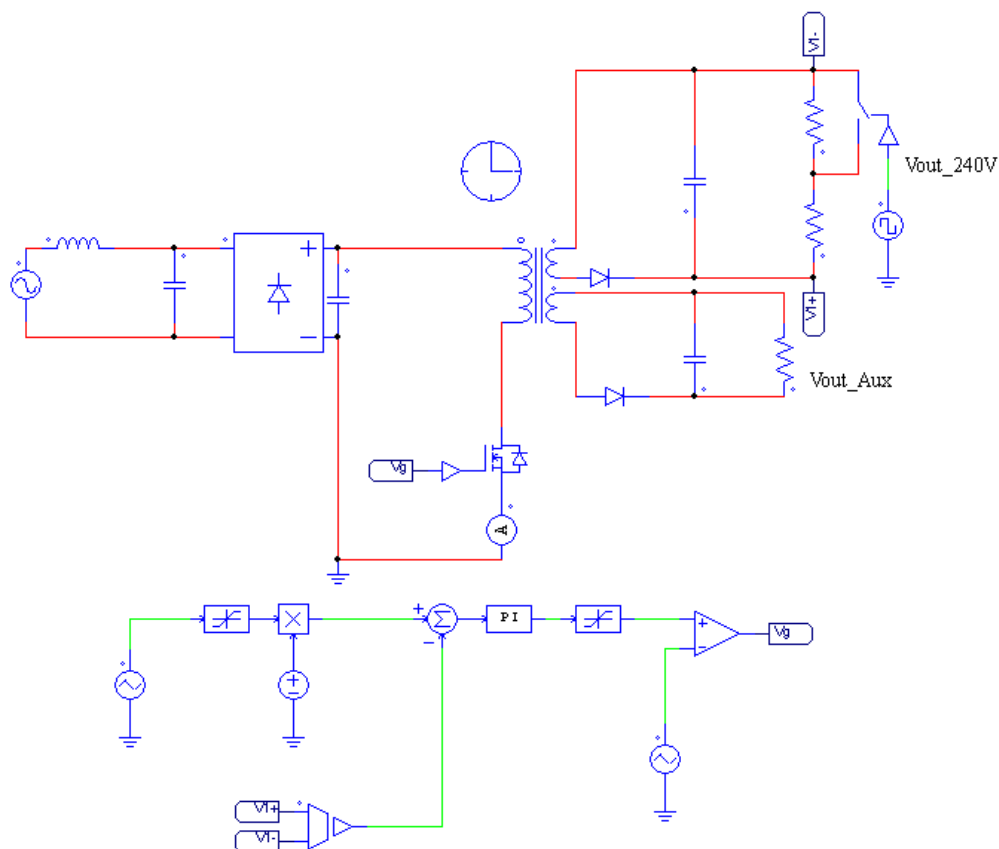
O principal interesse desta simulação é saber se o controlador projetado é capaz de manter a tensão de saída regulada frente às variações de carga ou da tensão de alimentação de entrada. O circuito desenhado na ferramenta de simulação é ilustrado na Figura 59.

Figura 58 - Diagrama de bode $T(s)^*$ para $V_{in} = 90V_{rms}$ (em azul), $G_c(s)$ projetado (em verde) e $T(s)$ para $V_{in} = 90V_{rms}$ (em vermelho)



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 59 - Estágio de potência de entrada, retificador Flyback como PFC, simulado na ferramenta PSIM



Fonte: Elaborado pelo autor

A Figura 59 ilustra, na parte superior, o circuito de potência, onde na entrada é adicionado um filtro de EMI para suprimir as componentes de altas frequências devidas ao chaveamento do transistor, sendo a frequência de corte deste filtro fixada uma década antes da frequência de chaveamento, $f_{corte} = 3 \text{ kHz}$. Essa frequência de corte do filtro coincide com sua frequência de ressonância, definida como segue em (129).

$$f_{corte} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (129)$$

Sendo C_f e L_f , o capacitor e o indutor do filtro EMI, respectivamente. Eles podem ser facilmente calculados como apresentado em (130) e (131).

$$C_f = \frac{1}{4\pi R_{eq} \zeta f_{corte}} \quad (130)$$

$$L_f = \frac{1}{C_f \cdot (2\pi f_{corte})^2} \quad (131)$$

Onde o parâmetro ζ é conhecido como o fator de amortecimento e R_{eq} é a resistência equivalente do conversor, neste caso é calculada para o caso onde a tensão de entrada é máxima, pois se observou no momento de realizar as simulações que a defasagem entre a tensão e a corrente de entrada aumentava quando R_{eq} diminuía (V_{in} menores).

$$R_{eq} = \frac{V_p}{I_p} = 88,2\Omega \quad (132)$$

Assumindo um fator de amortecimento $\zeta = 1$, é possível obter C_f e L_f desde (130) e (131), respectivamente.

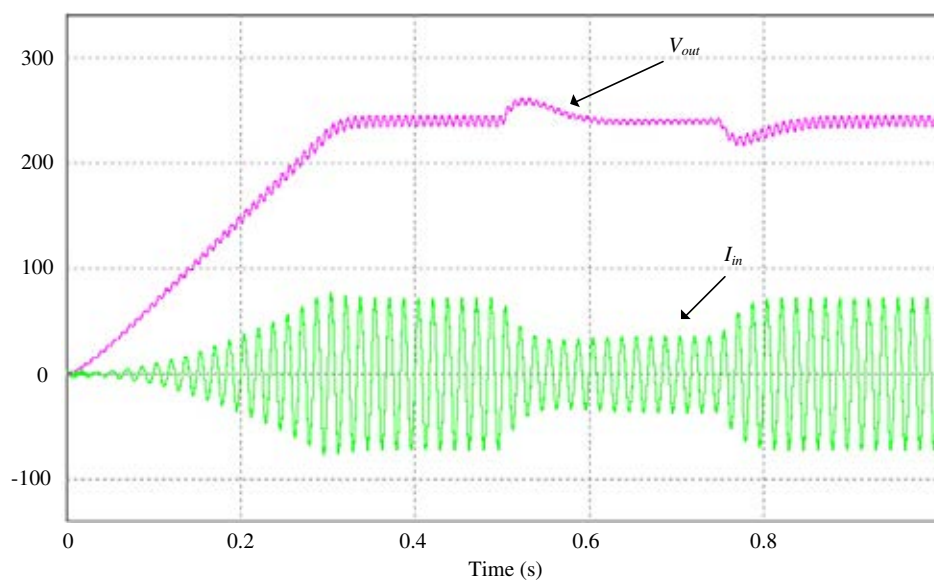
$$C_f = 300,89nF \rightarrow 330nF \quad (133)$$

$$L_f = 8,53mH \quad (134)$$

Também, pode ser observado no circuito de controle da Figura 59 que o sinal de referência vai ser estabelecido por um sinal de rampa saturado no valor de referência definido, com a finalidade de propiciar uma partida suave no momento em que o conversor é energizado. Na Figura 60 e Figura 61 são apresentados os comportamentos da tensão de saída do estágio retificador Flyback e da corrente de entrada, frente às variações na carga e no momento da energização do sistema, considerando-se:

- $V_{in} = 90V_{rms}$, (Figura 60):

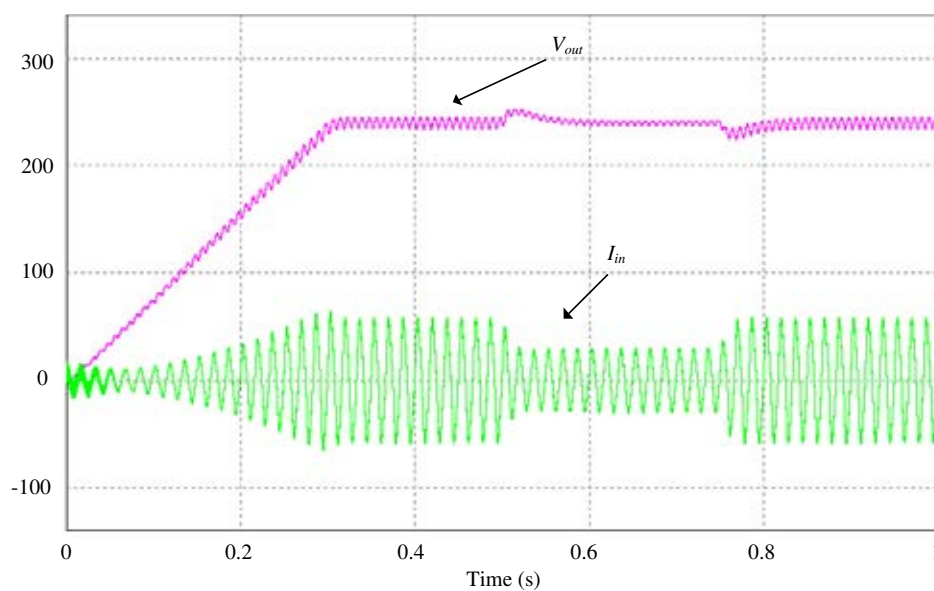
Figura 60 - Tensão de saída (roxo) e corrente de entrada (verde, escala 100:1) com $V_{in} = 90V_{rms}$



Fonte: Elaborado pelo autor

- $V_{in} = 240V_{rms}$, (Figura 61):

Figura 61 - Tensão de saída (roxo) e corrente de entrada (verde, escala 200:1) com $V_{in} = 240V_{rms}$



Fonte: Elaborado pelo autor

Observa-se nas Figuras 62, 60 e 61 que o sistema apresenta um bom comportamento frente às variações de carga, as quais foram feitas começando com carga nominal e, quando o

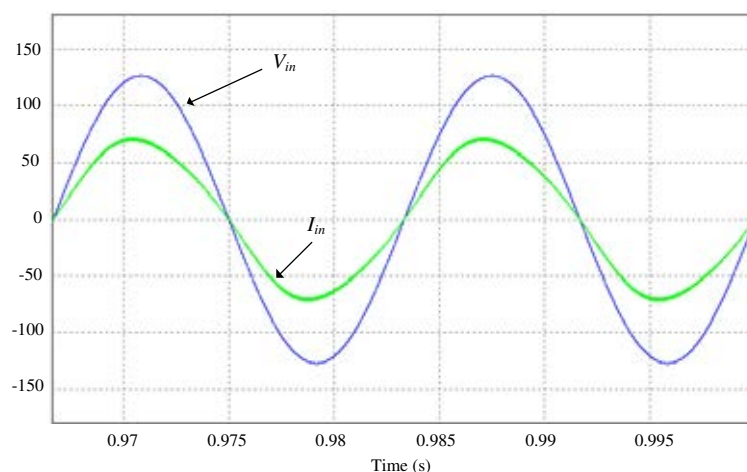
conversor encontra-se em regime, é realizado um degrau para meia carga aos 500ms. Observa-se uma estabilização em torno de uns 200ms em ambos casos. Logo, aos 750ms a carga volta para seu valor máximo, demorando neste caso aproximadamente 100ms para retornar ao regime.

Na partida, também se observa nos dois casos que o sistema parte suavemente, evitando grandes picos de corrente no momento da energização do conversor.

Verifica-se ainda nas Figuras 62 e 63 a ação do filtro de EMI através das formas de onda da corrente e tensão de entrada, para dois períodos da rede, nos casos em que:

- $V_{in} = 90V_{rms}$, (Figura 62):

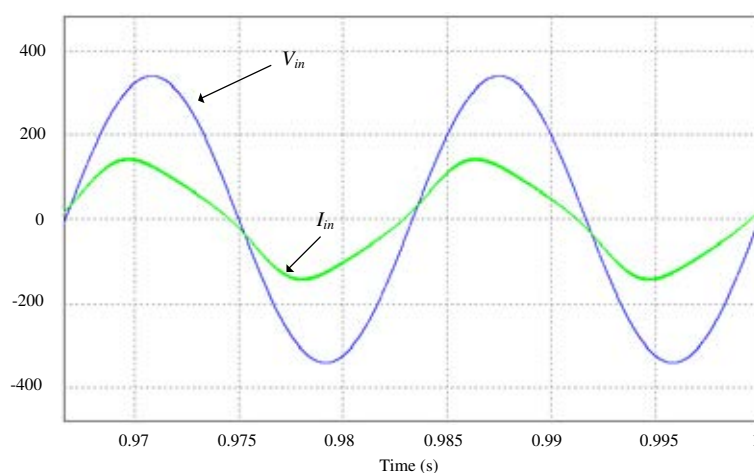
Figura 62 - Tensão de entrada (azul) e corrente de entrada (verde, escala 200:1) com $V_{in} = 90V_{rms}$



Fonte: Elaborado pelo autor

- $V_{in} = 240V_{rms}$, (Figura 63):

Figura 63 - Tensão de entrada (azul) e corrente de entrada (verde, escala 200:1) com $V_{in} = 240V_{rms}$

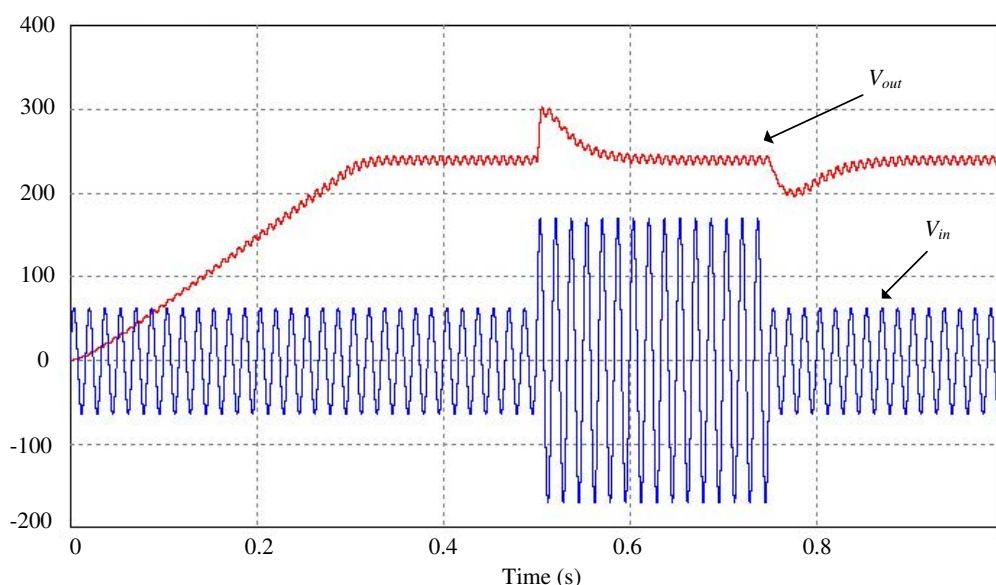


Fonte: Elaborado pelo autor

De acordo com as Figuras 62 e 63, pode-se constatar que o filtro consegue eliminar as componentes de alta frequência. No caso em que a tensão de alimentação é mínima, a forma de onda da corrente segue com maior fidelidade a forma de onda da tensão de entrada, sendo que, através do PSIM calculou-se um fator de potência de 99,6%. Contrastando com a situação onde a fonte de alimentação na entrada encontra-se em seu valor máximo, obtendo um fator de potência de 96,4%. Isto acontece porque a resistência equivalente do conversor muda, fazendo com que a resposta do filtro também mude.

Para testar o controle frente às variações da tensão da tensão de entrada, é feito também um degrau para uma situação hipotética, passando de $V_{in} = 90V_{rms}$ para $V_{in} = 240V_{rms}$ e logo voltando novamente para tensão mínima, o resultado é apresentado na Figura 64.

Figura 64 - Tensão de entrada (azul, escala 1:2) e tensão de saída (vermelho)



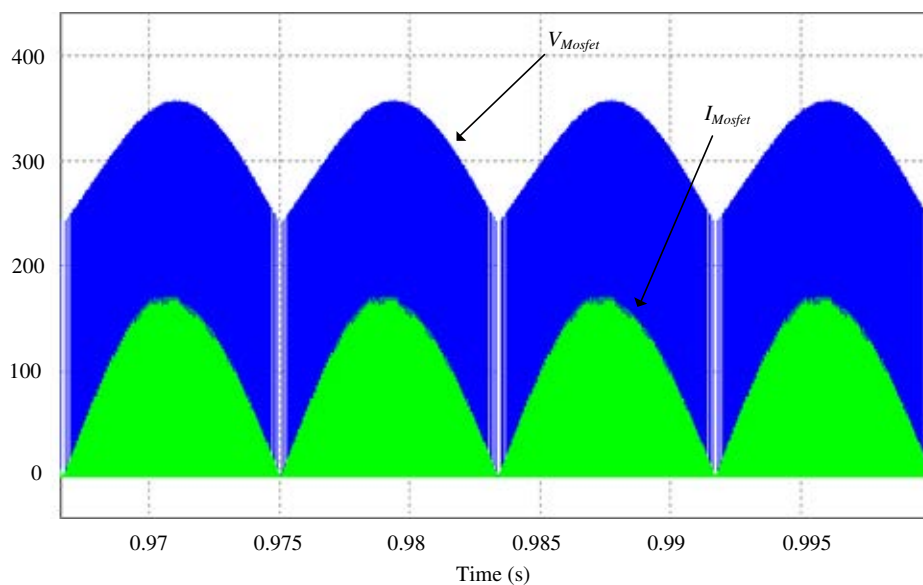
Fonte: Elaborado pelo autor

Nota-se na Figura 64 que o conversor consegue manter a tensão de saída regulada nos 240V quando a tensão de entrada varia. Em todos os casos foi observado que a ação do controle é bastante lenta, mas isso era esperado, já que, como havia sido comentado anteriormente, quando o controle no modo tensão é utilizado para um circuito retificador como PFC, a malha de controle da tensão de saída deve ser suficientemente lenta para não distorcer a forma de onda da corrente de entrada.

Os esforços de tensão e corrente sobre os interruptores também são analisados nas duas situações extremas da alimentação de entrada, conforme apresentado nas Figuras 65 e 66, nos casos:

- $V_{in} = 90V_{rms}$, (Figura 65 e Figura 66):

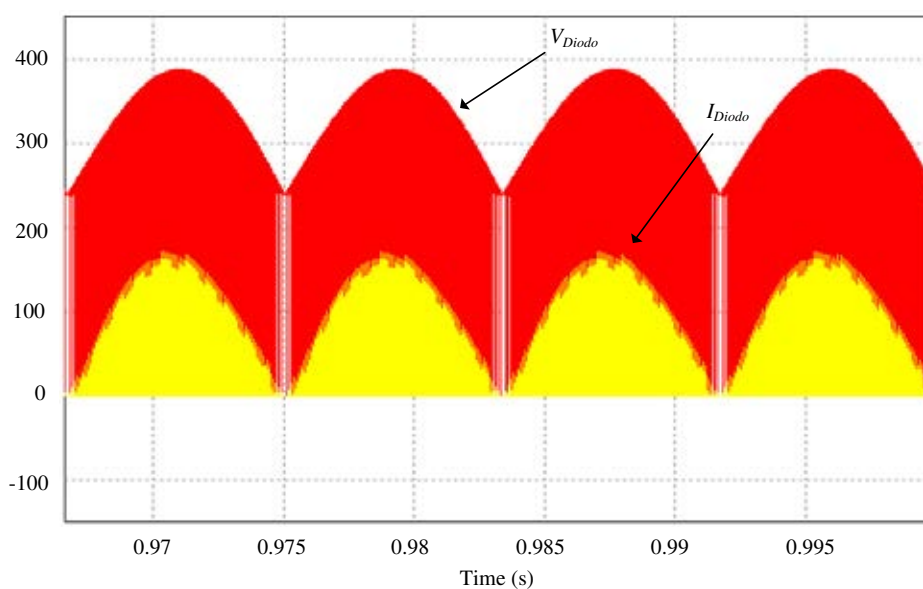
Figura 65 - Tensão (azul) e corrente de entrada (verde, escala 50:1) sobre o transistor com $V_{in} = 90V_{rms}$



Fonte: Elaborado pelo autor

Na Figura 65 observa-se que a tensão máxima sobre o transistor é igual a 375,5V, com uma corrente de pico de 3,5A e corrente eficaz de 723mA.

Figura 66 - Tensão (vermelho) e corrente de entrada (amarelo, escala 50:1) sobre o diodo com $V_{in} = 90V_{rms}$

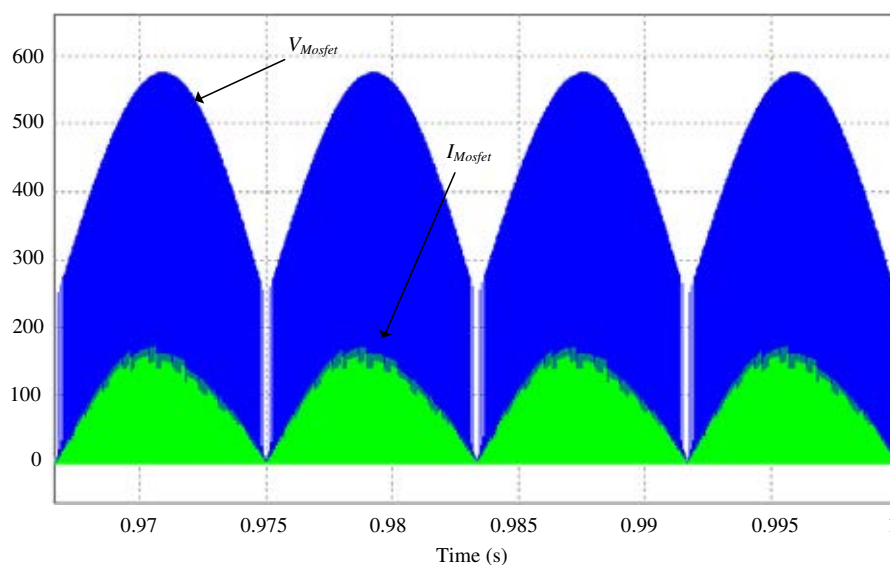


Fonte: Elaborado pelo autor

Na Figura 66 tem-se que sobre o diodo a máxima tensão reversa é de 376V, com uma corrente pico de 3,42A e corrente média de 187mA.

- $V_{in} = 240V_{rms}$, (Figura 67 e Figura 68):

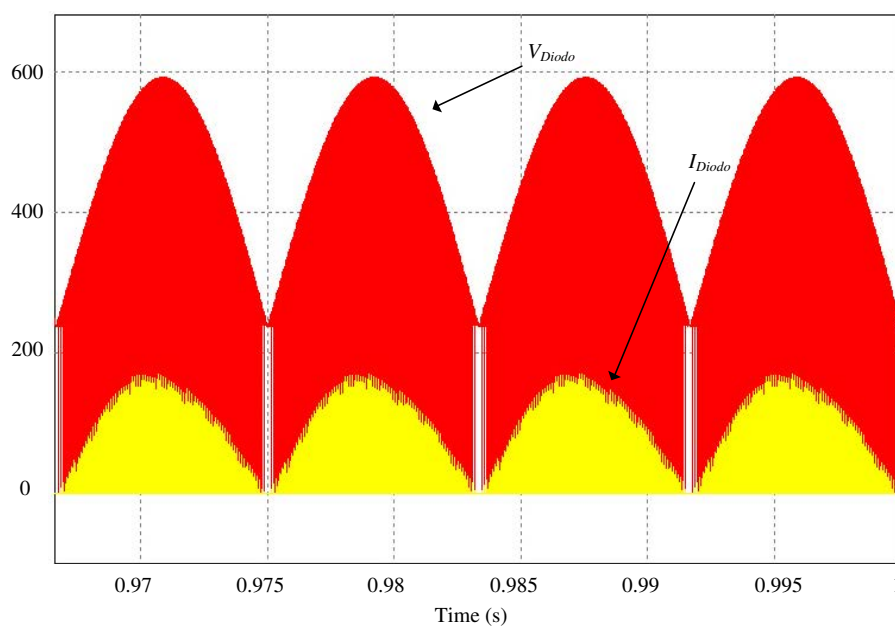
Figura 67 - Tensão (azul) e corrente de entrada (verde, escala 50:1) sobre o transistor com $V_{in} = 240V_{rms}$



Fonte: Elaborado pelo autor

Na Figura 67 a tensão máxima sobre o transistor chega até 576V, o pico da corrente é mantido igual ao caso de $V_{in} = 90V_{rms}$, mas a corrente eficaz reduz-se para 264mA.

Figura 68 - Tensão (vermelho) e corrente de entrada (amarelo, escala 50:1) sobre o diodo com $V_{in} = 240V_{rms}$



Fonte: Elaborado pelo autor

Na Figura 68 observa-se sobre o diodo a máxima tensão reversa de 591V, o pico da corrente se mantém, porém a corrente média torna-se igual a 183mA.

6.1.3 Implementação.

Tendo em conta que para o circuito retificador PFC já foram projetados todos os valores dos componentes e simulados para verificar todos os cálculos apresentados, é possível realizar a implementação física e assim poder obter os resultados experimentais do projeto.

6.1.3.1 Filtro de EMI

O para a implementação física do filtro de EMI, toma-se o valor do indutor calculado em (133), e procede-se a determinar as especificidades práticas do projeto.

- Projeto do Indutor L_f .

Inicialmente escolhe-se o núcleo onde vai ser enrolado o indutor do filtro, para isso é usada a equação (135):

$$A_e A_w = \frac{L_f I_{L_f rms} I_{L_f pico}}{K_w J_{m\acute{a}x} B_{m\acute{a}x}} \quad (135)$$

Onde, K_w é o fator de utilização da área da janela, $B_{m\acute{a}x}$ a densidade máxima de fluxo magnético, $J_{m\acute{a}x}$ a densidade máxima de corrente no condutor, $I_{L_f rms}$ e $I_{L_f pico}$ as correntes eficaz e de pico que passam pelo indutor e que coincidem com as calculadas em (107) e (109), respectivamente.

Assumindo, $K_w = 0,7$, $B_{m\acute{a}x} = 0,35T$ e $J_{m\acute{a}x} = 450 A/cm^2$, os valores calculados em (107) e (109) definirá o fator $A_e A_w$, conforme (135).

$$A_e A_w = 1,969 cm^4 \quad (136)$$

Calculado o valor do fator $A_e A_w$, adota-se o núcleo tipo EE da Thornton, modelo NEE-40/17/12, com $A_e = 1,48 cm^2$ e $A_w = 1,50 cm^2$, tendo como resultado um valor para $A_e A_w = 2,22 cm^4$, maior ao obtido em (136).

Agora, é determinado o número de espiras necessárias para conseguir o valor da indutância do filtro.

$$N_{L_f} = \frac{L_f I_{L_f rms}}{A_e B_{m\acute{a}x}} = 108,83 \rightarrow 109 \quad (137)$$

Logo é calculado o entreferro l_g que o núcleo deve ter, conforme (135).

$$l_g = \frac{\mu_0 N^2 L_f A_e}{L_f} = 0,259mm \quad (138)$$

Como o núcleo especificado é tipo EE o entreferro é dividido em cada perna lateral do núcleo $\frac{l_g}{2} \cong 0,13mm$.

Tendo calculado o núcleo, é necessário especificar o tamanho da bitola do condutor, para o qual é necessário determinar qual é o raio máximo de profundidade da corrente, e assim reduzir as perdas pelo efeito pelicular existente em frequências elevadas, dado por:

$$r_{m\acute{a}x} = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = 0,43mm \quad (139)$$

Agora, outro parâmetro que é necessário para o dimensionamento do condutor, é a área de cobre para a condução da corrente especificada, o qual pode ser verificado com (140).

$$S_{cobre} \geq \frac{I_{L_f rms}}{J_{m\acute{a}x}} = 0,00147cm^2 \quad (140)$$

Tendo em conta o raio máximo de penetração e a secção de cobre mínima, escolheu-se a partir do catálogo de condutores o fio AWG 25.

Calculado o indutor só falta especificar o capacitor do filtro, de acordo com o valor calculado em (133), é escolhido um capacitor de poliéster de 330nF com uma tensão nominal de 600V.

6.1.3.2 Transformador Flyback

O projeto do transformador Flyback é a parte mais crítica do projeto do estágio do PFC, pois, dependendo da fabricação do mesmo, será possível reduzir muito as perdas do conversor. O procedimento para a fabricação do núcleo é apresentado por (CANESIN, 1993), o primeiro passo é definir o tamanho do transformador, aplicando a equação (141).

$$A_e A_w = 1,1 \frac{P_{out} 10^4}{\eta K_p K_w J_{m\acute{a}x} B_{m\acute{a}x} f_s} \quad (141)$$

Assumindo $K_p = 0,5$, $K_w = 0,7$, $J_{m\acute{a}x} = 3,5 \text{ A/mm}^2$, $B_{m\acute{a}x} = 0,3 \text{ T}$ e com os dados da Tabela 6, tem-se que:

$$A_e A_w = 9603,17 \text{ mm}^2 \quad (142)$$

Com o valor calculado em (141), escolheu-se o núcleo de ferrite NEE 30/14/15 da Thornton, onde a área da janela $A_w = 85 \text{ mm}^2$ e $A_e = 120 \text{ mm}^2$.

Para assegurar a não saturação do núcleo, é calculado o entreferro necessário, empregando a equação (143).

$$l_g = \frac{\mu_0 L_p I_{p\acute{m}ax}^2}{2 B_{m\acute{a}x}^2 A_e} = 0,84 \text{ mm} \quad (143)$$

O entreferro l_g é dividido em partes iguais em cada perna lateral do núcleo tipo EE, $l_g/2 = 0,42 \text{ mm}$.

Logo, é determinado o número de espiras do indutor primário com (144).

$$N_p = \frac{B_{m\acute{a}x} l_g}{\mu_0 I_{p\acute{m}ax}} = 52,3 \rightarrow 53 \quad (144)$$

Como a relação do número de espiras para o conversor Flyback projetado neste trabalho é unitária, o número de espiras para o enrolamento secundário do transformador é igual ao calculado em (144).

Devido à necessidade de implementação de fontes auxiliares para o conversor em desenvolvimento, tanto do lado do primário como no secundário, são calculadas o número de espiras que precisariam duas saídas auxiliares acopladas no mesmo núcleo para fornecer uma tensão entre 15V e 20V. Portanto, emprega-se a equação (68), considerando-se uma boa regulação cruzada para o conversor Flyback.

$$n_{traf} = \frac{N_s}{N_{aux}} = \frac{V_s}{V_{aux}} \quad (145)$$

Sabendo que $V_s = 240 \text{ V}$ e $N_s = 53$, e assumindo que $V_{aux} = 18 \text{ V}$, têm-se a partir de (144) que:

$$N_{aux} = N_s \frac{V_s}{V_{aux}} \approx 4 \quad (146)$$

Por último, são determinadas as especificações dos condutores para serem usados no projeto do transformador. Empregando (140) e com $J_{m\acute{a}x} = 3,5 \text{ A/mm}^2$, obtém-se:

$$S_{\text{cobre}_p} \geq \frac{I_{L_p \text{rms}}^{m\acute{a}x}}{J_{m\acute{a}x}} = 0,175 \text{ mm}^2 \quad (147)$$

$$S_{\text{cobre}_s} \geq \frac{I_{L_s \text{rms}}^{m\acute{a}x}}{J_{m\acute{a}x}} = 0,139 \text{ mm}^2 \quad (148)$$

O raio de máxima profundidade de corrente definido em (139) é o mesmo para este caso. Portanto, são escolhidos os fios AWG 24 e AWG 25 para os enrolamentos primário e secundário, respectivamente. No caso dos enrolamentos auxiliares é adotado o mesmo condutor usado para o enrolamento secundário principal.

A área total que ocupariam os condutores dentro da janela do núcleo pode ser calculada como segue:

$$S_{\text{total}} = d_{24}^2 N_p + d_{25}^2 (N_s + 2N_{\text{aux}}) = 35,1 \text{ mm}^2 \quad (149)$$

Onde $d_{24} = 0,57 \text{ mm}$ e $d_{25} = 0,51 \text{ mm}$ são os diâmetros dos condutores AWG 24 e AWG 25, com a camada de isolante ao redor do cobre, respectivamente. Nota-se que a área ocupada é quase 3 vezes menor que a área da janela do núcleo escolhido, ainda assumindo o condutor como um fio com secção transversal quadrada.

6.1.3.3 Escolha dos semicondutores

A escolha dos semicondutores para o estágio de potência de entrada é realizada de acordo com os esforços máximos de tensão e corrente, definidos teoricamente e simulados neste capítulo, através dos quais são especificados os componentes para a implementação da estrutura proposta.

- No estágio retificador, tendo em conta que a tensão máxima reversa que devem suportar os diodos está dada pela tensão de pico máxima da fonte de alimentação, ou seja, $V_{D_{\text{rect}}} \approx 340 \text{ V}$ e, de acordo com os dados, a corrente média máxima que flui através dos mesmos é $\bar{I}_{D_{\text{m\acute{a}x}}} = 550 \text{ mA}$. Optou-se por escolher uma ponte completa monofásica de diodos, GBU8J, da empresa VISHAY. Suporta como tensão máxima reversa 600V e uma corrente

média de 8A. Uma vez que os diodos da ponte retificadora são lentos, vantagem associada ao modo de condução descontínua do Flyback, é adicionado em paralelo a ela um capacitor de 330 nF, para diminuir os efeitos causados pela lenta recuperação reversa dos diodos.

- Para a escolha do transistor do Flyback, verificou-se que deve ser capaz de suportar uma tensão maior do que 580V e uma corrente eficaz não menor do que 661mA. Então, foi escolhido o Mosfet STP6NB80FP da *STMicroelectronics*, o qual tem como limite de tensão $V_{DS} = 800V$ e corrente eficaz $I_{D_{m\acute{a}x}} = 5,9A$. A resistência em condução é $r_{on} = 1,6\Omega$.
- O diodo da saída do Flyback escolhido foi o RHRP8100, o qual é um semiconductor hiper-rápido e aguenta tensão máxima reversa de 1000V e uma corrente média de 8A. No caso das saídas auxiliares foram escolhidos os diodos 1N4936 com tensão máxima reversa de 400V e corrente média de 1A.
- Adicionalmente, em paralelo com o transistor Flyback é associado um circuito de *snubber* em configuração série $R_s C_s$, com a finalidade de retardar o aumento da tensão V_{DS} , minimizando as perdas sobre o transistor durante o bloqueio. Estas perdas são causadas pela indutância parasita (de dispersão) do primário, gerando também oscilações sobre a tensão do transistor. Depois de ajustes em bancada, escolheu-se um valor para $R_s = 10\Omega$ e $C_s = 2,2\text{ nF}$.

6.1.3.4 Controle

Como havia sido comentado na secção 1.1, para a implementação da malha de controle do Flyback foi usada a placa *Launchpad C2000* da Texas Instruments, ilustrada na Figura 69.

Figura 69 - Placa *Launchpad C2000* da Texas Instruments

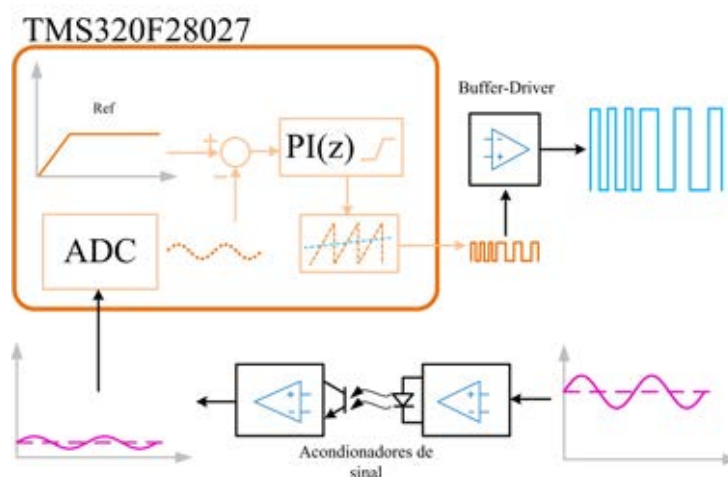


Fonte: (REICHELTELEKTRONIK, [200-]).

A implementação do controle foi dividida em duas partes: Uma composta por circuitos analógicos (filtros, buffer, driver, etc) para o condicionamento dos sinais. E uma segunda

parte, que é realizada em um ambiente digital, no microcontrolador TMS320F28027, onde é executado o controle para manter regulada a tensão de saída. A Figura 70 exemplifica de maneira geral a combinação dos dois estágios mencionados.

Figura 70 - Malha de controle em modo tensão implementada



Fonte: Elaborado pelo autor

A Figura 70 mostra como é feito o processo de amostragem do sinal de saída e sua realimentação. Isso é conseguido através de circuitos analógicos que permitem adequar esse sinal da tensão de saída para ingresso no microcontrolador pela porta do ADC. Explicando de forma sucinta, a tensão de saída do Flyback é inicialmente filtrada através de um filtro passa baixas de segunda ordem. Logo, é necessário o uso de um optoacoplador que encaminha o sinal do lado do secundário para o primário e assim é levado até a porta do ADC, o qual, através de uma rotina implementada dentro do microcontrolador, realiza a amostragem do sinal. Este processo pode ser reduzido como o bloco H do sistema de controle em malha fechada.

Uma vez que o ADC é de 12 bits, o valor lógico máximo que ele gera dentro do chip é de 4095, quando um sinal de $3,3V_{CC}$ é colocado na sua porta externa. Por tal motivo, define-se como valor de referência $Ref=3000$ (valor lógico), o qual corresponde a uma tensão de $2,41V_{CC}$ injetada no ADC, quando a tensão de saída do Flyback é de 240V.

A amostragem feita pelo ADC é executada em cada 0,5ms definidos por um módulo de CPU_Timer com o qual o chip está equipado, esta amostra é comparada com o sinal de referência e gera-se assim o sinal de erro que é processado pelo controlador PI.

Considerando que o controlador projetado encontra-se no domínio da frequência (Laplace), ilustrado na equação (95), é necessário leva-lo ao domínio discreto Z, cuja

equivalência está dada por (150), usando a transformação de Euler.

$$G_c(z) = \frac{E(z)}{U(z)} = K_p + \frac{K_i T_m}{1 - z^{-1}} \quad (150)$$

Onde K_p e K_i são as mesmas constantes calculadas para o controlador no domínio da frequência, com suas quantidades agora em Z. T_m é o tempo em que uma amostra do sinal de erro é processada na rotina do controlador PI, neste caso é definido em 1ms com ajuda de outro módulo de CPU_Timer.

A equação (150) pode ser facilmente transformada para o domínio do tempo discreto i , obtendo-se uma equação de diferenças do sinal de controle $u[i]$, para a implementação no microcontrolador. Esta equação é apresentada em (151).

$$u[i] = (K_p + T_m K_i)e[i] - K_p e[i-1] + u[i-1] = 0,224e[i] - 0,216e[i-1] + u[i-1] \quad (151)$$

Tendo o sinal de controle, o mesmo é encaminhado dentro da função de controle para o módulo PWM, onde é comparado com uma rampa de amplitude 1000 (valor lógico), o qual equivale a razão cíclica do 100%. Desta forma, a saída do compensador é limitada por um saturador de (0%) até 460 (46%), impedindo que a razão cíclica assuma valores que interfiram de forma não desejada no funcionamento do conversor Flyback.

O sinal PWM é disponibilizado em um pino do microcontrolador e injetado aos circuitos analógicos capazes de fornecer a corrente e a tensão suficiente para controlar o transistor Flyback. Isso é feito usando um amplificador operacional que compara e muda o nível de tensão do sinal do microcontrolador, passando de 3,3V para 16V. Com esse sinal de tensão é alimentado o diodo de um driver optoacoplado (HCPL-3180 da Avago), cuja saída é encaminhada ao Gate do transistor Flyback.

6.1.3.5 Placa dos circuitos de Potência e Condicionamento de Sinais

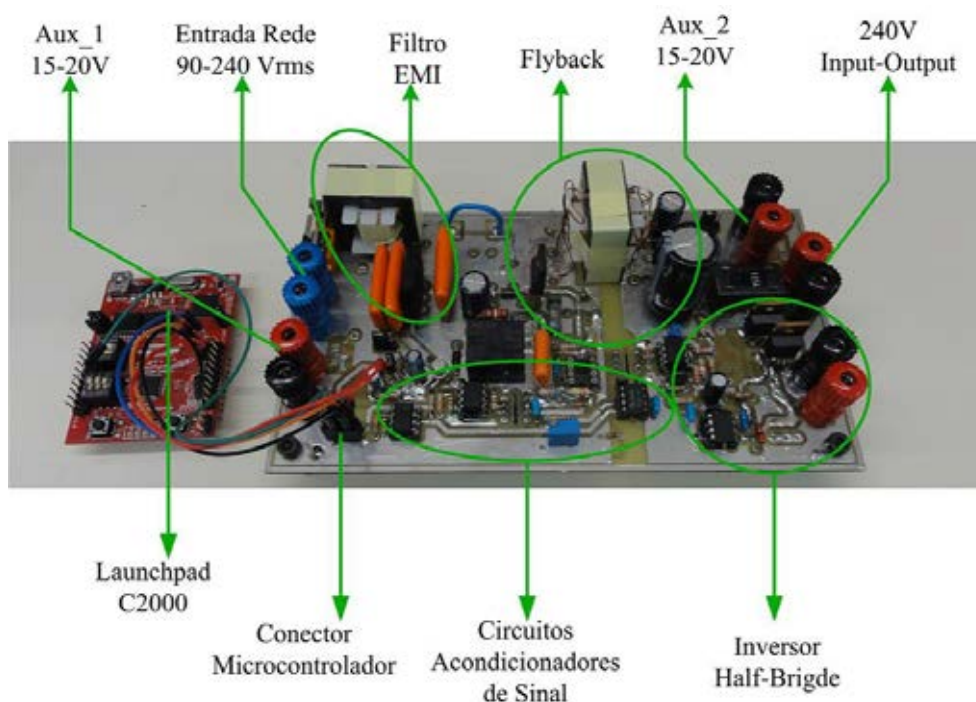
A Placa de Circuitos Impressos (PCI) foi desenvolvida para abrigar não somente o circuito de potência do estágio de entrada (retificador Flyback), mas também o circuito de potência do estágio de saída (inversor Half-bridge), circuitos de driver, circuitos de condicionamento de sinais, filtros de EMI, proteções, fontes auxiliares, conectores, a qual foi projetada no software KiCad, cuja licença é totalmente livre, sem apresentar restrições com o tamanho da placa nem com o número de *layers*.

Para o projeto da placa, foi considerada a distribuição dos componentes, espaçamento das trilhas (trilhas digitais separadas das trilhas de potência), conservação do isolamento entre o estágio de entrada e saída, grandes planos de terra para diminuir as perdas, entre outras considerações, com a finalidade de reduzir as emissões de irradiação eletromagnética e ruídos que possam prejudicar o correto funcionamento do conversor e circuitos condicionadores de sinais.

A placa desenvolvida é ilustrada na Figura 71. Observa-se que esta placa principal abriga todos os estágios e circuitos para o reator eletrônico proposto para o acionamento das lâmpadas UV, excetuando a placa auxiliar para os filtros ressonantes, a qual estará integrada na parte inferior/Base da estrutura purificadora, como apresentado no Capítulo 5 e como se verificará em detalhe no próximo capítulo, Capítulo 7.

Assim, com o desenvolvimento da PCI principal, preliminarmente serão obtidos e analisados os resultados experimentais para o estágio de entrada neste capítulo, a seguir, ou seja, retificador Flyback PFC.

Figura 71 - Detalhe da placa implementada, incluindo estágios de potência de entrada e saída

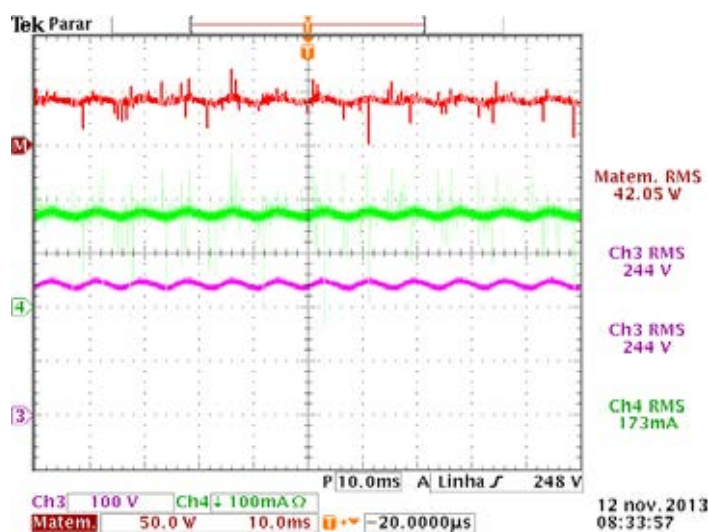


Fonte: Elaborado pelo autor

6.1.4 Resultados experimentais para o Estágio de Entrada

Primeiramente são ilustrados os resultados experimentais quando o conversor Flyback é operado com tensão de alimentação de $127V_{rms}$. Na Figura 72 observa-se a tensão e corrente de saída do conversor Flyback, obtendo-se os valores de 244V e 173mA, respectivamente, para uma carga na saída de 42W.

Figura 72 - Tensão (roxo) e corrente (verde) de saída quando $V_{in} = 127V_{rms}$



Fonte: Elaborado pelo autor

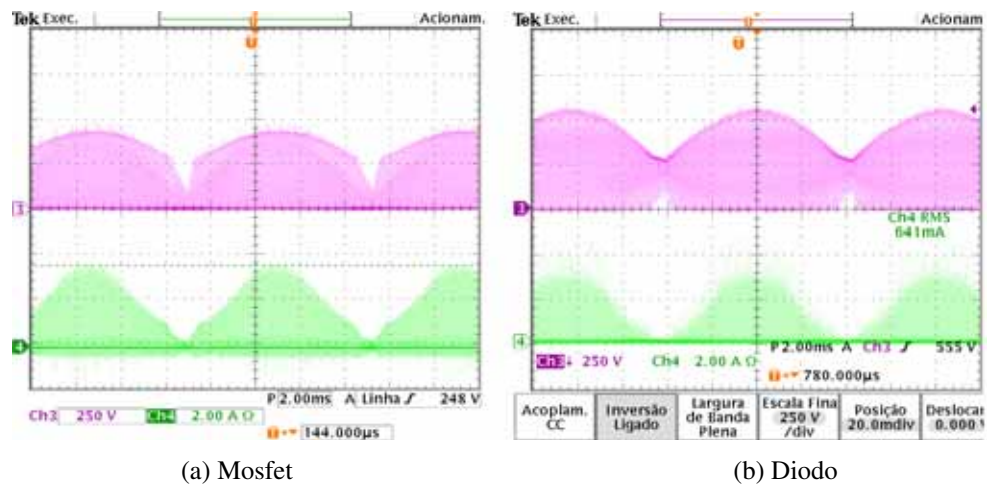
A seguir, são verificados os esforços de tensão e corrente nos semicondutores, conforme resultados apresentados na Figura 73. Observa-se que, no caso da chave controlada (MOSFET), a tensão máxima ficou em torno dos 470V, conforme Figura 73(a). A tensão máxima reversa sobre o diodo é de 452 V, conforme Figura 73(b). Nota-se que as formas de onda da corrente e tensão nos semicondutores são sinais em alta frequência, moduladas pela tensão da rede retificada.

Porém, é necessário observar a razão cíclica na corrente do primário do conversor Flyback e comprovar que ela tenha valores menores de 45%, isso é ilustrado na Figura 74.

Observando a Figura 74(a) é possível determinar que a razão cíclica da corrente no primário é de aproximadamente 35,3%, e, comparando com a equação (103), obtém-se um erro relativo de 9,4%.

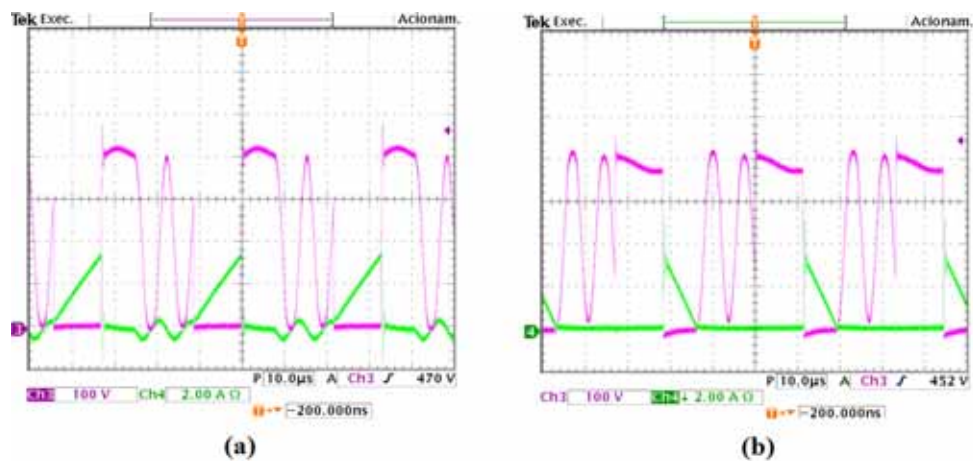
Na Figura 75 são apresentadas as formas de onda de corrente e tensão na entrada e, assim, são determinados o conteúdo harmônico do sinal de corrente da entrada e o fator de potência, para quando o conversor é alimentado com $127V_{rms}$.

Figura 73 - Formas de onda da tensão (roxo) e corrente (verde) sobre os semicondutores, $V_{in}=127V_{rms}$



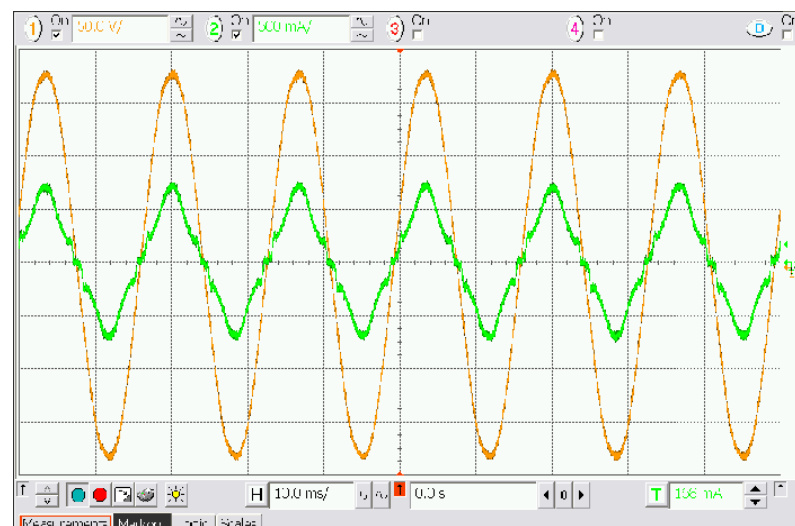
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 74 - Esforços de tensão (roxo) e corrente (verde) sobre os semicondutores, $V_{in}=127V_{rms}$, (a) Mosfet e (b) Diodo.



Fonte: Elaborado pelo autor

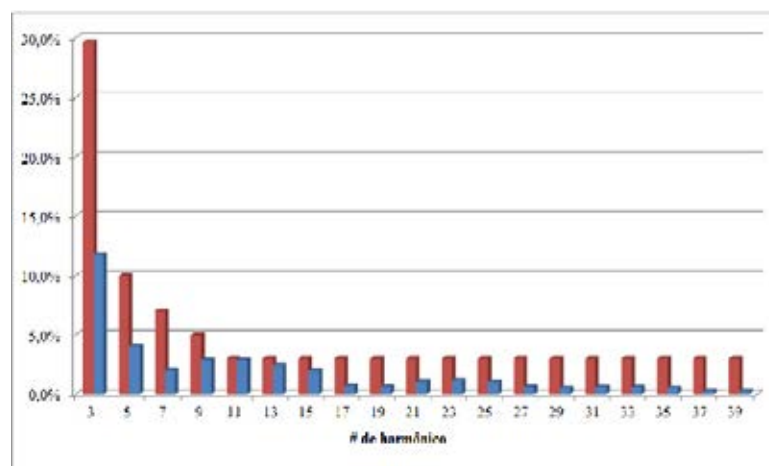
Figura 75 - Tensão (laranja) e corrente (verde) de entrada para $V_{in}=127V_{rms}$



Fonte: Elaborado pelo autor

Na Figura 76 é apresentado o conteúdo harmônico do sinal de corrente na entrada do conversor retificador Flyback, comparado com os valores definidos pela norma IEC 61000-3-2 para equipamentos Classe C.

Figura 76 - Conteúdo harmônico da corrente de entrada para $V_{in} = 127V_{rms}$



Norma IEC 61000-3-2-Classe C (Vermelho), Corrente de entrada (Azul)

Fonte: Elaborado pelo autor

Observa-se na Figura 76 que os componentes harmônicos para o sinal de corrente na entrada são inferiores aos limites definidos pela norma IEC 61000-3-2-Classe C. Logo, é calculada a porcentagem de distorção harmônica total (THD), empregando (152).

$$\%THD = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} 100\% \quad (152)$$

O valor da THD para o sinal de corrente é de 13,9% e, com ajuda do analisador de potência Yokogawa WT110, é verificado o fator de potência, conforme ilustrado na Figura 77.

Figura 77 - Fator de potência do conversor retificador Flyback em $127V_{rms}$

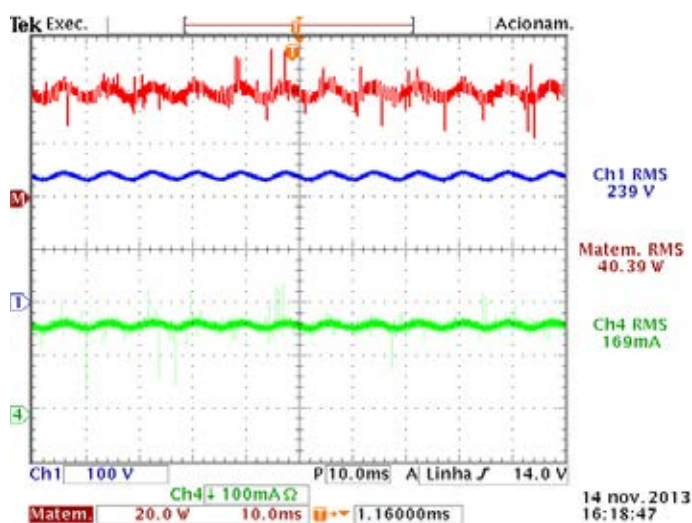


Fonte: Elaborado pelo autor

Embora a porcentagem da THD de corrente seja relativamente alta, porém, dentro dos limites da norma citada, o fator de potência para o conversor é de $FP=0,989$.

Em seguida, são apresentadas as mesmas análises para a condição em que o conversor é alimentado com $220V_{rms}$. Desta forma, é ilustrada na Figura 78 a tensão e corrente de saída, quando ao conversor é ligada uma carga de 40,3 W, mantendo na saída do barramento CC um valor de 240V e corrente média de 169mA, respectivamente.

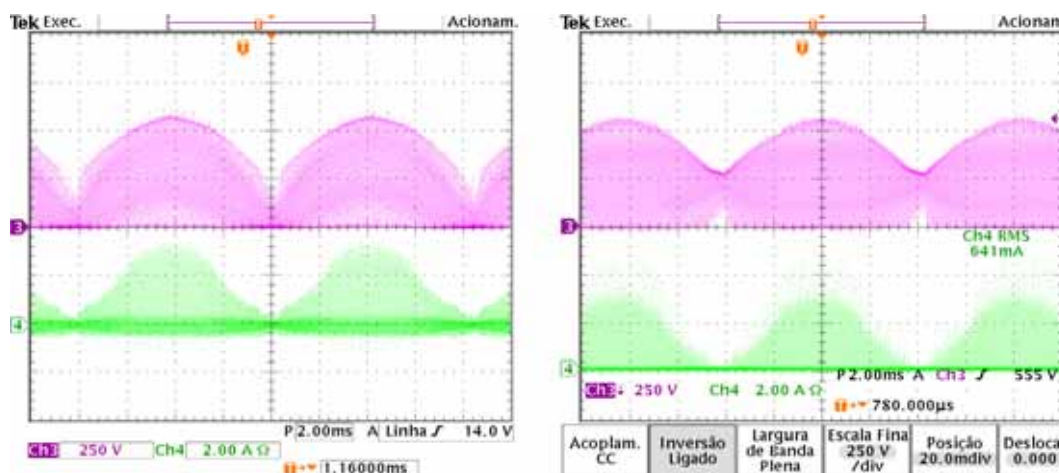
Figura 78 - Tensão (azul) e corrente (verde) de saída quando $V_{in}=220V_{rms}$



Fonte: Elaborado pelo autor

Com $220V_{rms}$ na entrada, os esforços de tensão nos semicondutores são maiores e, de acordo com a Figura 79(a), a tensão à que é submetido o transistor chega aos 605V e, para o diodo, a tensão reversa máxima chega a 580V, conforme Figura 79(b). Entretanto, esses valores são menores que as tensões de ruptura dos semicondutores selecionados.

Figura 79 - Formas de onda da tensão (roxo) e corrente (verde) sobre os semicondutores com $V_{in}=220V_{rms}$



(a) Mosfet

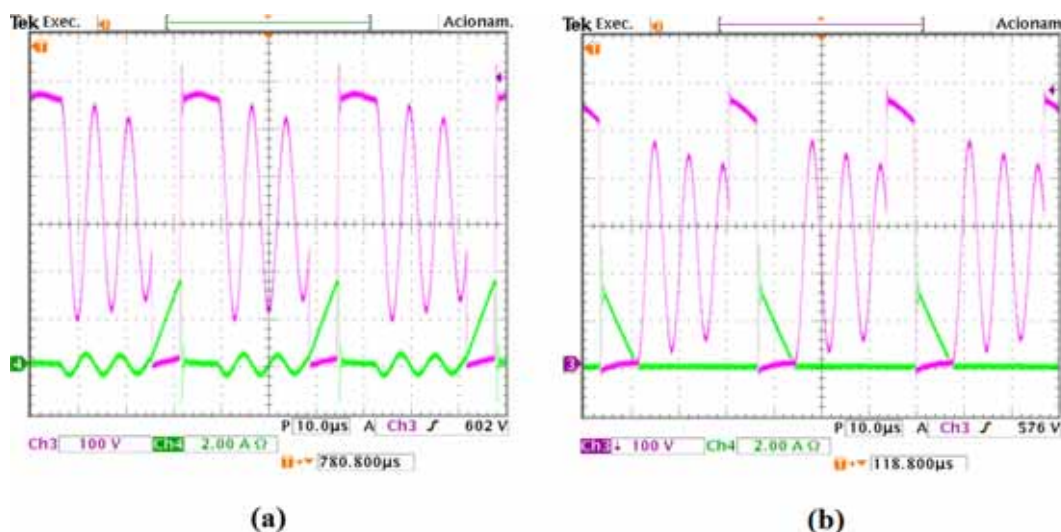
(b) Diodo

Fonte: Elaborado pelo autor

Apresentando a Figura 80(a), para os esforços de tensão e corrente no transistor Flyback, determina-se que a razão cíclica da corrente no transistor é reduzida para o valor de 18,8%, com um valor de pico de corrente de 3,82A, demonstrando desta forma a boa regulação da malha de controle. Um erro de 2% é obtido em comparação com o valor esperado em (103).

Figura 80 - Esforços de tensão (roxo) e corrente (verde) sobre os semicondutores, com $V_{in}=220V_{rms}$: (a) Mosfet e

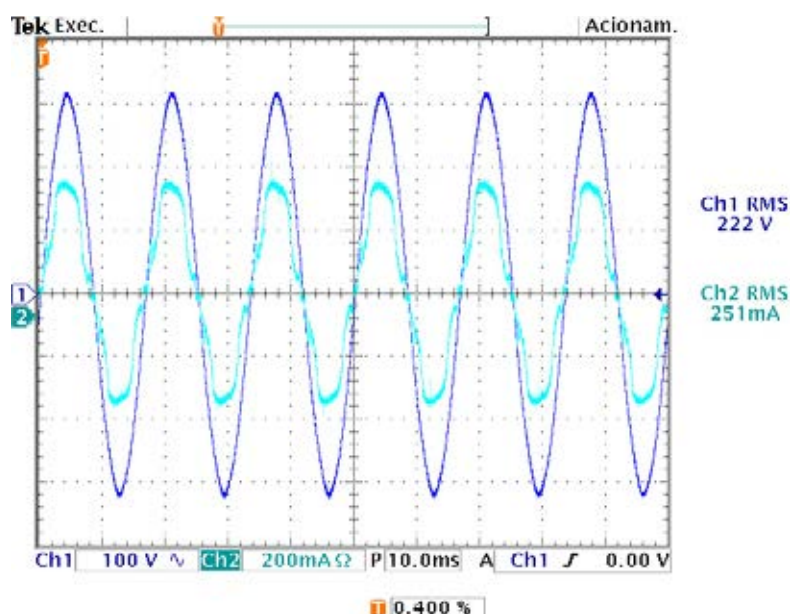
(b) Diodo



Fonte: Elaborado pelo autor

Na Figura 81 são apresentados os sinais de tensão e corrente de entrada, observando-se uma corrente eficaz de 251 mA.

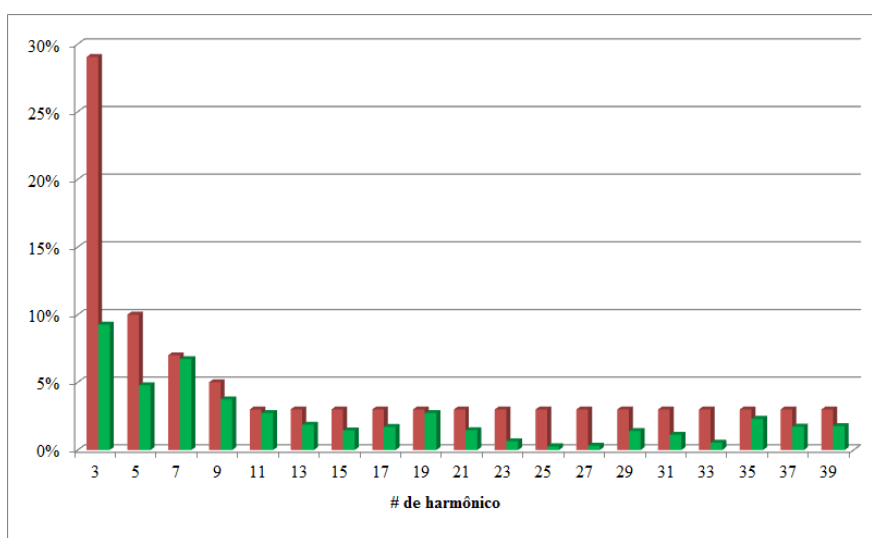
Figura 81 - Tensão (Azul) e corrente (Água marinha) de entrada para $V_{in}=220V_{rms}$



Fonte: Elaborado pelo autor

Neste caso, também é ilustrado o conteúdo harmônico para a corrente de entrada do conversor retificador Flyback, na Figura 82. Empregando (151) calcula-se uma $\%THD=14,4\%$ para a corrente de entrada e, de acordo com a Figura 82, atende plenamente a norma IEC 61000-3-2-Classe C.

Figura 82 - Conteúdo harmônico da corrente de entrada para $V_{in}=220V_{rms}$



Norma IEC 61000-3-2-Classe C (Vermelho), Corrente de entrada (Verde)

Fonte: Elaborado pelo autor

Na Figura 83 novamente é verificado o fator de potência para este caso, o qual, conforme registro do Yokogawa WT110, ficou em $FP=0,981$.

Figura 83 - Fator de potência do conversor retificador Flyback com $V_{in}=220V_{rms}$



Fonte: Elaborado pelo autor

6.2 Conclusões

O controlador PI implementado no microcontrolador conseguiu regular de forma correta e satisfatória a tensão de saída do conversor retificador Flyback, assegurando manter esta tensão mesmo quando há mudanças na tensão de alimentação e/ou perturbações na carga.

O retificador Flyback no MCD torna-se uma solução ótima como estágio de potência de entrada do reator eletrônico proposto, atendendo plenamente a norma IEC 61000-3-2-Classe C, quando esse é alimentado com tensão nominal $127V_{rms}$ ou $220V_{rms}$, apresentando uma distorção harmônica para a corrente de entrada de 13,3% e 14,4%, respectivamente.

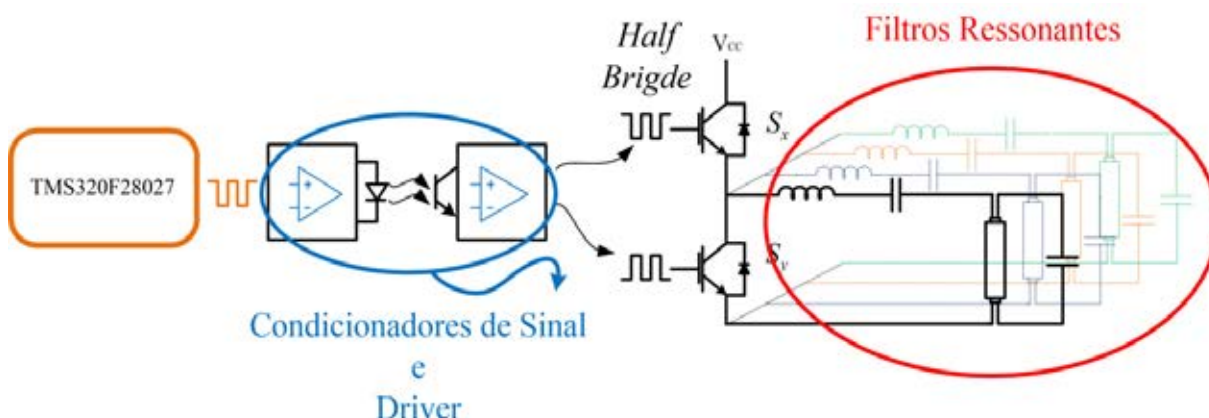
Considerando-se a operação adequada do estágio de entrada, no capítulo seguinte desenvolve-se o projeto do estágio de saída, envolvendo inversor e filtros ressonantes para a adequada operação das lâmpadas UV do purificador proposto.

7 PROJETO DO ESTÁGIO INVERSOR E FILTROS RESSONANTES.

Neste capítulo procede-se ao projeto do estágio inversor e filtros ressonantes, contudo, primeiramente, serão caracterizadas as lâmpadas UV utilizadas, com a finalidade de determinar os pontos de operação ótimos para as etapas de regime permanente e pré-aquecimento dos filamentos das mesmas.

Como foi apresentado na Figura 71, os componentes semicondutores e circuitos integrados para o acionamento do estágio inversor (*Half-bridge*) já foram incorporados na placa de testes desenvolvida (PCI principal). A Figura 84 ilustra o diagrama geral do estágio de saída. Observa-se que, os pulsos de alta frequência para o chaveamento dos interruptores do conversor *Half-bridge* são gerados também no microcontrolador e, através de circuitos condicionadores de sinais são levados até o circuito de driver IR2111 da *Internacional Rectifier*, o qual é capaz de impor o sinal de comando adequado sobre os *Gates* dos semicondutores/transistores do inversor *Half-bridge*.

Figura 84 - Diagrama geral do circuito para o estágio de saída: inversor e filtros ressonantes



Fonte: Elaborado pelo autor

De acordo com a Figura 84, com o barramento CC (240V) na saída do conversor Flyback e, com o circuito do estágio do inversor implementado, é possível obter o sinal pulsado de alta tensão (0-240V) à frequência de chaveamento dos transistores, para, assim, alimentar os filtros ressonantes série-paralelo.

7.1 Lâmpada UV no regime permanente.

Neste item são descritos e ilustrados os dados para o levantamento do modelo da lâmpada UV utilizada, de referência (6W), na etapa de regime permanente. Destaca-se que apenas serão mostrados os resultados obtidos para a lâmpada UV de 6W, o que é considerado suficiente para entender a aplicabilidade da metodologia de projeto de reatores eletrônicos desenvolvida por (WAKABAYASHI; CANESIN, 2005).

Lembrando que na etapa do regime permanente a lâmpada comporta-se como uma resistência variável que depende da potência injetada, como é demonstrado com o modelo de quarto grau desenvolvido por Wakabayashi e Canesin (2003b). Portanto, foram realizados diferentes ensaios, verificando-se as grandezas de tensão e corrente eficazes (V_{Lamp} e I_{Lamp} , respectivamente) nos terminais da lâmpada, para distintas frequências de operação e, com esses valores, calcula-se indiretamente a resistência equivalente R_{Lamp} e a potência P_{Lamp} processada pela lâmpada. Os resultados dos ensaios são apresentados na Tabela 7.

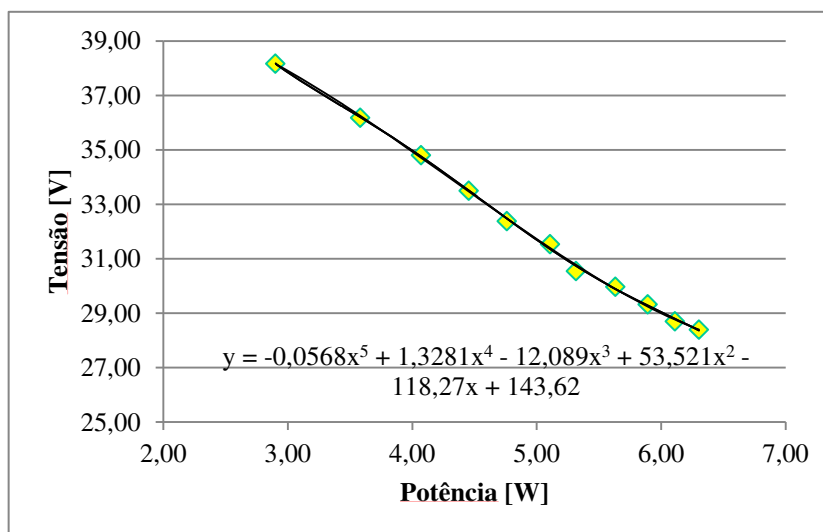
Tabela 7 - Comportamento da lâmpada de potencia nominal de 6W para diferentes potências

P_{Lamp}	F_{Lamp}	I_{Lamp}	V_{Lamp}	R_{Lamp}
6,30	32,00	0,222	28,40	127,93
6,11	33,50	0,213	28,70	134,74
5,89	35,40	0,201	29,32	145,87
5,63	37,65	0,188	29,97	159,41
5,32	40,18	0,174	30,55	175,57
5,11	43,01	0,162	31,54	194,69
4,76	46,33	0,147	32,38	220,27
4,46	50,22	0,133	33,50	251,88
4,07	54,80	0,117	34,80	297,44
3,58	60,26	0,099	36,18	365,45
2,90	66,90	0,076	38,17	502,24

Fonte: Elaborado pelo autor

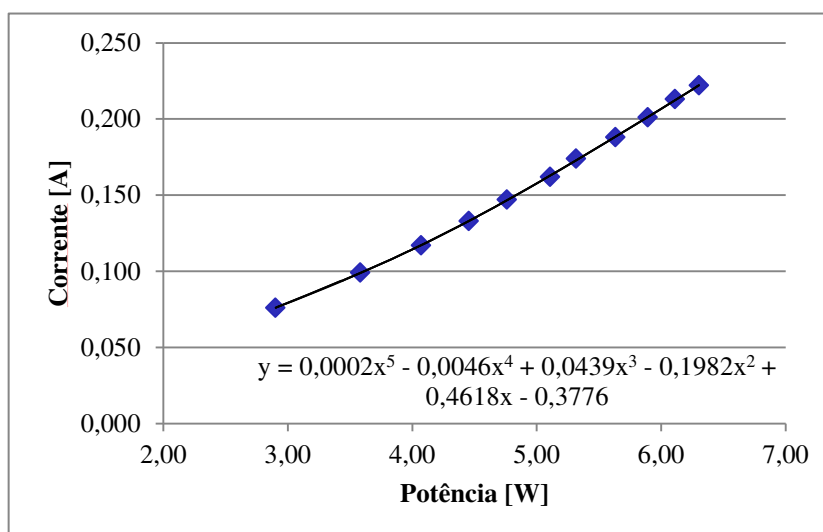
Os dados da Tabela 7 são ilustrados nas Figuras 85, 86, 87 e 88, todos em função da potência injetada na lâmpada geradora de irradiação UV. Além disso, é adicionada uma curva correspondente à aproximação polinomial de quinta ordem dos dados obtidos.

Figura 85 - Tensão V_{Lamp} em função da potência P_{Lamp} para a lâmpada de 6W



Fonte: Elaborado pelo autor

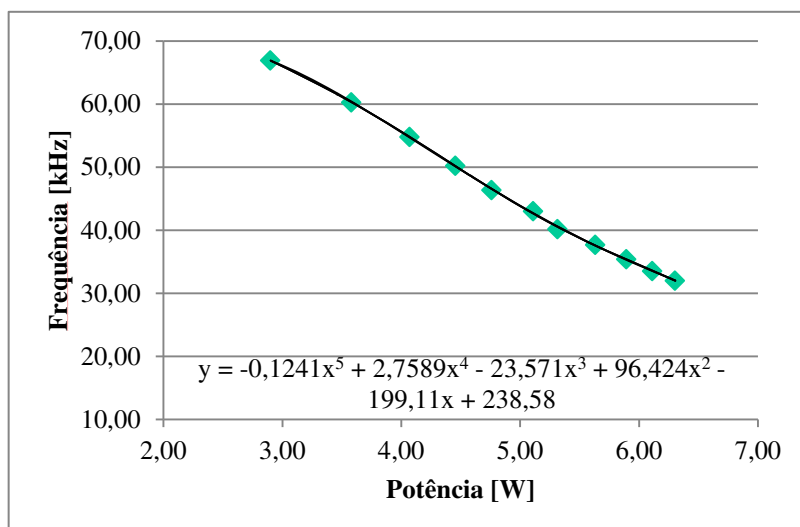
Figura 86 - Corrente I_{Lamp} em função da potência P_{Lamp} para a lâmpada de 6W



Fonte: Elaborado pelo autor

Nas Figuras 85 e 86 observa-se que, conforme a potência injetada na lâmpada, a coluna de gás apresenta um comportamento de impedância com coeficiente de temperatura negativo, pois, na medida em que a tensão sobre os terminais da lâmpada diminui, a corrente na coluna de gás aumenta. Contudo, pode ser verificada a ótima aproximação da função de quinta ordem, com os resultados experimentais.

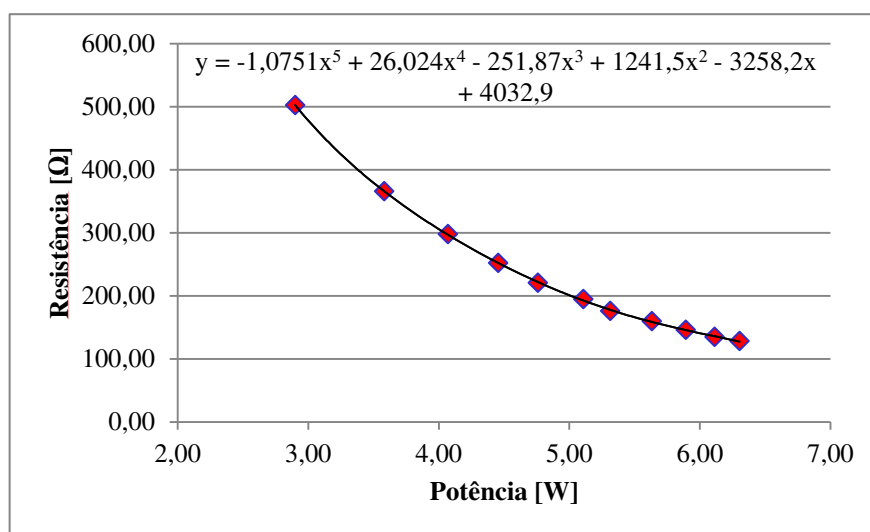
Figura 87 - Frequência F_{Lamp} em função da potência P_{Lamp} para a lâmpada de 6W



Fonte: Elaborado pelo autor

Também, pode ser visto que a frequência de operação do estágio inversor é inversamente proporcional à potência processada, conforme apresentado na Figura 87, obtendo-se como resultado uma frequência de 34,4 kHz para a potência nominal da lâmpada.

Figura 88 - Resistência Equivalente R_{Lamp} em função da potência P_{Lamp} para a lâmpada de 6W



Fonte: Elaborado pelo autor

Por último, da Figura 88 é confirmado o comportamento de impedância com coeficiente de temperatura negativo da lâmpada, cuja resistência equivalente quando a lâmpada trabalha em potência nominal fica em torno dos 145Ω.

As equações (153), (154), (155) e (156) correspondem a cada curva da regressão polinomial exposta nas Figuras 85, 86, 87 e 88, respectivamente, permitindo dessa forma obter uma aproximação analítica do comportamento da lâmpada em regime permanente.

$$V_{Lamp}(P) = -0,0568P^5 + 1,3281P^4 - 12,089P^3 + 53,521P^2 - 118,27P + 143,62 \quad (153)$$

$$I_{Lamp}(P) = 0,00002P^5 - 0,0046P^4 + 0,0439P^3 - 0,1982P^2 + 0,4618P + 0,1124 \quad (154)$$

$$F_{Lamp}(P) = -0,12441P^5 + 2,7589P^4 - 23,571P^3 + 96,424P^2 - 199,11P + 238,58 \quad (155)$$

$$R_{Lamp}(P) = -1,0751P^5 + 26,024P^4 - 251,87P^3 + 1241,5P^2 - 3258,2P + 4032,9 \quad (156)$$

Com o modelo da lâmpada obtido, é possível aplicar a metodologia de projeto de reatores apresentada no Capítulo 4, podendo-se calcular os valores dos componentes passivos para a implementação do filtro série-paralelo.

7.1.1 Projeto do Inversor.

Do modelo obtido, são relacionados na Tabela 8 os dados mais relevantes para a potência nominal de operação da lâmpada, considerando-se o caso da lâmpada de 6W.

Tabela 8 - Dados relevantes da lâmpada para potência (P_{Lamp}) no valor nominal de 6W

Potência Nominal P_{nom}	6W
Frequência F_{Lamp} (F_{nom})	34,4 kHz
Tensão V_{Lamp} (V_{nom})	28,3 V
Resistência R_{Lamp} (R_{nom})	145Ω

Elaborado pelo autor.

Com os parâmetros da Tabela 8 e, considerando a tensão de alimentação do estágio CC $V_{cc} = 240V$, $C_s = 180nF$ e $C_p = 6,8nF$ (lembrando a condição $C_s > 25C_p$), são determinados através das equações (61), (62) e (63) definidas no Capítulo 5, os seguintes parâmetros:

$$\hat{V}_{AB_1}^2 = \frac{\sqrt{2}V_{in}}{\pi} \quad (157)$$

$$\omega(P_{nom}) = 2\pi F_{Lamp}(P_{nom}) \quad (158)$$

$$A(P_{nom}) = (1 + C_{sp})^2 \cdot (1 + \omega^2(P_{nom})R^2(P_{nom})C_p^2) = 786,96 \quad (159)$$

$$B(P_{nom}) = -2(1 + C_{sp}) \cdot (1 + (C_s + C_p)C_p \omega^2(P_{nom})R^2(P_{nom})) = -119,59 \quad (160)$$

$$C(P_{nom}) = 1 + \omega^2(P_{nom})R^2(P_{nom}) \left((C_s + C_p)^2 - C_s^2 \frac{\hat{V}_{Lamp}^2}{\hat{V}_{AB_1}^2} \right) = -413,54 \quad (161)$$

Após aplica-se (64), para obter a relação de frequência f_{ign} .

$$f_{ign}(P_{nom}) = \sqrt{\frac{-B(P_{nom}) + \sqrt{B^2(P_{nom}) - 4A(P_{nom})C(P_{nom})}}{2A(P_{nom})}} = 0,897 \quad (162)$$

Então, observa-se que com os valores das capacitâncias C_s e C_p definidas e a relação de frequências calculada, pode ser obtida a indutância capaz de garantir a tensão $\hat{V}_{Lamp}$ sobre a lâmpada na potência nominal de trabalho através de (65).

$$L_{inv}(P_{nom}) = \frac{f_{ign}^2(P_{nom})(1 + C_{sp})}{\omega^2(P_{nom})C_s} = 2,63mH \quad (163)$$

Agora, é determinada a frequência natural de ressonância do filtro usando (40), a qual deve ser totalmente evitada no pré-aquecimento dos filamentos, pois, os níveis de tensão seriam extremamente elevados.

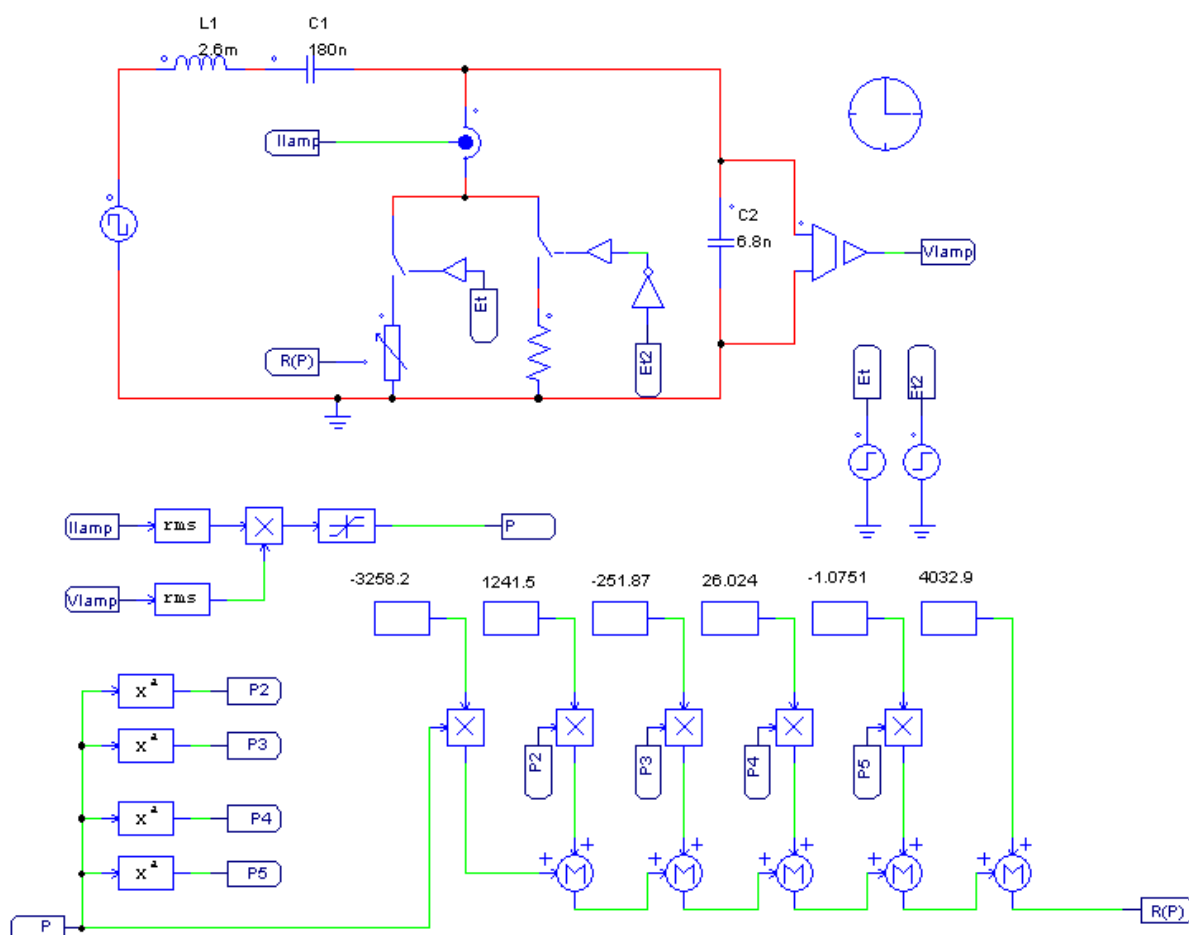
$$\omega_{Z_{eq}} = \frac{1}{\sqrt{L_{inv}C_{eq}}} = 240782,64 \quad (164)$$

Logo, a frequência de ressonância natural do filtro é $f_{Z_{eq}} = 38,32$ kHz.

7.1.2 Simulação do modelo da lâmpada no regime permanente

Para verificar a simplicidade do modelo de quarto grau e, com os componentes do filtro série-paralelo já determinados, para a lâmpada UV de 6W, é realizada a simulação do modelo da lâmpada na etapa de regime permanente. A Figura 89 ilustra o diagrama simulado no software PSIM. Observa-se que, por razões de simplicidade na simulação, o inversor *Half-bridge* é modelado como uma fonte de sinal quadrado com nível de tensão de 0V até 240V. A lâmpada é modelada com o bloco *Nonlinear Element*, cuja entrada é o resultado da função (156) avaliada na potência processada pela coluna de gás, calculada através dos blocos RMS aplicados aos sinais de tensão e corrente na lâmpada.

Figura 89 - Simulação do modelo da lâmpada de 6W no software PSIM

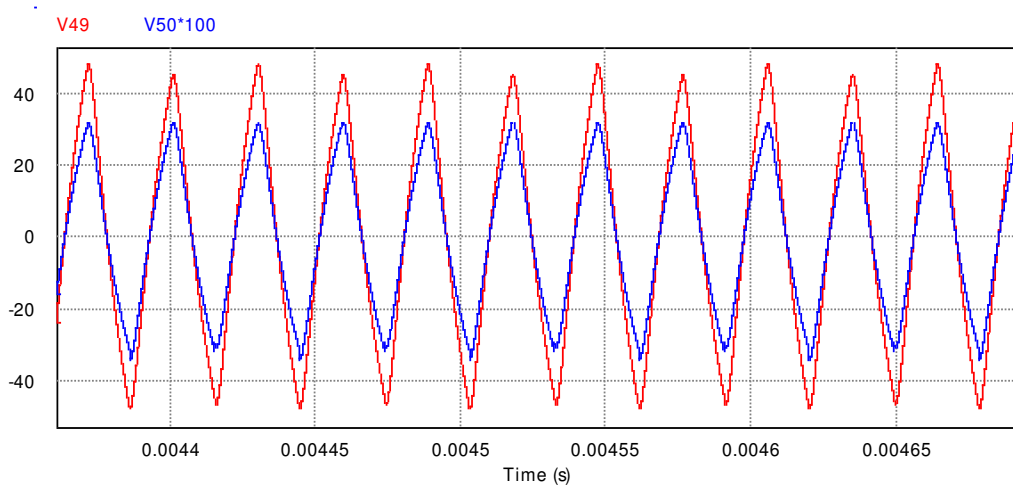


Fonte: Elaborado pelo autor

Observa-se que os blocos representados com somatórias, conforme à Figura 89, correspondem exatamente aos componentes da função de quinta ordem do modelo da resistência equivalente para a lâmpada de 6W, para a qual foram realizados os ensaios apresentados neste capítulo.

Na Figura 90 é ilustrado o resultado da simulação para a corrente e a tensão sobre a lâmpada, quando a frequência de chaveamento do inversor é de 34,4 kHz. O valor eficaz da tensão está em torno dos 29,3V e com uma corrente eficaz de 203mA, o que equivale a uma potência ativa processada de 5,95W, muito próxima à potência nominal da lâmpada.

Figura 90 - Simulação para a Tensão (Vermelho) e corrente (Azul) na lâmpada de 6W



Fonte: Elaborado pelo autor

7.1.3 Implementação Física do Estágio de saída

Considerando-se os parâmetros projetados correspondentes ao estágio do inversor e, com a realização da simulação do comportamento da lâmpada na etapa do regime permanente, é possível passar à implementação física do estágio de saída do inversor, realizando o projeto do indutor série L_{inv} e selecionando os capacitores C_s e C_p do filtro ressonante, além dos transistores do inversor *Half-bridge*.

7.1.3.1 Projeto do Indutor L_{inv}

O projeto do indutor L_{inv} é realizado seguindo o mesmo procedimento feito no Capítulo 6 para o projeto do filtro de EMI do conversor *Flyback*. Assim, calcula-se inicialmente o núcleo para o enrolamento do indutor empregando a equação (135).

$$A_e A_w = \frac{L_{inv} I_{L_{inv}rms} I_{L_{inv}pico}}{K_w J_{m\acute{a}x} B_{m\acute{a}x}} \quad (165)$$

Onde L_{inv} é o valor do indutor calculado anteriormente, K_w é fator de utilização da janela do núcleo, $J_{m\acute{a}x}$ a densidade máxima de corrente no condutor e $B_{m\acute{a}x}$ a densidade máxima de fluxo magnético, $I_{L_{inv}pico}$ e $I_{L_{inv}rms}$ as correntes eficaz e de pico no indutor do filtro do estágio inversor.

Assumindo que $K_w = 0,7$, $B_{m\acute{a}x} = 0,35T$ e $J_{m\acute{a}x} = 450A/cm^2$ e, tomando os valores das correntes eficaz e de pico no indutor, obtidas na simulação, é calculado o fator $A_e A_w$ conforme (173).

$$A_e A_w = 0,0148cm^4 \quad (166)$$

Calculado o valor do fator $A_e A_w$, adota-se o núcleo tipo EE da Thornton modelo NEE-25/10/06, com $A_e = 0,393cm^2$ e $A_w = 0,25cm^2$, tendo como resultado um valor para $A_e A_w = 2,22cm^4$, maior ao obtido em (136).

Agora, é determinado o número de espiras necessárias para conseguir o valor da indutância do filtro de saída do inversor, conforme (136).

$$N_{L_{inv}} = \frac{L_{inv} I_{L_{inv} pico}}{A_e B_{m\acute{a}x}} = 69,26 \rightarrow 70 \quad (167)$$

Logo, é calculado o entreferro l_g para o núcleo especificado, conforme (136).

$$l_g = \frac{\mu_0 N^2 L_f A_e}{L_f} = 0,093mm \quad (168)$$

Como o núcleo especificado é tipo EE, o entreferro é dividido em cada perna lateral do núcleo $\frac{l_g}{2} \cong 0,0465mm$.

Tendo calculado o núcleo, é necessário especificar o tamanho da bitola do condutor, para o qual é necessário determinar qual é o raio máximo de profundidade da corrente e, assim, reduzir as perdas devido efeito pelicular existente em frequências elevadas, dado por:

$$r_{m\acute{a}x} = \frac{7,5}{\sqrt{f_{nom}}} = 0,404mm \quad (169)$$

Agora, outro parâmetro que  necessário para o dimensionamento do condutor é a área de cobre para a condução da corrente especificada, o qual pode ser verificado com (140).

$$S_{cobre} \geq \frac{I_{L_f rms}}{J_{m\acute{a}x}} = 0,00044cm^2 \quad (170)$$

Tendo em conta o raio máximo de penetração e a seção de cobre mínima, escolheu-se a partir do catálogo de condutores o fio AWG 22.

7.1.3.2 Escolha dos transistores S_x e S_y

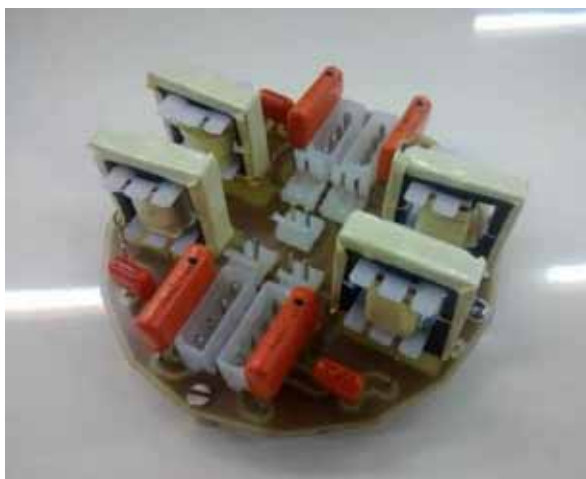
Para a escolha dos transistores do estágio inversor, verificou-se que sejam capazes de suportar uma tensão maior a 240V imposta pelo barramento CC e uma corrente eficaz não menor que 400mA, assumindo que essa corrente corresponde à metade das somas das correntes eficazes que transitam pelas quatro lâmpadas no regime permanente. Então, foi escolhido o Mosfet IR830 da *Fairchild Semiconductor*, o qual tem como limite de tensão $V_{DS} = 400V$ e corrente eficaz $I_{Dmax} = 4,5A$, com uma resistência em condução $r_{on} = 1,5\Omega$.

Finalmente, para completar o estágio dos filtros ressonantes foram selecionados capacitores de poliéster de 6,8nF e 180nF da *Phillips*, os quais correspondem com o capacitor em paralelo C_p e o capacitor C_s , respectivamente, definidos anteriormente na Tabela 7.

7.1.3.3 Placa Auxiliar para os filtros Ressonantes

Na Figura 91 é ilustrada a placa projetada para abrigar os filtros ressonantes do estágio do inversor, na qual podem ser observados os quatro circuitos que permitem a ignição das lâmpadas com seus respectivos conectores.

Figura 91 – Placa Auxiliar de Filtros Ressonantes do estágio de saída



Fonte: Elaborado pelo autor

Na Figura 91 também encontra-se o conector que permite a comunicação entre a saída do *Half-bridge* (incorporado na placa principal, apresentada na Figura 71) e os filtros ressonantes que serão abrigados na Base do purificador. Essa conexão é feita através de dois fios que transportam o sinal pulsado de alta tensão à frequência de operação das lâmpadas.

A seguir são apresentados os resultados para o projeto e ajuste do pré-aquecimento dos filamentos das lâmpadas.

7.2 Etapa de Pré-aquecimento

Para a caracterização das lâmpadas na etapa de pré-aquecimento, observa-se o comportamento da tensão e a corrente sobre os filamentos das lâmpadas, V_{fil} e I_{fil} , respectivamente. O objetivo é encontrar uma frequência de operação que garanta o correto aquecimento dos filamentos, ou seja, que a relação entre sua resistência a frio e a resistência após o aquecimento, R_{HC} definida na equação (171), esteja na faixa de $4,25 < R_{HC} < 6,25$ (WAKABAYASHI et al., 2006) e, desse modo, poder maximizar a vida útil da lâmpada.

$$R_{HC} = \frac{R_H}{R_C} \quad (171)$$

Assim, com ensaios realizados em laboratório, com os filtros ressonantes projetados anteriormente, estabelece-se a frequência de pré-aquecimento, conforme resultados apresentados na Tabela 9, para o caso específico da lâmpada UV de 6W, onde foi medida uma resistência a frio de valor $R_C = 15\Omega$.

Tabela 9 - Pré-aquecimento da lâmpada de 6W, para diferentes frequências

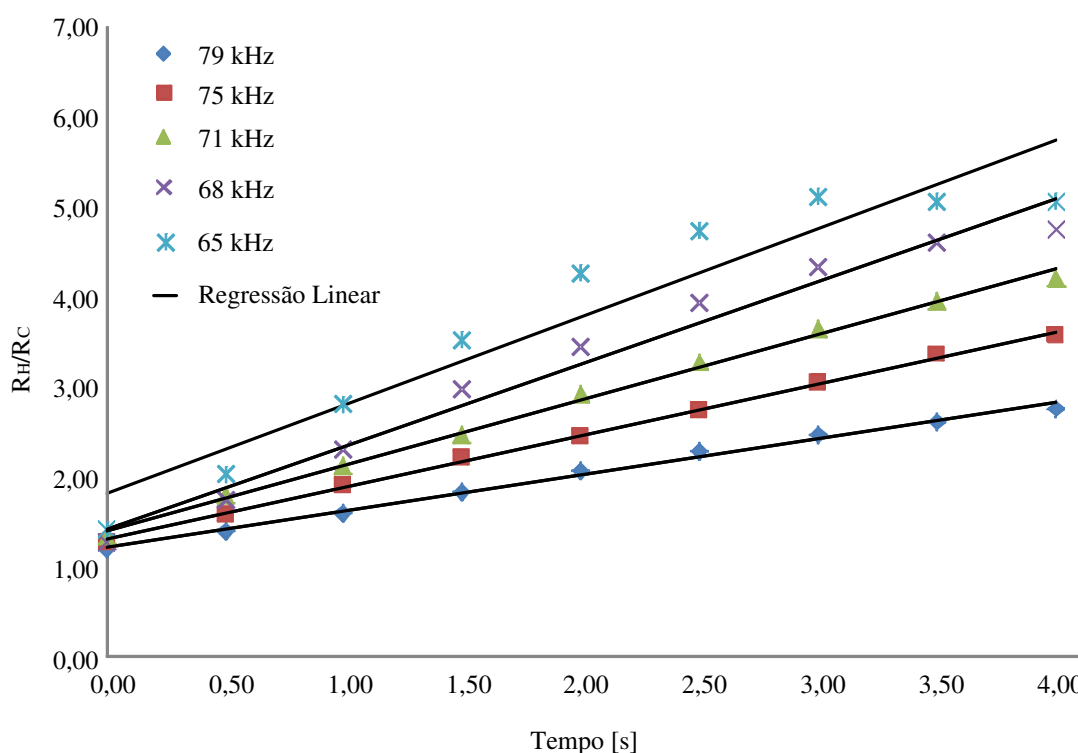
Frequência [kHz]	78		75		71		68		65	
I_{fil} [A]	0,466		0,477		0,520		0,558		0,594	
Tempo [s]	V_{fil} [V]	R_{HC} [Ω]	V_{fil} [V]	R_{HC} [Ω]	V_{fil} [V]	R_{HC} [Ω]	V_{fil} [V]	R_{HC} [Ω]	V_{fil} [V]	R_{HC} [Ω]
0,00	8,31	1,19	9,03	1,26	10,48	1,34	10,64	1,27	12,58	1,41
0,50	9,68	1,38	11,29	1,58	13,95	1,79	14,52	1,73	18,06	2,03
1,00	11,13	1,59	13,63	1,90	16,45	2,11	19,19	2,29	25,00	2,81
1,50	12,82	1,83	15,73	2,20	19,19	2,46	24,84	2,97	31,45	3,53
2,00	14,44	2,07	17,42	2,43	22,66	2,91	28,87	3,45	37,96	4,26
2,50	15,89	2,27	19,60	2,74	25,57	3,28	33,06	3,95	42,26	4,74
3,00	17,18	2,46	21,69	3,03	28,55	3,66	36,29	4,34	45,65	5,12
3,50	18,15	2,60	24,03	3,36	30,89	3,96	38,55	4,61	45,16	5,07
4,00	19,19	2,75	25,57	3,57	32,82	4,21	39,84	4,76	45,16	5,07

Fonte: Elaborado pelo autor

Da Tabela 9, observa-se que a corrente I_{fil} é assumida constante durante todo o tempo de pré-aquecimento, o qual é válido considerando que a impedância de saída do filtro se mantém constante, pois sua dependência é totalmente intrínseca à frequência do sinal imposto.

Com os dados ilustrados na Tabela 9, pode ser obtido de forma gráfica o comportamento da relação R_{HC} do filamento em função do tempo para diferentes frequências, o que, por sua vez, através de uma regressão linear dos dados, permite chegar a um modelo aproximado desse comportamento na etapa de pré-aquecimento. Isto é apresentado na Figura 92.

Figura 92 - Relação R_{HC} para diferentes frequências ao longo do tempo, para a lâmpada de 6W



Fonte: Elaborado pelo autor

Observa-se que, conforme a frequência de trabalho do circuito inversor diminui, os tempos de pré-aquecimento para garantir que a relação R_{HC} esteja dentro da faixa, $4,25 < R_{HC} < 6,25$, também vão diminuindo. Neste caso, foi selecionada como frequência para a etapa de pré-aquecimento 65 kHz, com um tempo definido de 2,5s, valor superior aos 500ms estabelecidos pela norma ANSI C82.1-1985 e ANSI C82.11-1993, obtendo dessa forma uma relação $R_{HC} = 4,74$ para a lâmpada UV de 6W.

Observa-se que o projeto do estágio inversor encontra-se quase pronto, faltando somente verificar o nível de tensão ao qual a lâmpada UV encontra-se exposta na transição da etapa de pré-aquecimento para o regime permanente. Lembrando que a frequência selecionada para garantir o correto aquecimento dos eletrodos da lâmpada de 6W foi de 65kHz, então, pode-se determinar a relação de frequências com (171).

$$f_{ign} = \frac{\omega}{\omega_{Ceq}} = 1,69 \quad (172)$$

E, empregando (171) e $V_p = \frac{2}{\pi} V_{in}$, tem-se:

$$v_{C_{pmax}} = V_p \cdot \frac{C_{eq}}{C_p} \cdot \left| \frac{1 + f_{ign}}{1 - f_{ign}^2} \right| = 211,48V \quad (173)$$

O resultado obtido em (171) é menor que os 1000V, com o qual se garante não deteriorar os filamentos e não ocasionar a partida instantânea da lâmpada.

Portanto, o inversor *Half-bridge* com filtro série-paralelo projetado, durante a etapa de regime permanente é capaz de proporcionar a potência nominal na lâmpada na frequência de 34,4kHz, filtrando os níveis CC para a mesma, e, na etapa de pré-aquecimento a frequência de trabalho é de 65kHz, proporcionando um adequado pré-aquecimento aos eletrodos da lâmpada com uma tensão máxima aplicada sobre a coluna de gás de 211,48V.

7.3 Resultados Experimentais para o Estágio de Saída

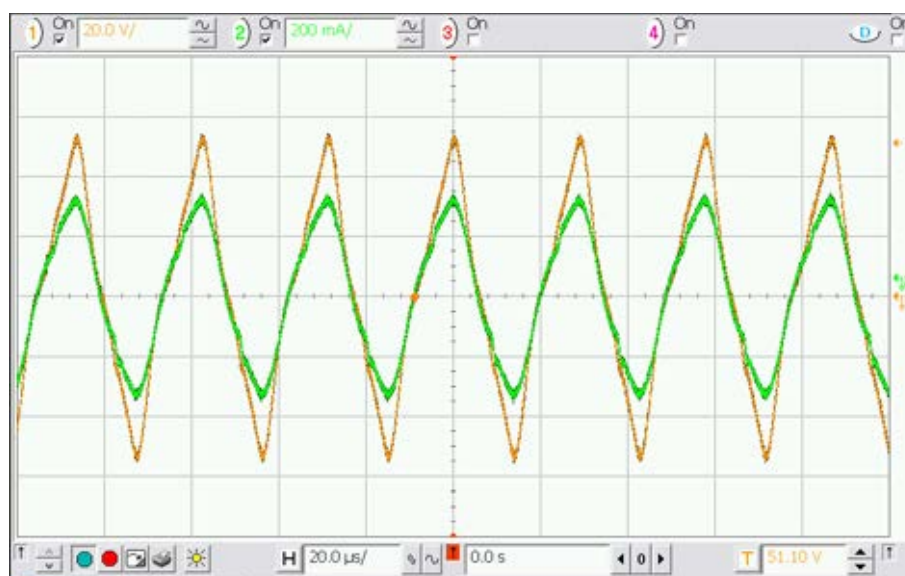
Nesta seção são apresentados os resultados experimentais obtidos a partir do comportamento das lâmpadas no regime permanente e no processo de pré-aquecimento dos filamentos, para o estágio de saída de acionamento das lâmpadas UV, entretanto, apresentando-se apenas os dados para a lâmpada UV de 6W.

Portanto, na Figura 93 são ilustrados os sinais de tensão e corrente sobre a lâmpada UV no regime permanente, obtendo-se como resultado uma tensão eficaz de 29,3V e uma corrente eficaz de 205mA, os quais correspondem a uma potência ativa de 6,03W, quando esses sinais têm uma frequência de 34,4kHz. Esses resultados são muito próximos aos obtidos nas simulações apresentadas anteriormente, assegurando que a lâmpada encontra-se operando no ponto de potência nominal e, assim, garantindo elevada vida útil para a mesma.

Na Figura 94 é possível observar a resposta da tensão e corrente em um dos filamentos da lâmpada durante 4 segundos, para uma frequência de 65kHz, onde a corrente permanece

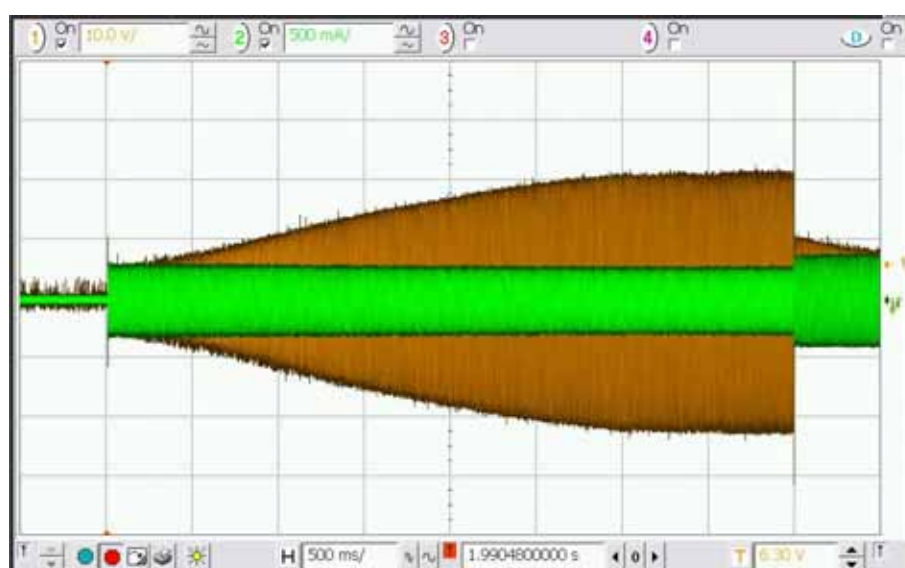
constante e a tensão aumenta quase linearmente em função do tempo.

Figura 93 - Tensão (Laranja) e Corrente (Verde) em uma das lâmpadas de 6W (Coluna de gás)



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 94 - Tensão (Laranja) e Corrente (Verde) nos filamentos da lâmpada UV de 6W, para 65kHz



Fonte: Elaborado pelo autor

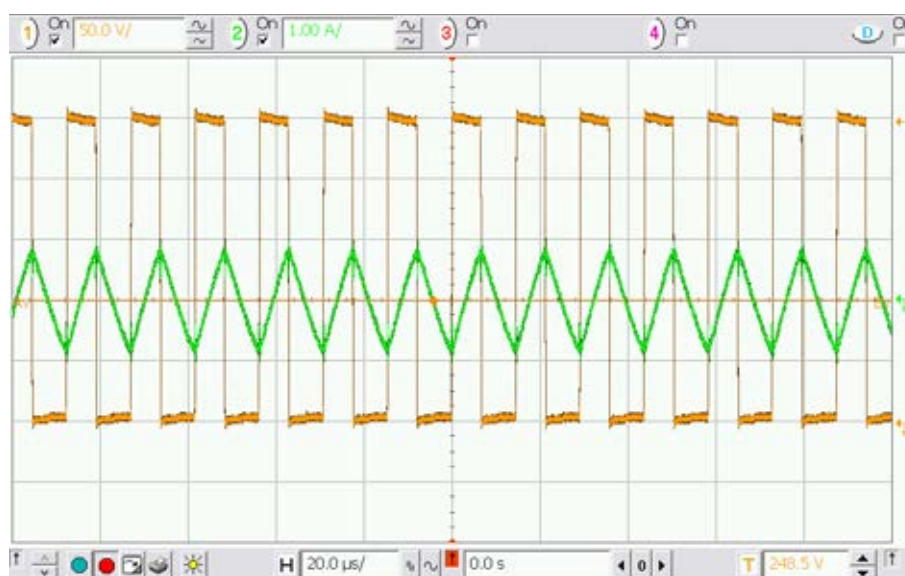
A Figura 94 obedece aos mesmos dados apresentados na Tabela 9, onde depois de 2,5s a tensão pico-pico sobre o filamento da lâmpada equivalente aos 42,26V e uma corrente pico a pico de 594mA, o que resulta em uma resistência $R_H = 1,14\Omega$ e, conseqüentemente, uma relação $R_{HC} = 4,61$.

A seguir são verificados os níveis de tensão e corrente na saída do inversor com a finalidade de determinar os esforços nos semicondutores do conversor *Half-bridge*, quando os

quatro filtros ressonantes são ligados. Na Figura 95 podem ser notados os pulsos de alta tensão de 245V com uma frequência de 65kHz, correspondente à etapa de pré-aquecimento dos filamentos das lâmpadas, onde a corrente pico a pico fica em torno aos 1,76mA e com uma corrente de valor eficaz de 1,02A.

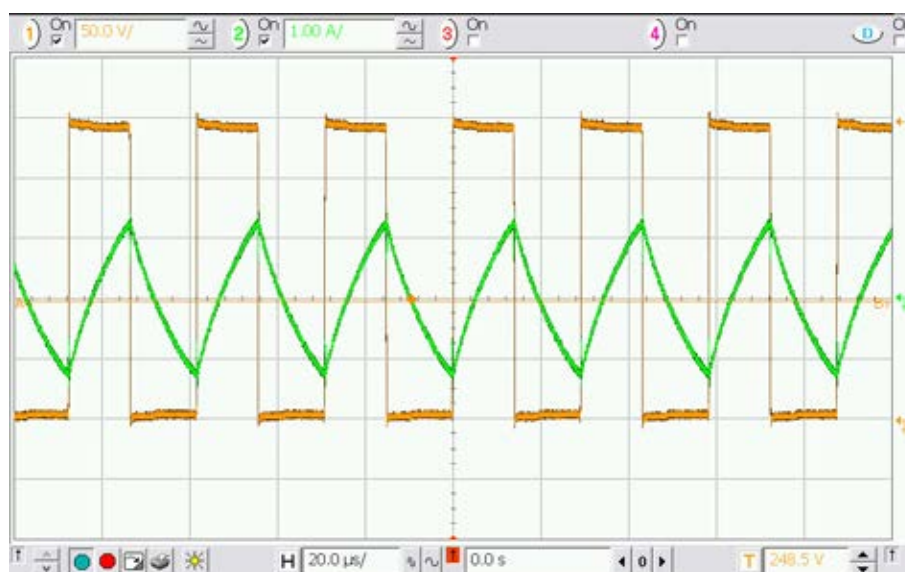
Também é ilustrada na Figura 96 a corrente e a tensão na saída do inversor na etapa do regime permanente, onde agora a frequência de operação dos filtros ressonantes é de 34,4kHz.

Figura 95 - Tensão (Laranja) e Corrente (Verde) na saída do inversor na etapa de pré-aquecimento, alimentando 4 lâmpadas UV de 6W



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 96 - Tensão (Laranja) e Corrente (Verde) na saída do inversor na etapa de regime permanente, alimentando 4 lâmpadas UV de 6W

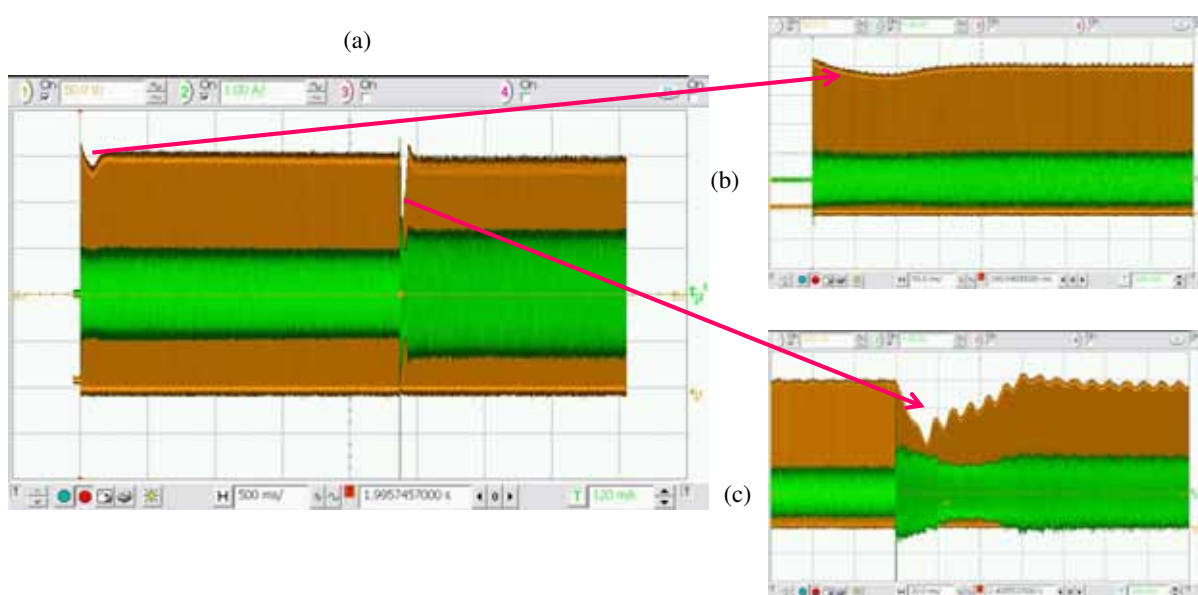


Fonte: Elaborado pelo autor

Os pulsos de tensão se mantêm no mesmo valor de 245V e a corrente aumenta até um valor pico a pico de 2,4A, com uma corrente eficaz de 1,4A. Desta forma, é verificado que os componentes selecionados no estágio do inversor atendem os níveis de tensão e corrente nas duas etapas de operação do mesmo.

Por último, na Figura 97 é ilustrado o desempenho e efeito do controle do conversor Flyback, estágio de entrada, na transição entre a etapa de pré-aquecimento dos filamentos e o regime permanente do estágio inversor, para a ignição das 4 lâmpadas UV de 6W.

Figura 97 - Tensão (Laranja) e Corrente (Verde) na saída do estágio inversor – Transição entre o pré-aquecimento e o regime permanente



Fonte: Elaborado pelo autor

Na Figura 97(a) tem-se o comportamento da tensão e a corrente durante 4,2s, assim, é realizado um zoom do início do pré-aquecimento dos filamentos na Figura 97(b), onde o controle do Flyback tarda cerca de 200ms para estabilizar a tensão do barramento CC. Adicionalmente, na transição do pré-aquecimento à etapa de regime permanente o controle demora em torno dos 350ms para impor a regulação dos 240V_{CC} que deve alimentar o *Half-bridge*, conforme apresentado na Figura 97(c).

7.4 *Conclusões*

Na etapa de pré-aquecimento foi possível definir a frequência de trabalho para garantir a prolongação da vida útil das lâmpadas, assim, uma tensão de alimentação quadrada de 0-240V, aplicada durante 2,5s, com frequência de 65kHz, assegura o correto processo de aquecimento dos eletrodos da lâmpada de 6W, admitida como exemplo de caso. A seguir, essa frequência muda para 34,4kHz garantindo o ponto de trabalho na potência nominal da respectiva lâmpada.

O modelo levantado para a lâmpada de 6W concorda com os resultados experimentais de forma muito próxima, conseguindo-se através de uma ferramenta de simulação como o PSIM reproduzir o comportamento elétrico da lâmpada na etapa do regime permanente.

A mesma metodologia para a obtenção do modelo da lâmpada de 6W e projeto dos filtros ressonantes, uma das escolhidas para compor o processo de purificação de água, foi aplicada para as lâmpadas de 4W, 8W e 11W, porém, os resultados não são apresentados neste documento, visando não ser redundante nas análises apresentadas.

Entretanto, no capítulo seguinte, Capítulo 8, serão apresentados maiores detalhes para a estrutura purificadora implementada e os resultados dos testes de purificação da água, quando essa estrutura é equipada com lâmpadas geradoras de irradiação UV de 6W e 8W.

8 ESTRUTURA PURIFICADORA IMPLEMENTADA E TESTES DA ÁGUA.

Como produto final desta pesquisa, foi totalmente desenvolvida a estrutura purificadora projetada no Capítulo 5, onde foram levadas em conta considerações para garantir a modularidade do dispositivo final.

8.1 *Descrição da Estrutura purificadora implementada*

Na Figura 98 é apresentada a estrutura purificadora implementada, a qual foi totalmente desenvolvida no Laboratório de Eletrônica de Potência da FE/IS-UNESP.

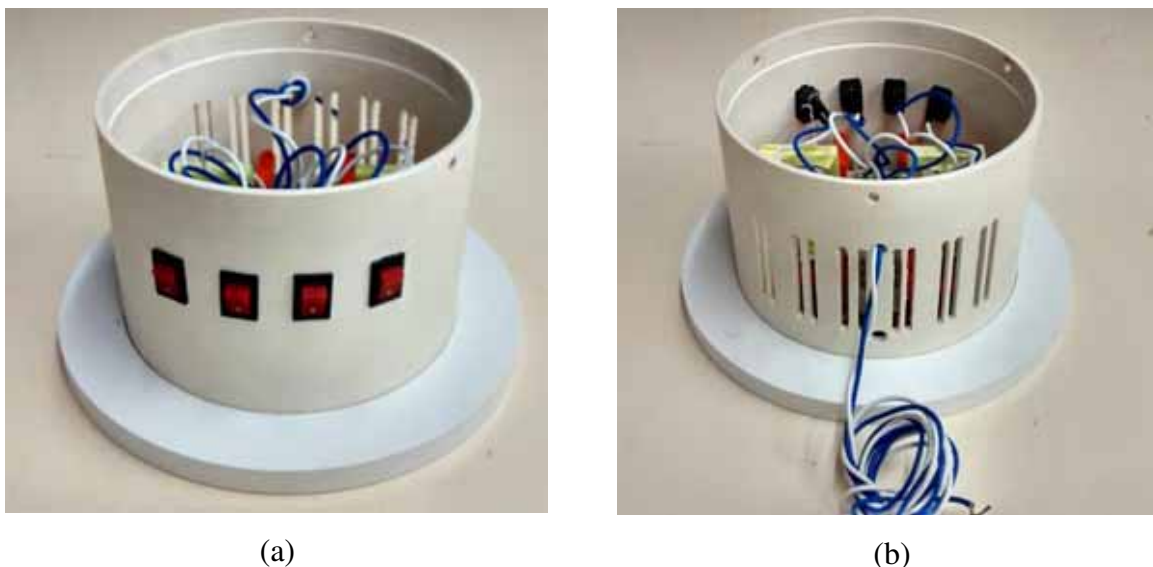
Figura 98 – Estrutura purificadora implementada



Elaborado pelo autor

Na Figura 98 visualiza-se, do lado direito, um filtro de carvão ativado e polipropileno convencional, capaz de reter partículas maiores a $5\mu\text{m}$ que possam afetar o processo de purificação da água através da irradiação UV. Conectado a este filtro convencional, à direita da Figura 98, encontra-se o dispositivo purificador implementado o qual é equipado com quatro câmaras purificadoras de aço inoxidável, onde estão incorporadas as lâmpadas de UV. Além disso, na Base desta estrutura está situado o ambiente para abrigar os circuitos ressonantes, onde são interconectados aos filamentos das lâmpadas e ao estágio inversor. Na Figura 99 ilustra-se esta peça com maiores detalhes.

Figura 99 – Porta Circuitos Ressonantes na Base do Purificador desenvolvido



Elaborado pelo autor

Observa-se na Figura 99(a) a parte frontal do porta circuitos ressonantes, onde foram instalados interruptores que permitem selecionar o número de lâmpadas que são ligadas para efetuar o processo de purificação, assim como, na Figura 99(b) é ilustrada a parte traseira desta peça, onde podem ser verificados os dois fios que chegam desde a saída do estágio *Half-bridge* que transportam o sinal pulsado de alta tensão para alimentar os filtros ressonantes, assim como, ranhuras nesta peça para escoamento de energia térmica produzida na operação dos circuitos ressonantes.

Figura 100 – Base Estrutural implementada para o Purificador



Elaborado pelo autor

De acordo com o projeto do purificador apresentado no Capítulo 5, foi desenvolvida a Base Estrutural apresentada na Figura 100, a qual permite a interconexão de todas as peças do dispositivo. Com a finalidade de ilustrar com maior detalhe a Base Estrutural do purificado, são apresentadas nas Figuras 101(a) e 101(b) vistas externa desta Base, onde se verificam os fios que saem das câmaras purificadoras e, interna, onde se verifica os elementos com roscas adequadas para receber os tubos de aço inoxidável que constituem as câmaras de purificação, respectivamente, com plena vedação entre as lâmpadas energizadas e as áreas de circulação de água.

Figura 101 – Detalhe da base estrutural implementada para o Purificador



(a)



(b)

Elaborado pelo autor

Na Figura 102 são apresentadas as câmaras purificadoras do equipamento desenvolvido, onde se pode verificar em detalhe, com a remoção de um dos tubos de aço inox, uma das lâmpadas inserida em tubo de quartzo, isolando área elétrica e área de circulação de água da respectiva câmara.

Por outro lado, na Figura 103 são ilustradas as uniões entre os engates rápidos e os tubos de aço, onde na Figura 103(b) dois engates rápidos são instalados e na Figura 103(c) todas ligações entre as câmaras, através de mangueiras especiais, são concluídas.

Figura 102 – Câmaras purificadoras implementadas, com detalhe de uma lâmpada UV inserida em tubo de quartzo



Elaborado pelo autor

Figura 103 – Conexões entre as câmaras purificadoras



(a)



(b)



(c)

Elaborado pelo autor

8.2 Resultados de desinfecção da água

Para a verificação do processo de desinfecção da água, são apresentados neste trabalho apenas os resultados para as lâmpadas geradoras de irradiação UV com potências de 6W e 8W, com o propósito de alcançar os resultados de simulação apresentados no Capítulo 5, em relação à Dose UV fornecida pela estrutura, para o atendimento de equipamentos Classe A segundo a NSF/ANSI 55.

Nas Figuras 104(a) e 104(b) apresentam-se detalhes da montagem do sistema completo para os ensaios de comprovação da eficácia do processo de purificação de água, empregando a estrutura purificadora projetada.

Além disso, é ajustado um fluxo de $12,5\text{cm}^3/\text{s}$ que, comparado com os resultados apresentados na Tabela 5, permite para as lâmpadas de 6W atenderem a norma NSF/ANSI 55 para dispositivos de Classe A. Desta forma, na Figura 104(b) pode ser observado como é simulada uma caixa de água a uma altura de aproximadamente 3m, cuja pressão não interfere no comportamento do fluxo da água através do purificador.

Figura 104 – Processo de ensaios para purificação de água, com o Purificador proposto



(a)



(b)

Elaborado pelo autor.

Salientamos que, para realmente verificarmos a ação germicida/bactericida do Purificador proposto neste trabalho, foi coletada água de um ribeirão na área urbana do município de Ilha Solteira(SP), cujas coordenadas GPS são 20°25'58.4"S 51°20'06.4"W, sem qualquer processo preliminar de tratamento e com elevada carga de concentração de coliformes fecais e totais, de acordo com análises realizadas no Laboratório de Saneamento da Engenharia Civil da FE/IS-UNESP.

Cabe ressaltar que os testes foram também realizados, nas mesmas condições, para o purificador comercial, com a finalidade de comparar os resultados das duas estruturas.

Portanto, mantendo o mesmo procedimento, para cada ensaio realizado, fez-se fluir cerca de um litro de água, antes de coletar as amostras para os ensaios bioquímicos. Desta forma, foram coletadas as amostras da água purificada para a estrutura comercial e para a estrutura desenvolvida, para os dois casos, com lâmpadas de 6W e 8W.

Imediatamente após coletadas as amostras, as mesmas foram levadas para as análises no Laboratório de Saneamento citado, no qual, após os procedimentos padrões de dissolução das amostras e utilizando o kit de ensaios HX0215-00002 (NKS Endo Coliforms E. Coli) da Sartorius Biotec, apresentou os resultados resumidos na Tabela 10, considerando-se apenas os dados obtidos para Coliformes Fecais.

Tabela 10 – Análise de eliminação de coliformes fecais

Purificador Utilizado	Inativação de coliformes fecais
Estrutura Comercial	73%
Estrutura desenvolvida	97%
Lâmpadas de 6W	
Estrutura desenvolvida	100%
Lâmpadas de 8W	

Elaborado pelo autor.

Com os resultados apresentados na Tabela 10 é novamente confirmado que o purificador comercial não atende aos padrões mínimos requeridos para desinfecção de água. Para o caso do emprego de lâmpadas de 6W na estrutura purificadora desenvolvida há uma inativação de 97% dos coliformes fecais, o que também não garantiria a ação de purificação completa, de acordo com os padrões NSF/ANSI 55-Classe A. Entretanto, considerado a origem e tipo de água selecionada para os testes, sem qualquer tratamento prévio e com

elevada carga de elementos patogênicos, ficou demonstrado que, para tal amostra, os microrganismos presentes na mesma requeriam Doses UV superiores aos 40mJ/cm².

Esta informação pode ser comprovada com os ensaios realizados com a água purificada pelo purificador proposto, quando o mesmo é equipado com lâmpadas de 8W, permitindo a obtenção de uma inativação completa, de 100%, dos coliformes fecais presentes na água.

Com estes resultados ficou demonstrado a eficiência e eficácia do Purificador desenvolvido, assim como, das metodologias propostas para ajuste de Doses de UV para garantir o atendimento das normas internacionais de maiores relevâncias para água potável de consumo humano.

9 CONCLUSÕES FINAIS E TRABALHOS FUTUROS

9.1 *Conclusões Finais*

Desenvolveu-se neste trabalho uma metodologia de projeto para ajuste de Dose de UV para processos de purificação de água, utilizando-se lâmpadas fluorescentes especiais T5 geradoras de UV, em câmaras de purificação com lâmpadas imersas e com escoamento forçado.

O projeto mecânico do purificador foi totalmente desenvolvido neste trabalho, obtendo-se uma estrutura capaz de se adaptar a diferentes tipos de lâmpadas (T5) geradoras de UV. Além disso, sendo uma estrutura modular apresenta grande facilidade na troca de peças e limpeza das mesmas.

O reator eletrônico desenvolvido consegue a maximização da vida útil das lâmpadas fluorescentes especiais, garantindo um pré-aquecimento adequado dos filamentos das lâmpadas e, operando-as muito próximo do ponto de potência nominal, na etapa de regime permanente, garante a máxima eficiência na produção de UV.

O estágio de entrada do reator projetado, com correção ativa do fator de potência, garante o atendimento da norma IEC 61000-3-2 para equipamentos Classe C, evitando a injeção de harmônicos na rede elétrica. Isso é verificado em uma faixa de operação de tensão de alimentação universal, onde, através do controle digital implementado para o retificador Flyback do estágio de entrada, garante-se a obtenção de um barramento CC regulado para o estágio de saída inversor, para a adequada operação do conjunto de lâmpadas fluorescentes.

Finalmente, demonstrou-se pelos ensaios realizados nas amostras de água purificadas que, o produto comercial é completamente inadequado para a ação germicida/bactericida necessária para o atendimento na ANSI/NSF 55 e que, para o atendimento pleno desta norma na classe A, o purificador proposto com lâmpadas fluorescente de 8W (4 lâmpadas em quatro câmaras em série de purificação) torna-se necessário.

9.2 *Trabalhos Futuros*

Propõe-se o desenvolvimento de análise mais detalhada para o comportamento hidráulico da estrutura purificadora, com a finalidade de obter uma melhor aproximação do tempo que experimenta uma partícula que se transporta através da água a ser purificada, na

coluna de purificação.

Estudo experimental do comportamento ótico da irradiação UV dentro das câmaras purificadoras, para assim poder verificar os resultados das simulações realizadas para determinação da Dose UV que inativa específicos microrganismos patogênicos.

Desenvolvimento de um circuito de condicionamento para monitorar o funcionamento correto das lâmpadas, procurando a implementação de uma malha de controle da corrente nos filtros ressonantes, em função da frequência, para garantir em todo momento que as lâmpadas trabalhem no ponto de potência nominal, mesmo sob ação de desgaste natural.

Integração do microcontrolador, o qual encontra-se em placa de desenvolvimento geral, com os outros estágios do reator eletrônico em uma única placa. Além disso, reduzir o tamanho da placa principal através do uso de componentes SMD.

REFERÊNCIAS

ALMEIDA, P. S. **Reatores eletrônicos baseados numa topologia de inversor não ressonante de chave única: aplicação em iluminação fluorescente tubular**. 2010. 93f. Monografia (Bacharelado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade de Juiz De Fora, Juiz De Fora, 2010.

ALVES, W. A.; CARVALHINHO, C. W. A questão do mercúrio em lâmpadas fluorescentes. **Química Nova na Escola**, São Paulo, v. 28, n. 3, p. 15-19, 2008. Disponível em: <<http://qnesc.sbq.org.br/online/qnesc28/04-QS-4006.pdf>>. Acesso em: 4 Abr. 2013.

AMERICAN_AIR_WATER. **UV facts**. [S.l.: s.n.], Estados Unidos, [200-]. Disponível em: <<http://www.americanairandwater.com/uv-facts/germicidal-uv.htm>>. Acesso em: 16 Abr. 2013.

BIRCA-GALATEANU, S. Buck-flyback DC-DC converter. **Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on**, Romania, v. 24, n. 6, p. 800-807, 1988. ISSN 0018-9251.

BISOGNO, F. E. **Topologia para iluminação fluorescente utilizando conversor boost push-pull integrado com um único interruptor**. 2001. 103f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade de Santa Maria, Santa Maria, 2001.

BOLTON, J. R. Light compendium: ultraviolet principles and applications. **Inter-American Photochemical Society Newsletter**, Canada, v. 22, n. 13, p. 19-46, Nov. 1999.

BOLTON, J. R. Calculation of ultraviolet fluence rate distributions in an annular reactor: significance of refraction and reflection. **ScienceDirect on Water Research**, Great Britain, v.34, n. 13, p. 3315-3324, Ago. 2000.

CANESIN, C.; BARBI, I. A novel single-phase zcs-pwm high-power-factor boost rectifier. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [S.l.], v. 14, n. 4, p. 629-635, 1999. ISSN 0885-8993.

CANESIN, C. A. **Fontes Chaveadas**, Apostila do professor, Ilha Solteira: FEIS-UNESP, 1996, 223 p.

CANESIN, C. A. **Modelação de conversores estáticos**, Apostila do professor, Ilha Solteira: FEIS-UNESP, 2006, 193 p.

CARDOSO, H.; MARQUES, R.; BRAGA, H. Parameter estimation for a new pspice fluorescent lamp model based on the exponential function. **IEEE International Symposium on Industrial Electronics**, Rio de Janeiro, v.1, 500-505, 2003.

CERVI, M.; SEIDEL, A.; BISOGNO, F.; PRADO, R. do. Fluorescent lamp model based on the equivalent resistance variation. **Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting**, Pittsburgh. [S.l.], 2002. v. 1, p. 680-684. ISSN 0197-2618.

COSTA, M. A. D. **Compensación de resonancias acústicas en lámparas de descarga en halogenuros metálicos por medio de onda cuadrada de baja frecuencia: caracterización de lámparas y propuesta de nuevas topologías de alimentación**. 2008. 125f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidad de Oviedo, Oviedo, 2008.

COSTA, M. A. D. A novel low-cost electronic ballast to supply metal halide lamps **Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 40th IAS Annual Meeting**, Hong Kong. 2005. v. 2, p. 1198–1204. ISSN 0197-2618.

COSTA, R. E. D. **Sistematização do projeto de reatores eletrônicos para alimentação de lâmpadas de vapor de sódio em alta pressão para iluminação pública**. 2009. 119f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade de Santa Maria, Santa Maria, 2009.

US ENVIRONMENTAL PROTECTION AGENCY - EPA. **Ultraviolet disinfection guidance manual for the final long term 2 enhanced surfasse water treatment rule**. [S.l.: s.n.], 2006. Disponível em: <http://www.epa.gov/ogwdw/disinfection/lt2/pdfs/guide_lt2_uvguidance.pdf>. Acesso em: 20 Abr. 2013.

US ENVIRONMENTAL PROTECTION AGENCY - EPA. **Water treatment manual: disinfection**. [S.l.; s.n.], 2012. Disponível em: <www.epa.gov/pubs/advice/drinkingwater/Disinfection2_web.pdf>. Acesso em: 20 Abr. 2013.

ERICKSON, R. W. **Fundamentals of power electronics**. 2. ed. Colorado: Springer Science & Business Media, 2000. 883 p.

DANIEL, L. (Coord.) **Métodos alternativos de desinfecção da Água**. São Carlos: Programa de Pesquisas em Saneamento Básico - PROSAB, 2001. 129 p.

GONÇALVES, R. (Coord.) **Desinfecção por irradiação ultravioleta**. Vitória: Programa de Pesquisas em Saneamento Básico PROSAB, 2003. 438 p.

LIU, D. **Numerical simulation of uv disinfection reactors: impact of fluence rate distribution and turbulence modeling**. 2004. 112 f. Tese (Doutorado em Engenharia Civil) - Department of Civil, Construction, and Environmental Engineering, North Carolina State University, Raleigh, 2004.

MADER, U.; HORN, P. A dynamic model for the electrical characteristics of fluorescent lamps. **Conference Record of the Industry Applications Conference. IAS Annual Meeting**, Houston, TX, USA. 1992. v.2, p. 1928–1934.

MARCHESAN, T. B. **Integração de conversores estáticos aplicados a sistemas de iluminação pública**. 2007. 196f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade de Santa Maria, Santa Maria, 2007.

MASSCHELEIN, W. J. **Ultraviolet light in water and wastewater sanitation**. United States: Lewis Publishers, 2002. v. 1, 174 p.

PEREIRA, B. **Desenvolvimento e ensaios de reatores para lâmpadas UV: purificação de água em ambientes residenciais e comerciais**. 2012. ...f. TCC (Bacharelado em Engenharia Elétrica) - Laboratório de Eletrônica de Potência, Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2012.

PHILIPS. **Final catalogue philips UV purification**. [S.l.: s.n.], 2010. Disponível em: <<http://www.lighting.philips.com/pwcli/main/applicationareas/assets/purification/Final%20catalogue%20Philips%20UV%20Purification%20march%202010.pdf>>. Acesso em: 16 Abr. 2013.

PULCINI, P. **Desinfecção de águas utilizando irradiação ultravioleta e fotocatalise heterogênea**. 2001. 130 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Civil) – Faculdade de Engenharia Civil, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2001.

QIAO, C.; SMEDLEY, K. A topology survey of single-stage power factor corrector with a boost type input-current-shaper. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Irvine, CA, USA, v. 16, n. 3, p. 360–368, 2001. ISSN 0885-8993.

RASHID, M. H. **Power electronics handbook**. United States: Academic Press, 2 ed. 2001. 895 p.

REICHELT_ELEKTRONIK. **C2000 Piccolo LaunchPad** [S.l.: s.n.], Alemanha, [200-]. Disponível em: <http://cdn-reichelt.de/bilder/web/xxl_ws/A300/TI_LAUNCHXL_01.png>. Acesso em: 16 Abr. 2013.

SEIDEL, A.; BISOGNO, F.; MARCHESAN, T.; PRADO, R. A practical comparison among high-power-factor electronic ballasts with similar ideas. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, n. 6, p. 1574–1583, 2005. ISSN 0093-9994.

SHATALOV, M.; SUN, W.; YANG, J.; HU, X.; BILENKO, Y.; GASKA, R.; MOE, C.; WRABACK, M. High power 245 nm deep uv leds. **Lasers and Electro-Optics CLEO and Quantum Electronics and Laser Science Conference QELS**, [S.l.: s.n.], San Jose, CA, 2010. p. 1–2.

SHUR, M.; GASKA, R. Deep-ultraviolet light-emitting diodes. **Electron Devices, IEEE Transactions on**, Troy, NY, USA, v. 57, n. 1, p. 12–25, 2010. ISSN 0018-9383.

SILVA, M. F. D. **Contribuição ao estudo de sistemas eletrônicos de baixo custo com alto fator de potência para acionamento de lâmpada fluorescente compacta**. 2000. 132f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade de Santa Maria, Santa Maria, 2000.

SILVA, S. S. D. **Aplicação de irradiação UV para desinfecção de efluente da associação de reator uasb e biofiltro aerado submerso**. 2007. 149 f. Dissertação (Mestrado em Hidráulica e Saneamento) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, SP, 2007.

SIMONETTI, D. L.; SEBASTIAN, J.; UCEDA, J. The discontinuous conduction mode sepic and cuk power factor preregulators: analysis and design. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 44, n. 5, p. 630–637, 1997. ISSN 0278-0046.

TECHNEAU. **Development of UV-LED disinfection**. [S.l.: s.n.], 2010. Disponível em: <<http://www.techneau.org/fileadmin/files/Publications/Publications/Deliverables/D2.5.13.pdf>>. Acesso em: 20 Abr. 2013.

TINÔCO, J. D. **Desinfecção por irradiação ultravioleta: estudo do desempenho do processo e avaliação econômica**. 2011. 229 f. Tese (Doutorado em Engenharia Hidráulica e Saneamento) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, SP, 2011.

VANA, N. **Modelling of UV disinfection reactors by means of computational fluid dynamics**. 2006. Tese (Doutorado) - Atomic Institute of the Austrian Universities, Vienna University of Technology, Viena, 2006.

WAKABAYASHI, F.; BRITO, M. de; FERREIRA, C.; CANESIN, C. Setting the preheating process of electronic ballasts for hot-cathode fluorescent lamps, considering the rh/rc ratio. **IEEE Industrial Conference On Electronics- IECON**, 32. Paris, [S.l.: s.n.], p. 2396–2401. 2006. ISSN 1553-572X.

WAKABAYASHI, F.; CANESIN, C. An improved design procedure for lcc resonant filter of dimmable electronic ballasts for fluorescent lamps, based on lamp model. **Industrial IEEE Industrial Conference On Electronics- IECON**, 29. Roanoke, [S.l.]. v. 3, p. 2596–2601. 2003.

WAKABAYASHI, F.; CANESIN, C. A new model for tubular fluorescent lamps operated at high frequencies for dimmable applications. **International Symposium on Industrial Electronics - ISIE**, 3. Rio de Janeiro, [S.l.]. v. 1, p. 490–494. 2003.

WAKABAYASHI, F.; CANESIN, C. Dimmable electronic ballast with high power factor sepic preregulator, for multiple tubular fluorescent lamps. **Power Electronics Specialists Conference - ISIE**, 35. Aachen, [S.l.]. v. 5, p. 4043–4049. 2004. ISSN 0275-9306.

WAKABAYASHI, F.; CANESIN, C. An improved design procedure for lcc resonant filter of dimmable electronic ballasts for fluorescent lamps, based on lamp model. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Ilha Solteira, v. 20, n. 5, p. 1186–1196, 2005. ISSN 0885-8993.

WATERFILTER.NET. **What are the benefits of ultraviolet water filters?** [S.l.: s.n.]. 2005. Disponível em: <<http://www.waterfilters.net/UltraViolet-Water-Filter-Systems.html>>. Acesso em: 16 Abr. 2013.

WRIGHT H. B.; CAIRNS, W. L. **Ultraviolet light**. Canada, 2004. Disponível em: <<http://www.bvsde.paho.org/bvsacg/i/fulltext/symposium/ponen10-.pdf>>. Acesso em: 4 Abr. 2013.

XU, C.; ZHAO, X.; RANGAIAH, G. Performance analysis of ultraviolet water disinfection reactors using computational fluid dynamics simulation. **Chemical Engineering Journal**, v. 221, p. 398 – 406, 2013. ISSN 1385-8947.