

MARLON JESUS ALBURQUEQUE VALDIVIA

**CONVERSOR RESSONANTE PARA GERAÇÃO DE
OZÔNIO APLICADO À ÁGUA DE PROCESSOS DE
HIGIENIZAÇÃO INDUSTRIAL, COM CONTROLE
DIGITAL**

Ilha Solteira
2019

MARLON JESUS ALBURQUEQUE VALDIVIA

**CONVERSOR RESSONANTE PARA GERAÇÃO DE
OZÔNIO APLICADO À ÁGUA DE PROCESSOS DE
HIGIENIZAÇÃO INDUSTRIAL, COM CONTROLE
DIGITAL**

Dissertação apresentada à Faculdade de
Engenharia do Câmpus de Ilha Solteira
- UNESP como parte dos requisitos
para obtenção do título de Mestre em
Engenharia Elétrica.
Especialidade: Automação.

Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin
Orientador

Ilha Solteira
2019

FICHA CATALOGRÁFICA
Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação

A345c Alburqueque Valdivia, Marlon Jesus.
Conversor ressonante para geração de ozônio aplicado à água de processos de higienização industrial, com controle digital / Marlon Jesus Alburqueque Valdivia. -- Ilha Solteira: [s.n.], 2019
168 f. : il.

Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2019

Orientador: Carlos Alberto Canesin
Inclui bibliografia

1. Geração de ozônio. 2. Conversor *Boost* "Flying Capacitor". 3. Inversor *Full-Bridge* ressonante com deslocamento de fase. 4. Comutação suave ou não dissipativa.


Raiane da Silva Santos



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA

Câmpus de Ilha Solteira

CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

TÍTULO DA DISSERTAÇÃO: Conversor ressonante para geração de ozônio aplicado à água de processos de higienização industrial, com controle Digital

AUTOR: MARLON JESUS ALBURQUEQUE VALDIVIA

ORIENTADOR: 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. FLÁVIO ALESSANDRO SERRÃO GONÇALVES
Departamento de Engenharia de Controle e Automação / Instituto de Ciência e Tecnologia de Sorocaba

Prof. Dr. JOSE LUIZ DE FREITAS VIEIRA
Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade Federal do Espírito Santo, UFES

Ilha Solteira, 05 de fevereiro de 2019

A Deus, senhor da minha salvação. Aos meus pais, Elisomiro e Maria, pela devoção na minha educação. Aos meus irmãos e sobrinho, Carlos, Leslie (André) e Gerson, pelo acompanhamento na minha vida. A meu amor, Liliana, pelo apoio nesta travessia.

AGRADECIMENTOS

Antes de tudo a Deus, já que sem ele eu não poderia fazer nada. Seja a honra, a glória e o poder ao Rei dos reis e Senhor dos senhores, Jesus Cristo.

A meu orientador, Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin, pelo apoio e orientação.

Ao professor Dr. Guilherme de Azevedo e Melo, pelas orientações e aulas ministradas que foram de grande ajuda.

Ao professor Dr. Rubén Romero Lázaro, pelo apoio e tempo dedicado em gerar esta oportunidade.

A meu companheiro Jhon Benites, pelo apoio, a brincadeira e a grande amizade.

A meus companheiros de morada, Ángel Galvez, Michael Ramos, Ronald Chavez e Richard Wilcamango, pelos bons e maus dias onde creceu nossa amizade.

A meu companheiro Luis De oro, pelo apoio no laboratório.

A meus companheiros peruanos, Joel Villavicencio, Marcos Meneses, Jeimis Leon, Raul Levano e demais, que foram parte de uma morada agradável aqui em Ilha solteira.

Aos docentes e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica e da Seção de Pós-graduação da FEIS/UNESP, pelos ensinamentos ministrados e sua cordialidade.

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001.

“Eis que o meu servo procederá com prudência; será exaltado, e elevado, e mui sublime.”

Isaías 52:13

RESUMO

No presente trabalho de dissertação, é analisado e desenvolvido um conversor ressonante com o objetivo de produzir ozônio, aplicado à água de processos de higienização industrial. Na atualidade, no ano de 2018, dois dos fatores de grande importância no desenvolvimento de conversores para geração de ozônio são: a eficiência energética, isto é, quanta energia é aproveitada em relação à energia total fornecida ao conversor, e a outra é a produção de ozônio fazendo uso dessa energia aproveitada. Os dois fatores não necessariamente estão relacionados, por exemplo, para dois conversores distintos com a mesma energia disponível, pode acontecer que em um deles possa ser produzidos maiores concentrações de ozônio com um menor aproveitamento de energia.

Portanto, este trabalho enfatiza a melhoria da eficiência energética na produção de ozônio, empregando comutação suave nas estruturas envolvidas do conversor ressonante proposto, o que resulta em uma eficiência energética de 91,57%. A estrutura do conversor proposto apresenta dois estágios em cascata, o primeiro deles, um conversor que é responsável por gerar um barramento CC estável de 400,5 V e que atende aos requisitos de fator de potência e distorção harmônica total com valores de 0,994 e 5,79 % (para a corrente de entrada), respectivamente, e o segundo, um inversor ressonante capaz de fornecer uma tensão de 4,4 kV com uma frequência de 10 kHz que atua como fonte de alimentação de um reator conformado por câmaras de descarga usadas em aplicações de geração de ozônio por descarga elétrica.

Naturalmente, informação relevante em relação ao ozônio, em termos de mecanismo de reação, toxicologia, geração e aplicações é apresentado com o objetivo de fornecer uma ideia da importância do ozônio na atualidade. Além disso, conceitos de comutação suave ou não dissipativa são apresentados bem como a análise detalhada em cada um dos estágios do conversor proposto, com o objetivo de garantir o funcionamento desejado envolvendo comutação suave. Resultados experimentais e de simulação são apresentados a fim de validar e verificar o estudo desenvolvido no presente trabalho de dissertação.

Palavras-chave: Geração de ozônio. Conversor *Boost* “*Flying Capacitor*”. Inversor *Full-Bridge* ressonante com deslocamento de fase. Comutação suave ou não dissipativa.

ABSTRACT

In the present dissertation, it is studied and developed a resonant converter in order to produce ozone, applied in water treatment for cleaning processes. Currently, in the year 2018, two of the factors of great importance in the development of converters for ozone generation are: energy efficiency, that is, how much energy is used in relation to the total energy supplied to the converter, and the other is the production of ozone making use of this energy harnessed. The two factors are not necessarily related, for example, for two different converters with the same energy available, it can happen that in one of them can be produced higher concentrations of ozone with a lower use of energy.

Therefore, this work emphasizes the improvement of energy efficiency in the production of ozone using soft switching in the involved structures of the proposed resonant converter, which results in an energy efficiency of 91.57%. The structure of the proposed converter has two stages in cascade, the first one, a converter that is responsible for generating a stable DC bus of 400.5 V and that meets the requirements of power factor and total harmonic distortion with values of 0.994 and 5.79% (for the input current), respectively, and the second, a resonant inverter capable of providing a voltage of 4.4 kV with a frequency of 10 kHz which acts as a power supply for a reactor formed by discharge chambers used in ozone generation applications by electric discharge.

Naturally, relevant ozone information in terms of reaction mechanism, toxicology, generation and applications is presented with the aim of providing an idea of the importance of ozone today. In addition, soft switching or non dissipative concepts are presented as well as the detailed analysis of each stage of the proposed converter, in order to ensure the desired operation involving soft switching. Experimental and simulation results are presented in order to validate and verify the study developed in the present dissertation.

Keywords: Ozone generation. Boost Flying Capacitor converter. Phase-shift Full-bridge inverter. Soft or non dissipative switching.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Estrutura da molécula de ozônio.	24
Figura 2 – Distribuição vertical de ozônio na atmosfera.	27
Figura 3 – Eletrolisador.	31
Figura 4 – Configuração do princípio básico de descarga de barreira dielétrica (DBD).	33
Figura 5 – Reator de descarga de barreira dielétrica de volume (VDBD).	36
Figura 6 – Reator de descarga de barreira dielétrica de superfície (SDBD).	37
Figura 7 – Modelo elétrico para o reator DBD.	38
Figura 8 – Modelo elétrico adotado para o reator DBD.	38
Figura 9 – Gerador de pulso de alta tensão baseado no conversor CC-CC <i>Boost</i> e na topologia Marx.	43
Figura 10 – Topologia do conversor <i>Flyback</i> para cada módulo de ponte H (esquerda), diagrama de blocos do inversor de ponte H em cascata de 24 níveis (direita).	44
Figura 11 – Estrutura do gerador de alta tensão com transformador elevador.	45
Figura 12 – Conversor para pulsos de alta tensão.	46
Figura 13 – Inversor <i>Full-Bridge</i> ressonante.	46
Figura 14 – Inversor <i>Full-Bridge</i> ressonante com retificador de filtro capacitivo.	47
Figura 15 – Inversor <i>Full-Bridge</i> ressonante com conversor <i>PFC Boost DCM</i> .	47
Figura 16 – Célula AASS.	48
Figura 17 – Configuração do sistema do conversor elevador de tensão.	49
Figura 18 – Eficiência em função da tensão de entrada.	50
Figura 19 – Eficiência em função da potência de saída.	51
Figura 20 – Perdas de comutação.	53
Figura 21 – Símbolo do circuito do <i>MOSFET</i> .	54

Figura 22 – Entrada em condução <i>ZVS</i> (acima), bloqueio <i>ZVS</i> (abaixo).	54
Figura 23 – Símbolo do circuito do <i>MOSFET</i> mais indutor série.	55
Figura 24 – Entrada em condução <i>ZCS</i> (acima), bloqueio <i>ZCS</i> (abaixo).	55
Figura 25 – Modelo elétrico de um transformador real.	56
Figura 26 – Modelo simplificado sem ramo de excitação do transformador.	56
Figura 27 – Formação do circuito tanque.	57
Figura 28 – Circuito tanque LCC.	58
Figura 29 – Bloqueio <i>ZCS</i> dos transistores da ponte inversora.	58
Figura 30 – Entrada em condução <i>ZVS</i> dos transistores da ponte inversora.	59
Figura 31 – Entrada em condução e bloqueio <i>ZVS</i> dos transistores da ponte inversora.	60
Figura 32 – Ozonizador comercial.	61
Figura 33 – Pulsos de alta tensão gerados pelo ozonizador comercial.	62
Figura 34 – Modelo elétrico do reator DBD incluindo seus valores.	63
Figura 35 – Transformador elevador de tensão.	64
Figura 36 – Modelo simplificado do transformador incluindo seus valores.	64
Figura 37 – Estrutura do inversor <i>Phase-Shift Full-Bridge</i> ressonante.	66
Figura 38 – Estágios de operação do inversor <i>Phase-Shift Full-Bridge</i> ressonante.	67
Figura 39 – Formas de onda em um período de chaveamento.	70
Figura 40 – Circuito simplificado do inversor <i>Phase-Shift Full-Bridge</i> ressonante.	71
Figura 41 – Eficiência η em função da frequência de operação.	77
Figura 42 – Tensão pico no secundário do transformador em função da frequência de operação.	79
Figura 43 – Corrente eficaz no primário do transformador em função da frequência de operação.	79
Figura 44 – Diagramas de Bode do circuito simplificado.	80
Figura 45 – Estrutura do conversor <i>PFC Boost “Flying Capacitor” CCM</i> .	82

Figura 46 – Formas de onda para V_{rec} e I_{Lin} em um período de rede e em um período de chaveamento.	84
Figura 47 – Formas de onda em um período de chaveamento.	85
Figura 48 – Estágios de operação do conversor <i>PFC Boost “Flying Capacitor” CCM</i> .	87
Figura 49 – Conversor <i>PFC Boost</i> .	88
Figura 50 – Curva característica da C_j em função de V_{Drev} do diodo BYG20J.	105
Figura 51 – Perdas gerais.	108
Figura 52 – Estrutura da malha de controle de corrente.	110
Figura 53 – Diagrama de blocos da malha de controle de corrente.	110
Figura 54 – Estágios do conversor <i>PFC Boost</i> incluindo perdas.	111
Figura 55 – Modulação <i>PWM</i> .	113
Figura 56 – Filtro anti-aliasing.	114
Figura 57 – Diagramas de Bode da malha de controle de corrente.	117
Figura 58 – Estrutura da malha de controle.	120
Figura 59 – Diagrama de blocos da malha de controle de tensão.	120
Figura 60 – Diagramas de Bode da malha de controle de tensão.	125
Figura 61 – Circuito do conversor <i>PFC Boost “Flying Capacitor” CCM</i> .	126
Figura 62 – Tensão e corrente de entrada.	127
Figura 63 – Harmônicos da corrente de entrada.	127
Figura 64 – Comparação gráfica dos harmônicos da corrente de entrada com a IEC 61000-3-2 classe D - Simulação.	128
Figura 65 – Tensão de saída.	129
Figura 66 – Degraus de carga.	129
Figura 67 – Tensões e correntes de interesse.	130
Figura 68 – Sinais de controle dos compensadores.	131
Figura 69 – Circuito do inversor <i>Phase-Shift Full-Bridge</i> ressonante.	131
Figura 70 – Tensão e corrente de entrada.	132

Figura 71 – Tensão e corrente no indutor série.	132
Figura 72 – Tensão nas câmaras de descarga, bem como a tensão e a corrente de carga.	133
Figura 73 – Tensões e correntes em cada braço.	134
Figura 74 – Tensões de comando dos transistores dos braços do inversor.	134
Figura 75 – PCB do conversor <i>PFC Boost “Flying Capacitor” CCM</i> .	135
Figura 76 – PCB do inversor <i>Phase-Shift Full-Bridge</i> ressonante.	135
Figura 77 – Protótipo do conversor <i>PFC Boost “Flying Capacitor” CCM</i> .	136
Figura 78 – Tensão e corrente de entrada.	137
Figura 79 – Comparação gráfica dos harmônicos da corrente de entrada com a IEC 61000-3-2 classe D - Experimental.	138
Figura 80 – Diferentes valores de potência na carga na carga.	139
Figura 81 – Esforço de tensão e comutação suave do transistor principal.	140
Figura 82 – Esforço de tensão e comutação suave do transistor secundário.	141
Figura 83 – Esforço de tensão no diodo principal, tensão no “ <i>Flying Capacitor</i> ” e corrente no indutor L_r .	142
Figura 84 – Corrente nos indutores L_{in} e L_r .	143
Figura 85 – Eficiência do conversor.	144
Figura 86 – Protótipo do conversor completo implementado.	145
Figura 87 – Tensão e corrente na entrada do inversor.	146
Figura 88 – Tensão e corrente de saída, bem como a tensão de carga.	147
Figura 89 – Tensão e corrente na entrada do inversor.	148
Figura 90 – Tensão e corrente no indutor série.	149
Figura 91 – Tensão no primário do transformador, bem como a tensão e a corrente de carga.	149
Figura 92 – Tensão nas câmaras de descarga.	150
Figura 93 – Tensões e correntes em cada braço.	151
Figura 94 – Protótipo implementado do gerador de ozônio desenvolvido.	152

Figura 95 – Kit utilizado no teste de PH.	152
Figura 96 – Reagente para verificação.	152
Figura 97 – Teste com reagente para 3 kV.	153
Figura 98 – Teste com reagente para 4 kV.	153
Figura 99 – Teste com reagente para 4,4 kV.	154
Figura 100 – Medição do PH para 3kV.	155
Figura 101 – Indutor de filtragem - Geometria (esquerda), modelo magnético (médio) e circuito equivalente (direita).	162
Figura 102 – Núcleo EE-65/33/13.	164
Figura 103 – Dados de medição de fio.	166
Figura 104 – Indutor L_s desenvolvido.	167

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Visão geral dos tipos de geração de ozônio, princípios de trabalho e campos de aplicação.	29
Tabela 2 – Principais parâmetros típicos dos processos em que o ozônio é gerado.	30
Tabela 3 – Especificação dos componentes passivos e semicondutores.	50
Tabela 4 – Comparações entre os conversores.	51
Tabela 5 – Testes elétricos no ozonizador comercial.	61
Tabela 6 – Proposta em relação ao ozonizador comercial.	62
Tabela 7 – Componentes passivos e semicondutores escolhidos - <i>Phase-Shift Full-Bridge</i> .	81
Tabela 8 – Equações para obtenção dos elementos passivos.	93
Tabela 9 – Equações para a escolha dos componentes semicondutores.	100
Tabela 10 – Dados de projeto do conversor <i>PFC Boost “Flying Capacitor” CCM</i> .	101
Tabela 11 – Valores obtidos para os componentes passivos.	101
Tabela 12 – Grandezas obtidas para a escolha dos componentes semicondutores.	103
Tabela 13 – Componentes passivos escolhidos para o conversor - <i>“Flying Capacitor”</i> .	105
Tabela 14 – Componentes semicondutores escolhidos para o conversor - <i>“Flying Capacitor”</i> .	105
Tabela 15 – Parâmetros do controle digital.	116
Tabela 16 – Comparação dos harmônicos da corrente de entrada com a IEC 61000-3-2 classe D - Simulação.	128
Tabela 17 – Comparação dos harmônicos da corrente de entrada com a IEC 61000-3-2 classe D - Experimental.	138
Tabela 18 – Semicondutores.	168
Tabela 19 – Capacitores.	168

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	22
1.1	MOTIVAÇÃO E PROPOSTA DA DISSERTAÇÃO	23
1.2	OZÔNIO O ₃	24
1.2.1	Mecanismo de Reação	25
1.2.2	Ozônio na atmosfera	26
1.2.3	Toxicologia	28
1.3	GERAÇÃO DE OZÔNIO	29
1.3.1	Fotoquímico	30
1.3.2	Química de radiação	30
1.3.3	Eletroquímica	31
1.3.4	Elétrico	32
1.3.5	Método adotado	33
1.4	APLICAÇÕES COM OZÔNIO	34
1.4.1	Ozônio em gás	34
1.4.2	Ozônio em líquido	34
1.4.3	Ozônio no tratamento de água potável	35
1.4.3.1	<i>Inativação microbiana por ozônio no tratamento de água potável</i>	35
1.5	CONVERSOR PARA GERAÇÃO DE OZÔNIO EM APLICAÇÕES DBD	36
1.5.1	Reator DBD	36
1.5.1.1	<i>Modelo elétrico do reator DBD</i>	37

1.5.2	Fonte de alimentação de entrada para o reator DBD	39
1.5.2.1	<i>Estudos base para a fonte de alimentação de entrada</i>	39
1.5.3	Gerador de alta tensão	43
1.5.3.1	<i>Inversor ressonante</i>	44
1.5.4	Conversores para gerar o barramento CC do gerador de alta tensão	47
1.5.4.1	<i>Conversor Boost “Flying Capacitor” e Conversor Boost com indutores acoplados</i>	48
1.5.4.2	<i>Comparação entre os conversores Boost “Flying Capacitor”, Boost com indutores acoplados e Boost no modo de condução descontínua</i>	49
1.6	COMUTAÇÃO SUAVE OU NÃO DISSIPATIVA	52
1.6.1	Comutação em tensão zero (ZVS) e comutação em corrente zero (ZCS)	54
1.6.2	Modelo do transformador elevador do gerador de alta tensão	56
1.6.3	Crítérios no circuito tanque para obter comutação suave	57
1.6.3.1	<i>ZCS no bloqueio dos transistores da ponte do inversor Full-Bridge ressonante</i>	58
1.6.3.2	<i>ZVS na entrada em condução dos transistores da ponte do inversor Full-Bridge ressonante</i>	59
1.6.3.3	<i>ZVS na entrada em condução e no bloqueio dos transistores da ponte do inversor Full-Bridge ressonante</i>	60
2	OZONIZADOR COMERCIAL, TESTES LABORATORIAIS E PROPOSTA	61
2.1	PULSOS GERADOS PELO OZONIZADOR COMERCIAL E PROPOSTA PARA O ESTÁGIO DE ENTRADA	62
2.2	TESTES LABORATORIAIS NAS CÂMARAS DE DESCARGA	63
2.3	TESTES LABORATORIAIS NO TRANSFORMADOR ELEVADOR	63
3	INVERSOR <i>FULL-BRIDGE</i> RESSONANTE COM DESLOCAMENTO DE FASE (<i>PHASE-SHIFT</i>)	65
3.1	ESTRUTURA	65

3.2	ESTÁGIOS DE OPERAÇÃO	65
3.2.1	Importância dos tempos mortos “t_{mrt}” na entrada em condução e no bloqueio dos transistores da ponte completa	69
3.3	FORMAS DE ONDA	69
3.4	EQUACIONAMENTO	71
3.4.1	Relação entre L_{tot}, C_s e ω_r	72
3.4.2	Ganho do circuito simplificado	72
3.4.3	Eficiência do circuito simplificado	74
3.5	ESTIMATIVAS PRELIMINARES	76
3.5.1	Eficiência	77
3.5.2	Níveis de tensão e corrente em função da potência de entrada e da frequência	78
<i>3.5.2.1</i>	<i>Níveis de tensão suportados pelo transformador elevador de tensão</i>	<i>78</i>
<i>3.5.2.2</i>	<i>Tensão na câmara de descarga e corrente no primário de transformador para 200 W de potência de entrada</i>	<i>78</i>
3.5.3	Determinação da indutância L_{tot}	80
3.5.4	Ganho em função da frequência de operação	80
<i>3.5.4.1</i>	<i>Exemplo de deslocamento de fase para uma frequência de operação de 10 kHz</i>	<i>81</i>
3.5.5	Escolha dos transistores do inversor	81
3.5.6	Parâmetros obtidos	81
4	CONVERSOR BOOST “FLYING CAPACITOR” NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA (CCM) E CORREÇÃO ATIVA DO FATOR DE POTÊNCIA (PFC)	82
4.1	ESTRUTURA	82
4.2	FORMAS DE ONDA	83
4.3	ESTÁGIOS DE OPERAÇÃO	83

4.4	EQUACIONAMENTO DOS COMPONENTES PASSIVOS	87
4.4.1	Indutância L_{in}	89
4.4.2	Resistência R_o	90
4.4.3	Capacitância C_o	90
4.4.4	Indutância L_r	92
4.4.5	Capacitância C_{fly}	92
4.4.6	Resumo do equacionamento	93
4.5	EQUACIONAMENTO DOS COMPONENTES SEMICONDUTORES	94
4.5.1	Transistor Q_{pri}	94
4.5.1.1	<i>Tensão Dreno-Fonte $V_{Q_{pri} ds}$</i>	94
4.5.1.2	<i>Corrente média $I_{Q_{pri} med}$</i>	94
4.5.1.3	<i>Corrente eficaz $I_{Q_{pri} ef}$</i>	95
4.5.1.4	<i>Corrente pico $I_{Q_{pri} pico}$</i>	95
4.5.2	Transistor Q_{sec}	96
4.5.2.1	<i>Tensão Dreno-Fonte $V_{Q_{sec} ds}$</i>	96
4.5.2.2	<i>Corrente média $I_{Q_{sec} med}$</i>	96
4.5.2.3	<i>Corrente eficaz $I_{Q_{sec} ef}$</i>	96
4.5.2.4	<i>Corrente pico $I_{Q_{sec} pico}$</i>	97
4.5.3	Diodo D	97
4.5.3.1	<i>Tensão reversa V_{Drev}</i>	97
4.5.3.2	<i>Corrente média I_{Dmed}</i>	98
4.5.3.3	<i>Corrente eficaz I_{Def}</i>	98
4.5.3.4	<i>Corrente pico I_{Dpico}</i>	99
4.5.4	Diodo D_2 e D_3	99

4.5.4.1	<i>Tensão reversa $V_{D_{2rev}}$ e $V_{D_{3rev}}$</i>	99
4.5.4.2	<i>Corrente média $I_{D_{2med}}$, eficaz $I_{D_{2ef}}$ e pico $I_{D_{2pico}}$</i>	99
4.5.4.3	<i>Corrente média $I_{D_{3med}}$, eficaz $I_{D_{3ef}}$ e pico $I_{D_{3pico}}$</i>	100
4.5.5	Resumo do equacionamento	100
4.6	DADOS DO PROJETO E CONSIDERAÇÕES	101
4.7	ESCOLHA DOS COMPONENTES	101
4.7.1	Componentes passivos	101
4.7.1.1	<i>Indutores L_{in} e L_r</i>	102
4.7.1.2	<i>Capacitor C_o</i>	102
4.7.1.3	<i>Capacitor C_{fly}</i>	102
4.7.2	Componentes semicondutores	103
4.7.2.1	<i>Transistor MOSFET Q_{pri}</i>	103
4.7.2.2	<i>Transistor IGBT Q_{sec}</i>	104
4.7.2.3	<i>Diodos SMD D, D_2 e D_3</i>	104
4.7.3	Resumo da escolha	105
4.7.3.1	<i>Componentes passivos e semicondutores, incluindo as perdas</i>	105
4.8	ESTIMAÇÃO DE PERDAS	106
4.8.1	Componentes passivos	106
4.8.1.1	<i>Indutância L_{in}</i>	106
4.8.1.2	<i>Capacitância C_o</i>	106
4.8.2	Componentes semicondutores	107
4.8.2.1	<i>Transistor Q_{pri}</i>	107
4.8.2.2	<i>Transistor Q_{sec}</i>	107

4.8.2.3	<i>Diodos D, D_2 e D_3</i>	107
4.8.2.4	<i>Diodos D_{rec}</i>	108
4.9	CONTROLE DIGITAL	109
4.9.1	Controle de corrente	109
4.9.1.1	<i>Função de transferência $H_{pi}(s)$</i>	109
4.9.1.2	<i>Ganho G_{PWM}</i>	113
4.9.1.3	<i>Função de transferência $H_{fa}(s)$</i>	113
4.9.1.4	<i>Função de transferência $H_{oh}(s)$</i>	114
4.9.1.5	<i>Ganho G_{ad}</i>	114
4.9.1.6	<i>Função de transferência $H_c(s)$</i>	114
4.9.1.7	<i>Ganho $G_{V_{rec}}$</i>	118
4.9.2	Controle de tensão	119
4.9.2.1	<i>Função de transferência $H_{pv}(s)$</i>	119
4.9.2.2	<i>Ganho G</i>	121
4.9.2.3	<i>Função de transferência $H_t(s)$</i>	122
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	126
5.1	CONVERSOR <i>PFC BOOST “FLYING CAPACITOR” CCM</i>	126
5.1.1	Tensão e corrente de entrada	126
5.1.1.1	<i>Harmônicos da corrente de entrada</i>	127
5.1.2	Tensão de saída	129
5.1.3	Principais formas de onda de interesse	130
5.1.4	Eficiência do conversor em simulação	131
5.2	INVERSOR <i>PHASE-SHIFT FULL-BRIDGE</i> RESSONANTE	131

5.2.1	Formas de onda de entrada no inversor	132
5.2.2	Fornas de onda no indutor série	132
5.2.3	Formas de onda na carga e nas câmaras de descarga	133
5.2.4	Comutação suave nos transistores	133
5.2.5	Eficiência do inversor em simulação	134
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	135
6.1	CONVERSOR <i>PFC BOOST</i> “<i>FLYING CAPACITOR</i>” <i>CCM</i>	136
6.1.1	Formas de onda na entrada do conversor	137
<i>6.1.1.1</i>	<i>Corrente de entrada para diferentes valores de potência na carga</i>	<i>139</i>
6.1.2	Principais formas de onda de interesse	140
<i>6.1.2.1</i>	<i>Transistor principal</i>	<i>140</i>
<i>6.1.2.2</i>	<i>Transistor secundário</i>	<i>141</i>
<i>6.1.2.3</i>	<i>Diodo principal e “Flying Capacitor”</i>	<i>142</i>
<i>6.1.2.4</i>	<i>Corrente nos indutores L_{in} e L_r</i>	<i>143</i>
6.1.3	Eficiência experimental obtida do conversor	144
6.2	INVERSOR <i>PHASE-SHIFT FULL-BRIDGE</i> RESSONANTE	145
6.2.1	Resultados para carga equivalente	145
<i>6.2.1.1</i>	<i>Formas de onda na entrada do inversor</i>	<i>146</i>
<i>6.2.1.2</i>	<i>Formas de onda de saída no inversor e potência ativa de saída</i>	<i>147</i>
6.2.2	Resultados com transformador elevador de tensão e câmaras de descarga	148
<i>6.2.2.1</i>	<i>Formas de onda de entrada no inversor</i>	<i>148</i>
<i>6.2.2.2</i>	<i>Fornas de onda no indutor série</i>	<i>148</i>
<i>6.2.2.3</i>	<i>Formas de onda na carga e no primário do transformador</i>	<i>148</i>

6.2.2.4	<i>Tensão nas câmaras de descarga</i>	150
6.2.2.5	<i>Comutação suave nos transistores</i>	150
6.2.3	Eficiência experimental obtida do inversor	150
6.3	GERAÇÃO DE OZÔNIO	151
6.3.1	Resultados da geração de ozônio	153
6.3.2	Resultados de PH	154
7	CONCLUSÕES	156
	REFERÊNCIAS	158
	APÊNDICE A – PROJETO DO NÚCLEO DOS INDUTORES E DETALHE DOS COMPONENTES	161
A.1	METODOLOGIA DE PROJETO	161
A.1.1	Litz	162
A.1.2	Indutor L_{in} para o conversor PFC Boost “Flying Capacitor” CCM	162
A.1.2.1	<i>Tamanho do núcleo</i>	163
A.1.2.2	<i>Comprimento do entreferro</i>	164
A.1.2.3	<i>Número de voltas</i>	165
A.1.2.4	<i>Avaliar o tamanho do fio</i>	165
A.1.2.5	<i>Resistência do enrolamento</i>	165
A.1.2.6	<i>Resumo</i>	166
A.1.3	Indutor L_r para o conversor PFC Boost “Flying Capacitor” CCM	166
A.1.4	Indutor L_s para o inversor Phase-Shift Full-Bridge ressonante	166
A.2	DETALHE DOS COMPONENTES	167

1 INTRODUÇÃO

O ozônio (O_3) é um composto químico industrialmente conhecido como um ótimo desinfetante, desodorante e oxidante. Ele tem propriedades bactericidas e fungicidas, sendo usado para remoção de bactérias e insetos em alimentos ou grãos, higienizar piscinas, auxiliar em tratamentos de superfícies plásticas, etc. Tudo isso faz que tenha muitas aplicações científicas, médicas e industriais, com o tratamento de água para processos de higienização como uma de suas aplicações mais populares, onde o cloro e o fluor são substituídos pelo ozônio. Tradicionalmente nos processos de higienização e limpeza de equipamentos (na indústria de alimentação humana), são utilizados componentes químicos que podem resultar em graves problemas para a saúde humana, dada a persistência de resíduos destes materiais, mesmo após um intenso processo de lavagem, portanto, o ozônio é utilizado como poderosa alternativa onde a descontaminação é necessária (WEI et al., 2017).

O ozônio é uma modificação do oxigênio molecular a três átomos de oxigênio, que pode ser produzido a partir do ar, oxigênio puro ou água. Várias fontes de energia podem ser empregadas para esse fim, fazendo uso de métodos que diferem em seus princípios de funcionamento, por exemplo, os menos importantes que dificilmente podem ser encontrados em campos de aplicação: fotoquímico, radiação e térmico, bem como os mais importantes e usados na indústria: por descarga elétrica e por eletrólise. Dos dois mais importantes, o mais difundido é a descarga elétrica fazendo uso de ar ou oxigênio como gás de alimentação, em especial os geradores de descarga de barreira dielétrica (DBD), que na atualidade são muito utilizados em aplicações de água, desde pequenos laboratórios até grande escala industrial (GOTTSCHALK; SAUPE; LIBRA, 2010).

Pesquisas e estudos recentes, mostram o amplo uso de reatores de descarga de barreira dielétrica (DBD) para a produção de ozônio em substituição aos processos químicos tradicionais, procurando melhorar a eficiência energética e a produção de ozônio, isso comparando formas de tensão aplicada, incluindo uma análise na amplitude, na duração (largura de pulso), na frequência e na dependência da carga, fazendo uso de diferentes topologias de conversores, inversores e ferramentas de engenharia. Obtendo-se bons resultados que faz à produção de ozônio ser economicamente viável em muitas aplicações, bem como uma melhora a nível de proteção da saúde humana (NASSOUR et al., 2018; KOÁEK; JAKUBOWSKI; BALCERAK, 2017).

Neste contexto, o uso de conversores ressonantes com comutação suave, que reduzem as perdas de comutação, e portanto, que podem melhorar a eficiência e outros fatores, fazem parte importante deste mundo de produção artificial de ozônio (ZHAO; WANG; HURLEY, 2017; ZHAO et al., 2016).

1.1 MOTIVAÇÃO E PROPOSTA DA DISSERTAÇÃO

A partir do estudo do trabalho realizado por Baena (2014) e Kinnares e Hothongkham (2010), nasceu o sentimento e a necessidade de fazer um análise da eficiência energética no processo de geração de ozônio empregando conversores como fonte de alimentação, a fim de obter melhores valores de eficiência energética.

Em adição, nasceu a ideia do emprego de um estágio conversor de entrada, que atenda determinados critérios enquanto a fator de potência e conteúdo harmônico e, que possa melhorar a eficiência energética ainda mais.

A proposta e objetivo principal deste trabalho é a melhoria da eficiência energética no processo de geração de ozônio, empregando o conceito de comutação não dissipativa, análise de eficiência e da escolha de um adequado ponto de trabalho para o conversor proposto, sendo capaz de fornecer uma fonte de alimentação adequada em processos de geração de ozônio.

Como objetivo secundário, a melhora na produção de ozônio (concentração de ozônio) com o conversor proposto.

Os objetivos foram realizados e estão apresentados nesta dissertação descritos da seguinte forma:

- Capítulo 1: Apresentação de informação relevante sobre o ozônio, sua geração e aplicações. Abordagem de conversores para geração de ozônio e abordagem da comutação suave ou não dissipativa.

- Capítulo 2: Descrição do ozonizador comercial, testes laboratoriais e proposta para o estágio conversor de entrada em função do fator de potência.

- Capítulo 3: Descrição detalhada do inversor proposto, com o objetivo de obter um ponto de trabalho adequado em função da potência de entrada e da frequência de operação.

- Capítulo 4: Levando em consideração o conhecimento da potência de entrada para o inversor, é descrito em detalhes o conversor proposto ao redor dessa potência, cujo objetivo foi de fornecer um barramento CC estável e que atenda os requisitos descritos no capítulo 2.

- Capítulo 5: Empregando o simulador *PSIM*, foram realizadas simulações com o objetivo

de validar e verificar os estudos descritos nos capítulos 3 e 4.

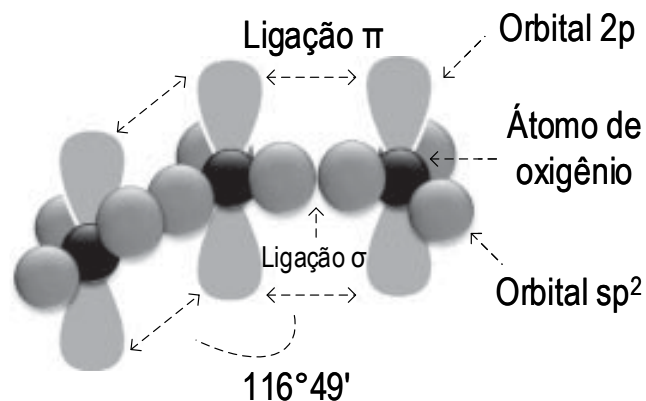
– Finalmente no capítulo 6, são apresentados os resultados experimentais do conversor desenvolvido.

1.2 OZÔNIO O₃

O ozônio (O₃) é uma forma de oxigênio, é um gás que possui um odor pungente característico e detectável desde 0,01 ppm (1 ppm = 2 mgm⁻³ a 20 °C e 101,3 kPa). Em temperaturas normais, o ozônio puro é um gás azul-claro que tem um peso de mais ou menos 1,6 vezes o peso do ar [densidade = 2,14 g/l a 0 °C e 101,3 kPa (1 atm)], que pode ser condensado para um líquido azul índigo (-111,9 °C), que congela a um sólido azul profundo (-192,5 °C). A solubilidade de ozônio gasoso à pressão atmosférica e para 0 °C é de 1,1 g/l de H₂O (SCH, 2007).

A molécula de ozônio consiste em três átomos de oxigênio, na camada de valência de cada átomo de oxigênio estão dois elétrons desemparelhados, cada um ocupando um orbital 2p. Isso significa que durante a sua formação, três átomos de oxigênio são combinados, com o oxigênio central rearranjado em um plano sp² dos 2s e dois orbitais atômicos de 2p da banda de valência. Com este rearranjo, os três novos orbitais híbridos sp² formam um triângulo com um núcleo de oxigênio no centro, isto é, com um ângulo de 116° 49' que foi estabelecido por espectroscopia de microondas, veja isto na Figura 1. O comprimento de ligação da molécula de ozônio (0,1278 nm) é intermediário ao de uma ligação de oxigênio simples e duplo, correspondendo a uma ordem de ligação de 1,7. O ozônio é diamagnético com simetria C_{2v} e possui um baixo momento dipolar de 1,77·10⁻³⁰ C·m (GREENE; GÜZEL-SEYDIM; SEYDIM, 2012; SCH, 2007).

Figura 1 – Estrutura da molécula de ozônio.



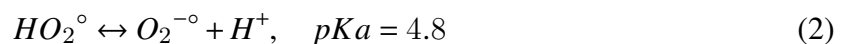
Fonte: Adaptado de Greene, Güzel-Seydim e Seydim (2012).

1.2.1 Mecanismo de Reação

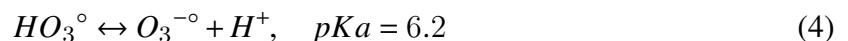
Para colocar o ozônio em contato com uma substância alvo na fase aquosa, ele deve primeiro ser transferido para a água usando um reator gás-líquido. A reação subsequente não é direta, pois muitas reações químicas podem ocorrer simultaneamente. O ozônio pode reagir com substâncias de duas maneiras diferentes, direta e indireta. Estas duas vias de reação levam a diferentes produtos de oxidação e são controladas por diferentes tipos de cinética (GOTTSCHALK; SAUPE; LIBRA, 2010).

Reação indireta: O ozônio é desintegrado em radicais OH (moléculas com um elétron desemparelhado), os quais tem curta vida e um potencial de oxidação ainda mais forte que o ozônio, sendo na maioria altamente instáveis, sofrendo imediatamente uma reação com outras moléculas a fim de recuperar o elétron perdido. Uma reação indireta pode ocorrer de acordo com o seguinte modelo de processo (GREENE; GÜZEL-SEYDIM; SEYDIM, 2012):

Iniciação: A primeira reação que ocorre é a rápida decomposição do ozônio por um tipo de iniciador, que pode ser uma molécula de OH. A reação entre os íons de hidróxido e ozônio leva à formação de um ânion $O_2^{\cdot-}$ e um radical HO_2° , os quais estão em equilíbrio:



Reação em cadeia de radicais: O ânion superóxido $O_2^{\cdot-}$ então reage com o ozônio para formar um ânion ozonídeo $O_3^{\cdot-}$, este decompõe-se imediatamente via trióxido de hidrogênio HO_3° para um radical OH:



O OH° pode reagir com o ozônio da seguinte maneira:



A formação de radicais HO_2° pode então iniciar a reação novamente, gerando uma reação em cadeia que é mantida pelos promotores (substâncias que transformam os radicais OH em radicais $O_2^{\cdot-}$).

Terminação: Apanhadores radicais, como CO_3^{2-} e HCO_3^- que reagem com radicais OH para formar radicais secundários que não produzem radicais superóxido, terminam a reação em cadeia e inibem o decaimento do ozônio. Outro exemplo de terminação é a reação de dois radicais:



Nas equações apresentadas, tem-se que:

- pKa é o logaritmo de base 10 negativo da constante de dissociação ácida (Ka) de uma solução.
- X° ao lado da estrutura química representa um elétron desemparelhado.

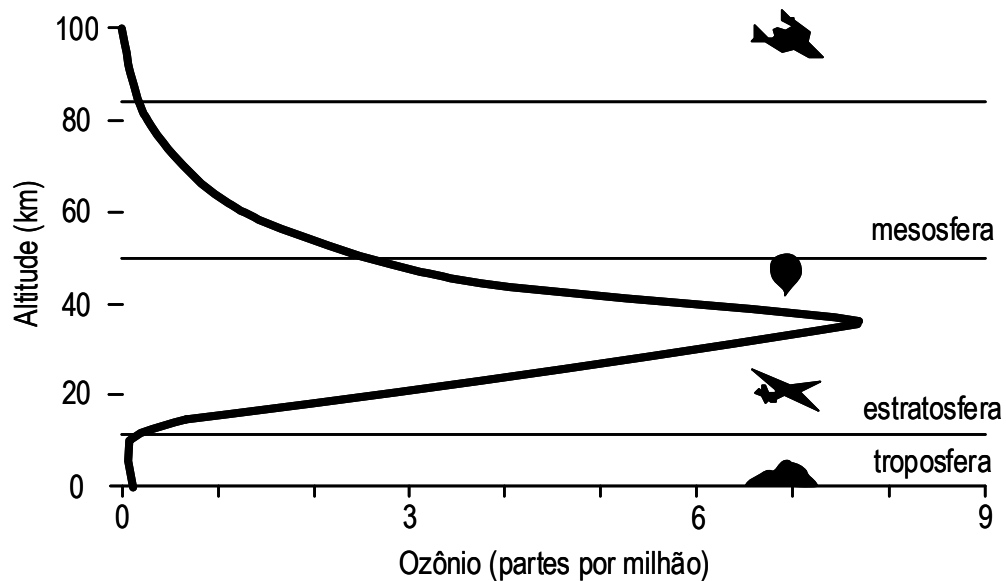
Reação direta: A oxidação direta ($\text{M} + \text{O}_3$) entre os componentes orgânicos e o ozônio se faz seletivamente com constantes de velocidade de reação lenta. Em geral, o ozônio reage mais rapidamente com os contaminantes orgânicos da água quanto maior seja a sua densidade eletrônica, isto é, seu grau de nucleofilia. O ozônio reagirá mais rapidamente com certos tipos de compostos aromáticos e alifáticos, por exemplo, aqueles que transportam substituintes que fornecem elétrons como os grupos hidroxila ou amina. Se não houver tal substituinte, a taxa de ozonização é muito mais lenta (GOTTSCHALK; SAUPE; LIBRA, 2010).

1.2.2 Ozônio na atmosfera

O ozônio está presente tanto na atmosfera superior da terra quanto no nível do solo. O ozônio pode ser bom ou ruim, dependendo de sua localização. O ozônio bom é o estratosférico, que está presente naturalmente na atmosfera superior, onde forma uma camada protetora que evita os nocivos raios ultravioletas do sol. Este ozônio benéfico foi parcialmente destruído por produtos químicos artificiais, causando o que às vezes é chamado de “buraco no ozônio”, o qual está diminuindo atualmente. O ozônio ruim é o troposférico, ou ao nível do solo, não é emitido diretamente no ar, mas é criado por reações químicas entre óxidos de nitrogênio (NO_x) e compostos orgânicos voláteis (COV). Acontecendo quando poluentes emitidos por carros, caldeiras industriais, refinarias, fábricas de produtos químicos, etc, reagem quimicamente na presença da luz solar. O ozônio no nível do solo é um poluente atmosférico nocivo, devido aos seus efeitos sobre as pessoas e o meio ambiente, sendo o principal ingrediente do chamado “smog” (US EPA, 2017).

Na Figura 2, é apresentada a distribuição vertical de ozônio na atmosfera. Observando-se uma maior concentração na estratosfera, a 40 km aproximadamente.

Figura 2 – Distribuição vertical de ozônio na atmosfera.



Fonte: Adaptado de US EPA (2017).

Ozônio estratosférico: A estratosfera se estende desde 10 km até 50 km, onde o ozônio é um consituente menor, no entanto, importante. A sua concentração máxima é de 10 ppmv a 35 km e sua variação de temperatura vai desde $-58,15\text{ }^{\circ}\text{C}$ a 15 km até $-3,15\text{ }^{\circ}\text{C}$ a 50 km. O ozônio ajuda ao oxigênio na absorção de luz da radiação solar, o qual protege a superfície da terra (SCH, 2007).

Na estratosfera, o ozônio é naturalmente formado pela fotólise do oxigênio molecular (através de radiação solar UV) e a subsequente recombinação química de átomos de oxigênio produzidos com as moléculas de oxigênio circundantes (GODIN-BEEKMANN, 2017).

Ozônio troposférico: É a região da atmosfera que se estende até 15 km. A troposfera contém pequenas quantidades de ozônio. Como na estratosfera, o ozônio troposférico é formado a partir da recombinação de um átomo de oxigênio com uma molécula de oxigênio. A principal fonte de átomos de oxigênio é a fotólise do dióxido de nitrogênio (NO_2) (através da radiação solar visível). O ozônio também pode ser formado por oxidação fotoquímica de CO e hidrocarbonetos catalisados por HO_x , ($\text{HO} + \text{HO}_2$) e NO_x ($\text{NO} + \text{NO}_2$). O ozônio é rapidamente destruído por deposição no solo ou por meio de reações envolvendo vapor de água ou radiação UV com comprimento de onda maior que 320 nm (GODIN-BEEKMANN, 2017; SCH, 2007).

O ozônio troposférico (ao nível solo) pode ser muito ruim para a saúde, é por isso que na seguinte subseção, será apresentado um resumo da toxicologia do ozônio.

1.2.3 Toxicologia

A toxicologia estuda os efeitos adversos de substâncias em organismos vivos, que precisa diferenciar entre as vias de exposição e o tipo de composto a ser examinado, a exposição pode ocorrer com ozônio no gás, ozônio no líquido ou por subprodutos formados por reações de ozônio (GOTTSCHALK; SAUPE; LIBRA, 2010).

– Ozônio no gás: é altamente tóxico, sendo as vias de entrada para o homem a inalação, pele e olhos. Por inalação e dependendo das concentrações de ozônio, é possível ter efeitos agudos, por exemplo, concentrações de alguns décimos de ppm podem gerar dor de cabeça, muco, secura de garganta e tosse (0,02 ppm). Exposição a concentrações mais altas pode produzir um edema pulmonar retardado, sensação de pressão subesternal, constrição ou opressão, ácido na boca e anorexia. Exposições mais graves produziram sensação de choque, taquicardia, diminuição da pressão arterial, dor torácica severa e dor generalizada no corpo. Exposições crônicas podem gerar asma, alergias, distúrbios respiratórios, tumorgênicos, danos genéticos até ter potencial carcinogênico. Estima-se que 50 ppm por 30 min seria fatal. Falando de pele, o ozônio pode irritar, gerar queimaduras e congelamento. Falando de olhos, as pessoas expostas podem sentir irritação acima de 0,1 ppm.

– Ozônio em líquido: Não há dados de perigo na saúde disponíveis e não existem limites no local de trabalho para o ozônio líquido. A água ozonizada em altas concentrações pode causar irritação nos olhos e na pele. Existem dados de testes em animais, no entanto, não foi possível na maioria desses testes, diferenciar se tais efeitos foram produzidos pelo ozônio ou seus subprodutos. Além disso, o ozônio em líquido tem um odor forte e deve sempre ser usado em tubulações e vasos fechados.

– Subprodutos: O ozônio é altamente reativo e pode oxidar compostos direta ou indiretamente, de modo que uma infinidade de subprodutos pode ser produzida, por exemplo, aqueles produzidos por reações na água, que podem estar presentes em aplicações como desinfecção de piscinas, processamento de alimentos e reutilização de água residual.

O dilema dos desinfetantes químicos é que, para atingir o objetivo de desativar os microrganismos, eles devem ser compostos altamente reativos. Isso traz consigo a desvantagem de reagir com a maioria dos elementos orgânicos e muitos dos elementos inorgânicos na água, produzindo subprodutos que podem ser prejudiciais. Na atualidade, no ano de 2018, em alguns países, os mandatos legais de um resíduo de cloro na rede de distribuição de água potável exigem o uso de desinfetantes contendo cloro como etapa final, embora o ozônio possa ser usado como o principal processo de desinfecção (GOTTSCHALK; SAUPE; LIBRA, 2010).

1.3 GERAÇÃO DE OZÔNIO

O ozônio pode ser gerado a partir do ar, oxigênio puro ou água, aplicando algum tipo de energia. Se o ar ou oxigênio puro fossem a fonte de oxigênio, seria necessária a energia para dividir a molécula de oxigênio em dois átomos de oxigênio, os quais vão a se combinar com as moléculas restantes de oxigênio que não foram divididas. Por outro lado, se a água fosse a fonte, a energia teria que liberar átomos de oxigênio da água para que possam se combinar com moléculas de oxigênio ou com moléculas de ozônio. Na Tabela 1, tem-se um resumo dos métodos com seus diferentes princípios de funcionamento e as fontes de ozônio envolvidas (GOTTSCHALK; SAUPE; LIBRA, 2010).

Tabela 1 – Visão geral dos tipos de geração de ozônio, princípios de trabalho e campos de aplicação.

		Princípio de trabalho	Fonte de ozônio	Campo de aplicação
	Elétrico	Descarga elétrica (ED)	Ar ou O ₂	Padrão comum, desde laboratório até grande escala industrial
Método de geração de ozônio	Eletroquímica	Eletrólise (EL)	Água (altamente purificada)	Predominante em aplicações de água pura, laboratório de pequena escala industrial
	Fotoquímico ($\lambda < 185$ nm)	Raios UV (curto λ), Irradiação (abstração de elétrons)	O ₂ (ar), água (qualidade da água potável ou altamente purificada)	Raramente, apenas experimental
	Química de radiação	Raios X radioativos, raios gamma	Água (altamente purificada)	Raramente, apenas experimental
	Térmico	Ionização de arco de luz	Água	Raramente, apenas experimental

Fonte: Adaptado de Gottschalk, Saupe e Libra (2010).

Na Tabela 2, tem-se os valores típicos das concentrações de ozônio e de seus valores de gasto energético específico para alguns dos métodos apresentados na Tabela 1 (PUSHKAREV; PUSHKAREVA; GRIGORIEV, 2016).

Tabela 2 – Principais parâmetros típicos dos processos em que o ozônio é gerado.

		Concentração de ozônio típico (wt%)	Gasto energético específico típico (Wh/g de O ₃)
Método de geração	Elétrico	0,5-4 (Ar)	15-20
		4-15 (O ₂)	4-20
	Eletroquímica	15-40	50-175
	Fotoquímico ($\lambda < 185$ nm)	0,01-0,2	20-300

Fonte: Adaptado de Pushkarev, Pushkareva e Grigoriev (2016).

1.3.1 Fotoquímico

O espectro eletromagnético inclui radiação conhecida, por exemplo: microondas, luz visível, raios UV, raios X, raios gamma, etc. Os raios UV possuem um comprimento de onda maior em comparação com os raios X e gamma, esse comprimento vai desde 100 nm até 400 nm da região espectral, onde duas regiões podem ser extraídas, as chamadas vácuo-UV (100-200 nm) e UVC (200-280 nm). Dentro do processo de geração de ozônio mediante radiação, os fótons devem ter uma energia de pelo menos 5,115 eV para dividir a molécula de oxigênio ou liberar átomos de oxigênio na água. Essa energia corresponde a fótons com comprimento de onda de 242,4 nm ou menor. Portanto, só as regiões vácuo-UV e UVC fazem parte deste princípio de trabalho (GOTTSCHALK; SAUPE; LIBRA, 2010).

Na fotoquímica, normalmente são realizados experimentos com interesse em ter uma visão e entendimento da formação de ozônio na atmosfera, já que é de grande importância estabelecer modelos para vincular as emissões e concentrações ambientais de ozônio em uma determinada região de interesse. WANG, QIU e CHEN (2014) mostram em seus experimentos que a formação de ozônio numa área de interesse é limitada por fatores meteorológicos. Outros, fazem estudos em aplicações que requerem a geração de apenas concentrações muito baixas de ozônio, por exemplo, em aplicações com lâmpadas de xênonio [Xenon Excimer Lamps ($\lambda = 172$ nm)], obtendo melhoras na eficiência de produção de luz nas lâmpadas, geração limpa de ozônio e a não formação de subprodutos venenosos como o NO_x (SALVERMOSER; MURNICK; KOGELSCHATZ, 2008).

1.3.2 Química de radiação

Irradiação de alta energia de oxigênio por raios radioativos pode promover a formação de ozônio. Embora tenham sido obtidos rendimentos elevados sob condições específicas utilizando

oxigênio, os melhores resultados de um fluxo de ar através do sistema à pressão atmosférica tem sido de 3-4 mg/m³. Este processo está cheio de complicações na filtragem de isótopos prejudiciais e não é visto com potencial uso em aplicações comerciais (SMITH, 2011).

Os seguintes dois métodos de produção de ozônio, elétrico e eletroquímico, são os únicos de importância prática tanto em aplicações de laboratório como em escala industrial.

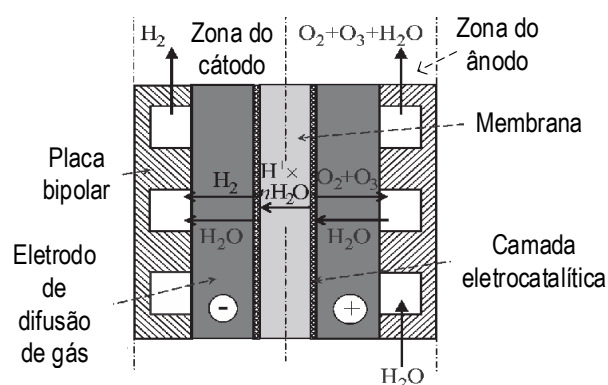
1.3.3 Eletroquímica

Principalmente, o ozônio pode ser gerado a partir da eletrólise da água empregando materiais anódicos com alto potencial de evolução de oxigênio (por exemplo, grafite, carbono vítreo e ligas de chumbo) através do mecanismo de transferência de seis elétrons conforme (9), com potencial redox padrão de 1,51 V. De fato, como o potencial redox padrão para a oxidação da água em oxigênio é de 1,23 V (menor do que para o ozônio), o oxigênio molecular pode ser produzido simultaneamente com a geração de ozônio conforme (10) (WEI et al., 2017).

A geração eletroquímica do ozônio tem vantagens, incluindo: operação em baixa tensão, a possibilidade de gerar altas concentrações de ozônio nas fases líquida e gasosa com alta eficiência de corrente sem necessidade de alimentação de gás de qualquer tipo, e de ser capaz de trabalhar com um sistema robusto e simples (GOTTSCHALK; SAUPE; LIBRA, 2010).

Na Figura 3, tem-se um eletrolisador utilizado para geração de ozônio.

Figura 3 – Eletrolisador.



Fonte: Adaptado de Pushkarev, Pushkareva e Grigoriev (2016).

Para a Figura 3, tem-se a reação no ânodo:



E a reação no cátodo:



É evidente, a partir dos valores de potencial redox usados, que a geração anódica de oxigênio é favorecida termodinamicamente sobre a geração de ozônio. Cabe destacar que o processo eletroquímico está associado a custos mais elevados de consumo de energia elétrica (MEAS; GODINEZ; BUSTOS, 2011).

1.3.4 Elétrico

O princípio básico de geração de ozônio por meio de descarga elétrica compreende a criação de elétrons no espaço de descarga, bem como a excitação da molécula de oxigênio, eventualmente levando ao aparecimento de ozônio. A descarga elétrica é também conhecida como descarga silenciosa, descarga corona ou descarga de barreira dielétrica, no entanto, as terminologias usadas para descrever geradores de ozônio na literatura pode ser confusa. Às vezes, o termo gerador de descarga corona é usado na literatura para classificar todos os geradores usando descargas elétricas, enquanto em outras fontes os geradores de descarga corona são apenas aqueles com dois eletrodos assimétricos e aqueles com eletrodos paralelos são chamados geradores por descarga de barreira dielétrica. No entanto, o gerador de descarga de barreira dielétrica é de relevância mais prática em geradores de ozônio comercialmente disponíveis para aplicações de água (WEI et al., 2017; GOTTSCHALK; SAUPE; LIBRA, 2010).

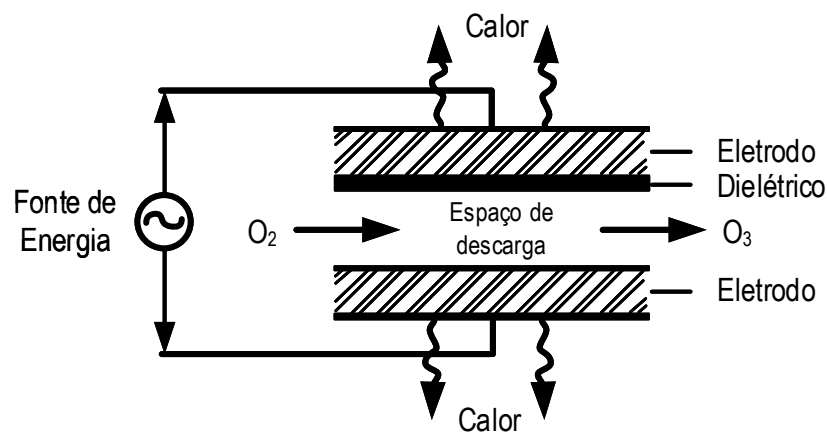
Em geradores de ozônio de descarga de barreira dielétrica (DBD), o ozônio é produzido usando energia de elétrons em um campo elétrico entre dois eletrodos. Os eletrodos são separados por um espaço contendo um gás. Uma descarga de elétrons de um dos eletrodos ioniza o gás. A ionização é limitada a uma pequena região ao redor do eletrodo e produz uma coleção de elétrons, íons, radicais e moléculas neutras ou excitadas chamadas plasma, no caso de um gerador de ozônio, um plasma não-térmico. Os íons gerados funcionam como os portadores de carga para o outro eletrodo. Quando um dos elétrons do plasma colide com uma molécula de oxigênio, ele transfere parte de sua energia para o oxigênio, fazendo com que ele se dissocie em átomos monoatômicos reativos, que colidem com outras moléculas de oxigênio. No geral, em um complexo mecanismo de reação, alguns dos átomos de oxigênio formam ozônio, enquanto outros se recombinam com o oxigênio molecular (GOTTSCHALK; SAUPE; LIBRA, 2010).

Na Figura 4, é apresentado o princípio básico de geração de ozônio por descarga de barreira dielétrica (DBD), no qual em resumo, os elétrons são acelerados através de um espaço contendo gás, a fim de fornecer energia suficiente para dividir a ligação dupla de oxigênio, produzindo

assim, o oxigênio atômico. Esses átomos de oxigênio reagem com outras moléculas de oxigênio diatômico para formar o ozônio, conforme a equação simplificada deste processo em (12).



Figura 4 – Configuração do princípio básico de descarga de barreira dielétrica (DBD).



Fonte: Adaptado de Smith (2011).

A quantidade de ozônio produzida juntamente com a eficiência do processo e a confiabilidade do sistema empregado, estão diretamente relacionadas a uma série de fatores-chave, sendo os principais (SMITH, 2011):

- Qualidade do gás de alimentação.
- Fonte de energia de entrada.
- Construção do módulo de geração.
- Temperatura.

1.3.5 Método adotado

Pelo levantamento dos métodos elétrico, eletroquímica, fotoquímico, química de radiação e térmico, pela concentração de ozônio típico que é gerada em tais métodos, pelo gasto energético específico típico que envolvem tais métodos e pela restrição da matéria prima base, destaca-se o método elétrico usando ar ou oxigênio. Portanto, neste presente trabalho de pesquisa, a fim de gerar ozônio, adota-se o método elétrico com o princípio de trabalho de descarga elétrica usando ar ou oxigênio como gás de alimentação.

1.4 APLICAÇÕES COM OZÔNIO

O ozônio é aplicado em uma ampla gama de processos por causa de suas fortes propriedades oxidantes, por exemplo, em processamento de alimentos, aquicultura, assistência médico-sanitária, indústrias de controle de poluição atmosférica e aquosa, para destruição de compostos por oxidação ou para a síntese de novos produtos químicos. Como um desinfetante, o ozônio é capaz de inativar microrganismos e decompor os precursores de subprodutos de desinfecção por cloro. No entanto, a sua principal aplicação é no tratamento e purificação de muitos tipos de água, por exemplo, águas subterrâneas e superficiais para uso de água potável, águas residuais domésticas e industriais para reutilização ou descarga em corpos de água naturais, bem como águas em piscinas e sistemas de torre de resfriamento (GOTTSCHALK; SAUPE; LIBRA, 2010; WEI et al., 2017).

1.4.1 Ozônio em gás

Uma variedade de usos do ozônio em gás é baseada nas propriedades desinfetantes do ozônio, ou seja, como biocida para matar organismos vivos, vírus e esporos. Por exemplo, na agricultura o ozônio em gás pode ser usado como fumigante de grãos para o controle de insetos sem efeito prejudicial na qualidade do grão, bem como um herbicida no controle de plantas daninhas ou como um pesticida para tratamento de patógenos transmitidos pelo solo. O gás ozônio também encontrou aplicação no controle de patógenos na conservação e embalagem de alimentos e na esterilização de instrumentos e equipamentos médicos, no tratamento de gases residuais de processos industriais ou instalações agrícolas, etc (GOTTSCHALK; SAUPE; LIBRA, 2010; KOÁEK; JAKUBOWSKI; BALCERAK, 2017).

1.4.2 Ozônio em líquido

Na maioria dos casos, o ozônio é produzido como um gás que deve ser transferido para o líquido. Assim, as propriedades desinfetantes do ozônio aquoso podem ser usadas para tratar a água, na qual é transferido (por exemplo, água potável, água de processo, piscinas e sistemas de torre de resfriamento), ou água ozonizada que pode ser usada como um sistema de entrega para trazer ozônio dissolvido em contato com patógenos. Em aplicações odontológicas e médicas, a água ozonizada pode ser aplicada topicamente (bactérias causadoras de cáries), engolida (gastrite) ou irrigada (inflamação intestinal crônica ou da bexiga). Na indústria de alimentos e bebidas, a água ozonizada é usada para aplicações de limpeza locais, inativando uma variedade de moldes, vírus e bactérias comuns (GOTTSCHALK; SAUPE; LIBRA, 2010).

1.4.3 Ozônio no tratamento de água potável

Produzir água potável de alta qualidade é um desafio constante, pois os requisitos de qualidade continuam a aumentar à medida que mais e mais poluentes químicos e microorganismos são identificados nas águas de origem, gerando um aumento na preocupação com os subprodutos da desinfecção. Estas preocupações induziram um interesse renovado na ozonização e nos processos avançados de oxidação baseados em ozônio. A sua eficácia baseia-se nos múltiplos efeitos produzidos pela atividade oxidativa e desinfectante do ozônio. Estes efeitos podem ser usados para desinfecção, oxidação de compostos inorgânicos ou orgânicos, incluindo remoção de sabor, odor e cor, bem como para remoção de partículas. Normalmente, o ozônio é escolhido para um ou dois propósitos principais, mas vários efeitos colaterais podem existir, induzindo efeitos positivos e/ou negativos que precisam ser considerados (GOTTSCHALK; SAUPE; LIBRA, 2010).

A eficiência de desinfecção da ozonização depende da dosagem do ozônio (ou exposição ao ozônio). A baixa dosagem de ozônio é muito crítica para a desinfecção devido à alta magnitude de eliminação necessária. A alta dosagem de ozônio também é muito crítica pela formação de subprodutos indesejados de bromato, por exemplo, um baixo valor de $10 \mu\text{g/L}$ de concentração de bromato estabeleceu-se como padrão de água potável nos Estados Unidos e na União Européia. Assim, a dosagem ideal de ozônio deve ser um bom equilíbrio entre o efeito da ozonização e a restrição da formação de bromato (DONGSHENG; FUCHUN; XINGBO, 2015).

Geralmente, a estratégia de controle convencional do processo de dosagem de ozônio em estações de tratamento de água potável mantém uma dosagem constante de ozônio ou a manutenção de um resíduo constante de ozônio dissolvido (DONGSHENG et al., 2017).

1.4.3.1 Inativação microbiana por ozônio no tratamento de água potável

Microorganismos como bactérias, fungos, vírus, esporos bacterianos e fúngicos na água podem ser efetivamente inativados pelo ozônio para fins de desinfecção. O mecanismo geral de desinfecção é realizado à medida que a “lysis celular” (desintegração de uma célula pela ruptura da parede ou membrana celular) resulta de reações com moléculas de ozônio ou radicais contendo oxigênio (por exemplo: OH° , $\text{O}_2^{-\circ}$, HO_2°). Geralmente, a inativação microbiana é induzida pela reação do ozônio com vários constituintes celulares, incluindo proteínas, lipídios insaturados e enzimas respiratórias nas membranas celulares, peptidoglicanos em envelopes celulares e ácidos nucleicos no citoplasma. Isto conseqüentemente leva à redução da permeabilidade celular, causando eventualmente uma rápida morte celular (WEI et al., 2017).

1.5 CONVERSOR PARA GERAÇÃO DE OZÔNIO EM APLICAÇÕES DBD

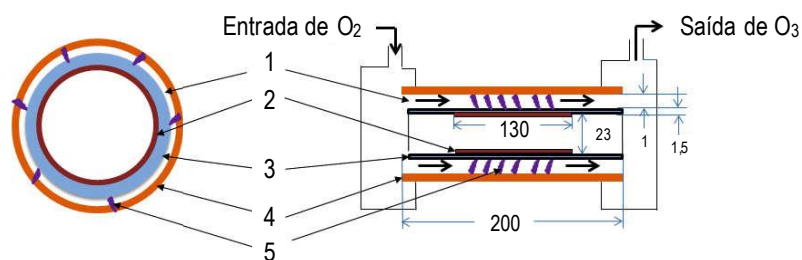
Como foi descrito e apresentado nas Tabelas 1, 2 e na subseção 1.3.5, a descarga de barreira dielétrica (DBD), também conhecida como descarga corona ou descarga silenciosa, é a maneira mais eficiente e usada na indústria para a geração de ozônio em escala industrial. A descarga de barreira dielétrica é um tipo de descarga de plasma não térmica, através da qual uma corrente pulsada pode ser efetivamente desenvolvida entre dois eletrodos metálicos separados por um dielétrico (WEI et al., 2017).

As principais características da DBD incluem alta pressão de trabalho (sobre a pressão atmosférica), uma tensão na ordem dos quilovolts, uma frequência de excitação na ordem dos quilohertz e pelo menos um eletrodo sendo coberto por um dielétrico, enquanto a distância entre eletrodos é da ordem de alguns milímetros (NASSOUR et al., 2018).

1.5.1 Reator DBD

A configuração geométrica das DBDs é variada e diferente dependendo geralmente do tipo de aplicação, no entanto, são classificadas em dois tipos principais dependendo da geometria dos eletrodos: modelos de DBD de volume e DBD de superfície. Os reatores de descarga de volume (Figura 5), são desenvolvidos usando eletrodos de placa paralela ou cilíndricos, com um ou ambos dos eletrodos sendo cobertos por uma camada dielétrica. Por outro lado, os modelos de descarga de superfície (Figura 6), são construídos com os dois eletrodos em contato com os dois lados da barreira dielétrica. Atualmente, a maioria dos geradores de ozônio para o tratamento de água são fabricados com o modelo DBD de volume, enquanto os modelos DBD de superfície são raramente utilizados (NASSOUR et al., 2018).

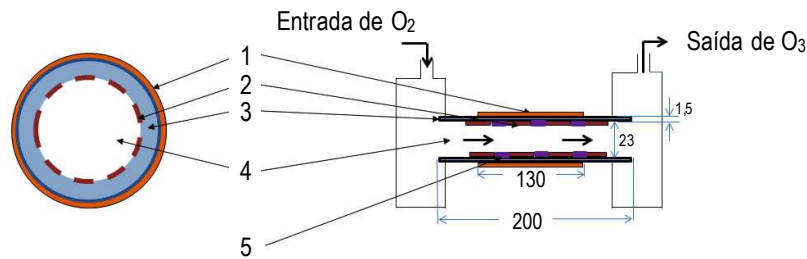
Figura 5 – Reator de descarga de barreira dielétrica de volume (VDBD).



Fonte: Adaptado de Nassour et al. (2018).

1. Espaço de descarga, 2. Eletrodo de alta tensão, 3. Tubo de vidro, 4. Eletrodo aterrado e 5. Plasma
(Todas as dimensões em mm)

Figura 6 – Reator de descarga de barreira dielétrica de superfície (SDBD).



Fonte: Adaptado de Nassour et al. (2018).

1. Eletrodo aterrado, 2. Eletrodo de alta tensão, 3. Tubo de vidro, 4. fluxo de gás e 5. Plasma (Todas as dimensões em mm)

Neste trabalho, tem-se disponível no laboratório de eletrônica de potência (LEP) da Unesp, um reator de descarga de volume (VDBD), segundo a configuração apresentada na Figura 5.

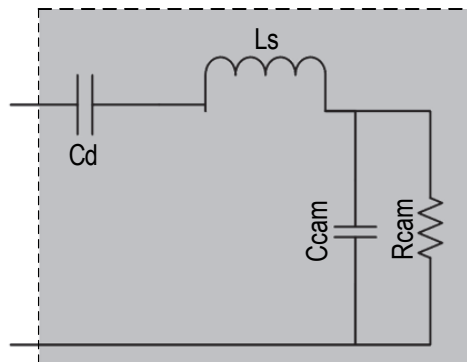
1.5.1.1 Modelo elétrico do reator DBD

Particularmente, há vários estudos para o modelo da reator DBD, tanto para a simulação de descarga numérica, quanto para a simulação de descarga elétrica, com o objetivo de entender o mecanismo DBD em aplicações particulares. A modelagem numérica é baseada principalmente em equações de continuidade, equações de Poisson ou módulos de equação de Boltzmann que ajudam na compreensão da mecânica do processo de descarga, no entanto, a modelagem elétrica do DBD é muito útil para projetar a fonte de alimentação e identificar a frequência de chaveamento ideal para obter a máxima densidade de potência no gerador DBD (JAIN; SRINIVASAN; AGARWAL, 2016).

Em todos os modelos elétricos DBD (Figuras 5 e 6), os parâmetros comuns que dependem da geometria dos eletrodos são: a capacitância dielétrica, a capacitância do espaço de descarga e a resistência do plasma (JAIN; SRINIVASAN; AGARWAL, 2016). Na Figura 7, são apresentados os parâmetros comuns, onde tem-se que:

- C_{cam} é a capacitância devida ao espaço de ar entre os dois eletrodos.
- R_{cam} é o componente de descarga de plasma após o plasma DBD ocorrer. R_{cam} representa a dissipação de energia ativa no plasma.
- C_d é capacitância devida às camadas dielétricas no eletrodo.
- L_s é a indutância parasita devida aos eletrodos. L_s é composto por um conjunto de várias indutâncias de alto valor em paralelo devido a cada fio fino dos eletrodos.

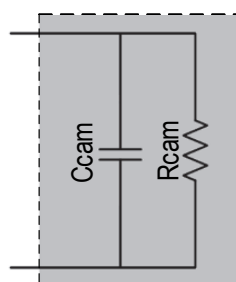
Figura 7 – Modelo elétrico para o reator DBD.



Fonte: Adaptado de Jain, Srinivasan e Agarwal (2016).

A capacitância de entrada C_d é pequena em comparação com a capacitância da barreira dielétrica C_{cam} e, portanto, esta capacitância domina a outra capacitância, para assim decidir a frequência de ressonância do circuito (JAIN; SRINIVASAN; AGARWAL, 2016). Além disso, levando em consideração que será inserido um indutor que domine a ressonância e que fica em série com o modelo elétrico das câmaras de descarga mostrado na Figura 7, serão desprezados tanto a capacitância de entrada C_d como a indutância parasita L_s do modelo elétrico da Figura 7, tornando-se no modelo apresentado na Figura 8, o qual é muito simples e suficiente para os propósitos deste trabalho.

Figura 8 – Modelo elétrico adotado para o reator DBD.



Fonte: Adaptado de Jain, Srinivasan e Agarwal (2016).

Na maioria das simulações de modelos elétricos DBD, a faixa de tensão aplicada está entre 3-5 kV e a faixa de frequência entre 10-50 kHz (JAIN; SRINIVASAN; AGARWAL, 2016).

Como foi mencionado na subseção 1.3.4, de acordo com as Figuras 4 e 5, o fator importante na geração de ozônio é a fonte de entrada, a qual fornece energia ao reator DBD. O formato da fonte de energia é analisado principalmente em relação à produção de ozônio, a qual depende também do reator, da qualidade do gás, da temperatura, etc.

1.5.2 Fonte de alimentação de entrada para o reator DBD

Embora os mecanismos de descarga da DBD tenham sido investigados de forma ampla e profunda, a fonte de alimentação DBD e as regras de projeto não estão bem estabelecidas em virtude da dependência com o reator, isto porque a forma e a amplitude de tensão aplicada, frequência de operação, potência necessária e taxa de serviço são alteradas drasticamente pelo tipo de reator e pelos requisitos da aplicação. Além disso, as aplicações DBD atualmente conhecidas estão focadas na física de descarga de gás de alta pressão, o que significa que é impossível medir diretamente as características elétricas de um reator DBD. Em casos de aplicações geradoras de ozônio, o projeto do circuito e as condições de operação da fonte de alimentação, dependem das configurações do reator DBD que indicam o tamanho do reator, pressão do gás oxigênio, caminho do fluxo de gás, distância entre eletrodos, materiais dielétricos e a impedância do reator. Em geral, uma fonte de alimentação DBD é projetada principalmente com base na potência necessária, amplitude de tensão, esforço de corrente e a frequência de operação em base à impedância do reator DBD. Portanto, é importante alimentar a impedância do reator DBD com uma fonte de alimentação DBD apropriada (SHIN; KIM; KO, 2010).

1.5.2.1 Estudos base para a fonte de alimentação de entrada

Recentemente, Koáek, Jakubowski e Balcerak (2017) fizeram um estudo com o objetivo de determinar o método mais eficaz de alimentar reatores DBD para a produção de ozônio, Zhou et al. (2016) fez um estudo entre o campo elétrico e a eficiência de ozônio variando a tensão de entrada e o espaço de descarga do reator, Nur, Restiwijaya e Winardi (2014) fizeram um estudo mudando vários parâmetros de um reator VDBD, Huang et al. (2013) fez um estudo comparativo de geração de ozônio usando tensão CA e pulsada em reatores DBD e Kinnares e Hothongkham (2010) fez um estudo entre a frequência da tensão de alimentação e a eficiência na geração de ozônio, seus resultados serão resumidos após a especificação de suas experiências.

Koáek, Jakubowski e Balcerak (2017) fizeram experimentos interessantes, e para entender seus resultados é necessário levar em consideração que em seus experimentos usaram três diferentes geradores de alta tensão e cinco formas de tensão, quais sejam:

- Frequência fixa de 1 kHz senoidal e bipolar.
- Frequência fixa de 2,5 kHz quase-retangular e bipolar.
- Diferentes tensões pulsadas, as quais podem ser polares ou bipolares com tempo de duração de 40 μ seg e para várias frequências (500, 1000, 2500 e 5000 Hz).

Onde a seleção da forma de tensão apropriada conectada com a topologia da fonte de alimentação é um dos fatores mais importantes que determinam o desempenho da produção de ozônio. Além dos geradores e as formas de tensão:

- Oxigênio puro como gás de alimentação em todos os testes.
- Fluxo de oxigênio puro em três níveis de vazão: 2, 6 e 10 l/min.
- Potência de descarga fixa de 50 W em todos os testes.

Os resultados experimentais de Zhou et al. (2016) foram coletados medindo a concentração de ozônio e a eficiência correspondente em função da variação de tensão e do espaço de descarga, com o objetivo de encontrar a relação entre o campo elétrico e a eficiência de geração de ozônio. A eficiência do ozônio foi investigada alterando o espaço de descarga de 0,1 a 0,3 mm com incrementos de 0,1 mm e alterando a amplitude de pico da tensão de alimentação de 2 para 3,5 kV com incrementos de 500 V (com um espaço de descarga de 0,3 mm).

Nur, Restiwijaya e Winardi (2014) usaram tensões CA de até 25 kV e frequência máxima de até 23 kHz. O gás de alimentação era o ar.

Huang et al. (2013) utilizou em suas experiências um reator DBD alimentado com oxigênio e em um espaço de descarga estreito de 0,4 mm. Impulsos negativos com pulso de 500 nseg e taxa de repetição de 200 pps (pacotes por segundo) foram empregados para produzir ozônio em quatro diferentes concentrações: 18,4 g/Nm³, 34,8g/Nm³, 38,1g/Nm³ e 52,5g/Nm³, enquanto no caso da energização CA, foi aplicada uma tensão senoidal com frequência de 25 kHz para produzir ozônio em concentrações similares.

Kinnares e Hothongkham (2010) trabalhou em uma faixa de frequências de 45 a 55 kHz para a tensão de alimentação de entrada ao reator. Como gás de alimentação utilizou uma bomba com taxa de fluxo de ar seco de 20 l/min.

Os resultados daqueles trabalhos foram os seguintes:

Eficiência (g/kWh).

– Mantendo a potência fixa, o aumento da frequência dos pulsos de tensão diminui a eficiência de produção de ozônio, isso porque o valor pico a pico da tensão diminui (KOÁEK; JAKUBOWSKI; BALCERAK, 2017).

– A eficiência na produção de ozônio aumenta com o aumento da frequência dos pulsos e com uma tensão fixa, traduzido em um aumento da potência de entrada (KINNARES; HOTHONGKHAM, 2010). No entanto, mantendo uma potência de entrada fixa, cumpre-se o que foi obtido e mencionado nos resultados de Koáek, Jakubowski e Balcerak (2017).

– Quando a eficiência de produção de ozônio atinge seu valor máximo para uma potência de descarga dada. Antes de chegar a tal potência, a eficiência de produção de ozônio aumenta inicialmente com a potência do reator, isto pela expansão da área de ionização entre os eletrodos de alta tensão que ionizam mais e mais moléculas. Depois de atingir seu máximo valor, a eficiência diminui enquanto a energia do reator ainda está aumentando, isto pelo fato de existir uma quantidade máxima de moléculas de ozônio que podem ser criadas para o volume de gás de entrada e para a temperatura especificada do processo (KOÁEK; JAKUBOWSKI; BALCERAK, 2017). Em resumo, pode-se dizer que o aumento do campo elétrico (relacionado com a tensão) acima do valor ótimo leva a um aumento maior na taxa de dissociação do oxigênio do que a taxa de formação de ozônio, resultando na redução da eficiência de geração de ozônio (ZHOU et al., 2016).

– O aumento do espaço de descarga de 0,1 para 0,3 mm levou a um aumento na eficiência de geração de ozônio (ZHOU et al., 2016).

– O aumento de temperatura dentro do reator causa a degradação do ozônio e, como resultado, diminui a eficiência (KOÁEK; JAKUBOWSKI; BALCERAK, 2017).

– A vazão fixa determina o volume de oxigênio tratado no interior do reator, estabelecendo um ponto de energia de máxima eficiência (KOÁEK; JAKUBOWSKI; BALCERAK, 2017).

– Da comparação dos diferentes tipos de tensão pulsada (positivo-negativo, positivo e positivo-negativo com tempo morto), conclui-se que o melhor deles é a combinação clássica de pulso positivo e negativo sem tempo morto adicional entre eles, bem como o método que fornece a melhor eficiência elétrica do sistema (KOÁEK; JAKUBOWSKI; BALCERAK, 2017).

– Mantendo a potência de entrada fixa, a eficiência aumenta enquanto o fluxo de gás aumenta (KOÁEK; JAKUBOWSKI; BALCERAK, 2017).

Concentração de ozônio (g/Nm³).

– A concentração aumenta com a energia fornecida ao reator. A relação é quase linear para todos os tipos de formas de onda de tensão estudadas, ou seja, a concentração aumenta com o aumento de amplitude da tensão aplicada (KOÁEK; JAKUBOWSKI; BALCERAK, 2017).

– A concentração de ozônio aumenta com a tensão aplicada para ambos regimes de energização, tanto CA quanto pulsada (HUANG et al., 2013).

– Ao aumentar a frequência do pulsos, aumenta a produção de ozônio (concentração) quase linearmente, mantendo a tensão fixa, isto é, aumentando a potência de entrada (KINNARES; HOTHONGKHAM, 2010).

– O aumento da tensão de alimentação leva a um aumento na concentração de ozônio (ZHOU et al., 2016).

– O aumento do espaço de descarga de 0,1 para 0,3 mm levou a um aumento na concentração de ozônio (ZHOU et al., 2016).

– Para o mesmo nível de potência e valores similares de concentração de ozônio, a tensão pulsada precisa de um maior valor de pico a pico em comparação com a tensão CA com forma senoidal ou quadrada. Isso quer dizer que é necessário menores níveis de tensão CA com forma senoidal ou quadrada, para obter a mesma concentração de ozônio usando a mesma potência, comparado com a tensão pulsada (KOÁEK; JAKUBOWSKI; BALCERAK, 2017).

– Mantendo a potência de entrada fixa, a concentração medida diminui enquanto o fluxo de gás aumenta com um comportamento semelhante a uma exponencial (KOÁEK; JAKUBOWSKI; BALCERAK, 2017).

Outros.

– Durante as medições, a forma de onda pulsada unipolar e espaçada (com tempo morto), foi rejeitada devido à baixa eficiência (KOÁEK; JAKUBOWSKI; BALCERAK, 2017).

Conclusões:

Ficou demonstrado que a forma de onda é um dos fatores cruciais para a produção eficiente de ozônio. O resumo dos resultados experimentais obtidos são os seguintes:

– A concentração de ozônio e a eficiência da produção são critérios separados que podem não ser maximizados simultaneamente (KOÁEK; JAKUBOWSKI; BALCERAK, 2017).

– A concentração de ozônio aumentou com o aumento de tensão aplicada no reator (NUR; RESTIWIJAYA; WINARDI, 2014)

– O melhor tipo de tensão pulsada é a bipolar (positivo-negativo) (KOÁEK; JAKUBOWSKI; BALCERAK, 2017).

– A forma de tensão adequadamente selecionada pode aumentar a eficiência de produção de ozônio em até 20% (KOÁEK; JAKUBOWSKI; BALCERAK, 2017).

– A energização senoidal de CA resulta em uma produção de ozônio 18% mais eficiente em comparação com a energização pulsada (HUANG et al., 2013).

Consideração.

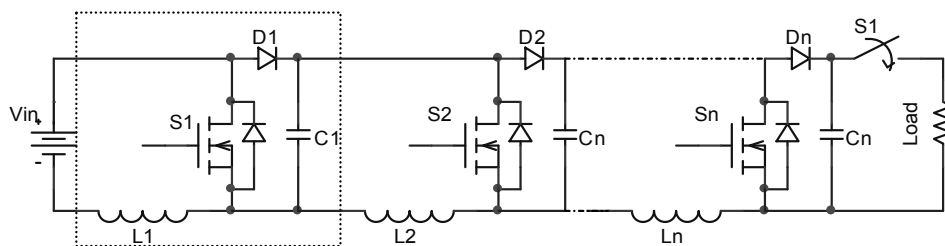
Para o presente trabalho, vai ser empregado como fonte de alimentação de entrada ao reator DBD, um sinal senoidal bipolar, o qual vem de um gerador de alta tensão.

1.5.3 Gerador de alta tensão

O gerador de alta tensão é uma parte crucial dos sistemas de plasma não térmica (sistemas DBD), o qual determina a taxa de geração de ozônio, a estabilidade de saída, o volume e a vida útil do sistema. Os requisitos para o gerador de alta tensão incluem alta eficiência, alta densidade de potência, baixo peso, alta confiabilidade e estabilidade (YOU; WANG; YE, 2017).

O gerador Marx é um circuito muito simples para se obter um pulso de alta tensão sem precisar de um transformador de pulso ou tensão de entrada muito elevada. Por isso, é amplamente utilizado em laboratório como gerador de impulsos, comumente atendendo a requisitos de alta tensão superiores a 100 kV. O conceito básico do Marx é carregar os capacitores em paralelo e depois ligá-los em série, aumentando efetivamente a tensão para $N \cdot V_c$, onde N é o número de capacitores e V_c é a tensão de carga de cada capacitor (SABAGHI; Feshki Farahani; HAFEZI, 2010). Na Figura 9, tem-se um exemplo de gerador Marx.

Figura 9 – Gerador de pulso de alta tensão baseado no conversor CC-CC *Boost* e na topologia Marx.



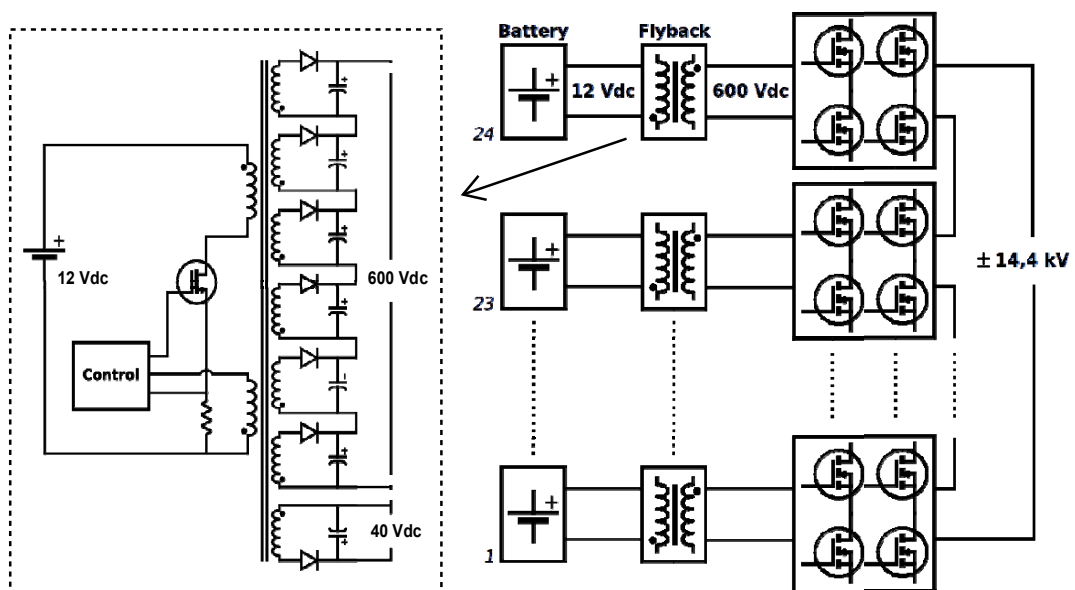
Fonte: Sabaghi, Feshki Farahani e Hafezi (2010).

A desvantagem da abordagem de Marx é que um grande número de dispositivos semicondutores é necessário para gerar alta tensão, o que dificulta a confiabilidade do sistema. A alta perda de comutação também prejudica a eficiência do sistema. Para as topologias de Marx, a frequência de pulso dificilmente alcança os 15 kHz. No entanto, as topologias de Marx tem a vantagem de não utilizar um transformador elevador em sua estrutura, o que leva a obter pulsos com formato quadrado (ZARGHANI; MOHSENZADE; KABOLI, 2016).

Outra topologia é a multinível, utilizada por Dragonas et al. (2015), conforme a Figura 10, onde a fonte para gerar alta tensão, possui 24 módulos em ponte completa (*Full-Bridge* em inglês) em cascata, gerando até 49 níveis de tensão de saída e levando a um número idealmente infinito de formas de onda arbitrárias. A principal vantagem reside na modularidade e flexibilidade de projeto, que permite o uso de componentes elétricos padrão e circuitos integrados, mesmo ao gerar formas de onda de saída de alta tensão. Além disso, sendo um tipo de conversor de fonte de tensão, a forma de onda de saída praticamente não é afetada por mudanças de carga.

No entanto, as fontes de alimentação CC da topologia multinível, precisam ser isoladas uma da outra. A solução mais comum para esse problema é o emprego de fontes CC isoladas para cada ponte completa com um transformador, onde a fonte de alimentação principal está conectada ao enrolamento primário e os enrolamentos secundários individuais alimentam a cada ponte completa. O isolamento galvânico deve ser fornecido entre os enrolamentos secundários e o primário para vários níveis de pico na tensão de saída. Para níveis de ± 15 kV levaria ao uso de um transformador de grandes dimensões (DRAGONAS et al., 2015).

Figura 10 – Topologia do conversor *Flyback* para cada módulo de ponte H (esquerda), diagrama de blocos do inversor de ponte H em cascata de 24 níveis (direita).



Fonte: Adaptado de Dragonas et al. (2015).

1.5.3.1 Inversor ressonante

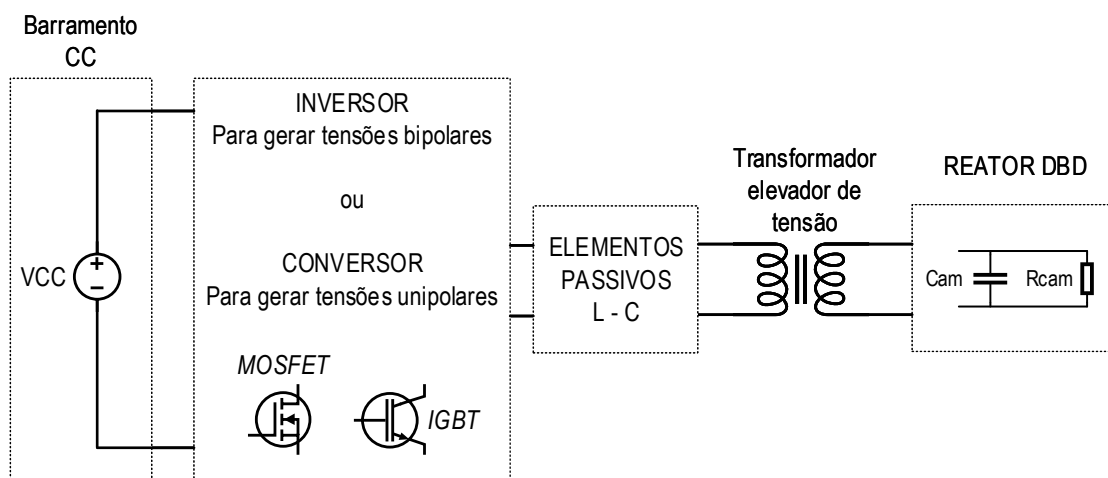
Alta tensão pode ser gerada a partir da tensão de linha, por exemplo 220 V-rms a 60 Hz, usando um transformador elevador, que é de grande tamanho, necessário para converter CA de baixa tensão em CA de alta tensão devido à frequência de linha, gerando mais perdas de condução e, portanto, menos eficiência bem como problemas de segurança. Tudo isso, pode ser aliviado usando geradores de alta tensão a altas frequências (UDHAYAKUMAR et al., 2016).

O uso de fontes de alta frequência para geração de ozônio tem a vantagem de aumentar a densidade de potência aplicada na superfície do eletrodo ozonizador, que aumenta a produção de ozônio para uma determinada área, diminuindo a tensão de pico necessária. O aumento das frequências até vários quilohertz é possível com dispositivos de comutação de energia eletrônica, por exemplo, *MOSFETs* e *IGBTs*, levando ao aumento da eficiência do ozonizador, diminuição

do volume do equipamento e a produção de ozônio facilmente controlada (KINNARES; HOTHONGKHAM, 2010; UDHAYAKUMAR et al., 2016).

Em aplicações de geração de ozônio, o uso de estruturas com um transformador elevador para gerar altas tensões e altas frequências está sendo amplamente utilizado, uma vez que aumenta o nível de tensão e diminui o nível de corrente, necessário em aplicações com reatores DBD. O uso de aquelas estruturas seguem a configuração apresentada na Figura 11.

Figura 11 – Estrutura do gerador de alta tensão com transformador elevador.



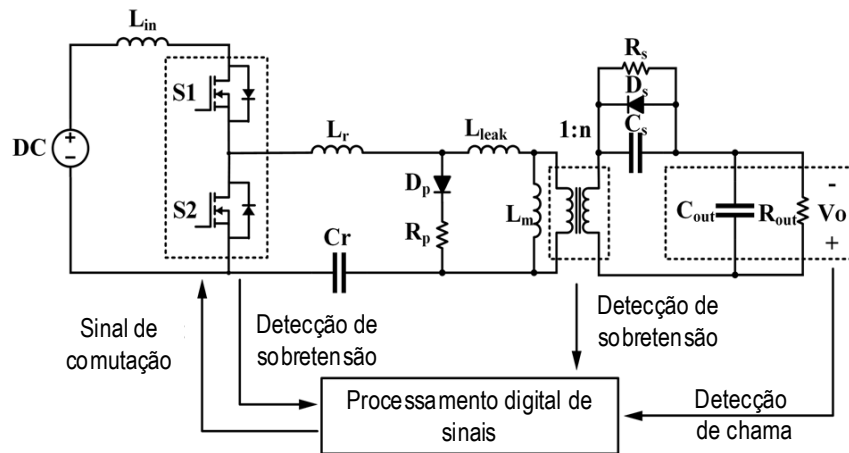
Fonte: Elaborado pelo autor.

Um aspecto importante na estrutura apresentada na Figura 11, é a comutação suave dos interruptores (*MOSFETs* ou *IGBTs*), os quais são parte de estruturas *Flyback*, meia ponte (*Half-Bridge* em inglês), ponte completa, etc. Por exemplo, You, Wang e Ye (2017) trabalharam em uma topologia (Figura 12) ressonante isolada de terminação simples para converter uma tensão CC em uma forma de onda pulsada com valor e frequência elevados, segundo o formato da estrutura apresentada na Figura 11, gerando uma tensão pulsada monopolar de -12 kV com uma faixa de frequência de pulso de 500 Hz a 15 kHz com duração de pulso de 1,6 μseg .

Há conversores com um único interruptor, que oferecem vantagens em termos de baixo custo e controle simples, no entanto, a saturação do transformador é propensa a ocorrer (KINNARES; HOTHONGKHAM, 2010). Também há conversores com dois interruptores e comutação suave empregando circuitos auxiliares (YOU; WANG; YE, 2017).

A fim de atender a consideração de gerar um sinal senoidal bipolar, adota-se o emprego de quatro interruptores (*Full-Bridge*), que podem ser aproveitados para obter comutação suave e, subsequentemente, elevar a eficiência energética do inversor. Pode-se incluir um capacitor série na estrutura do inversor para superar o problema de saturação do transformador.

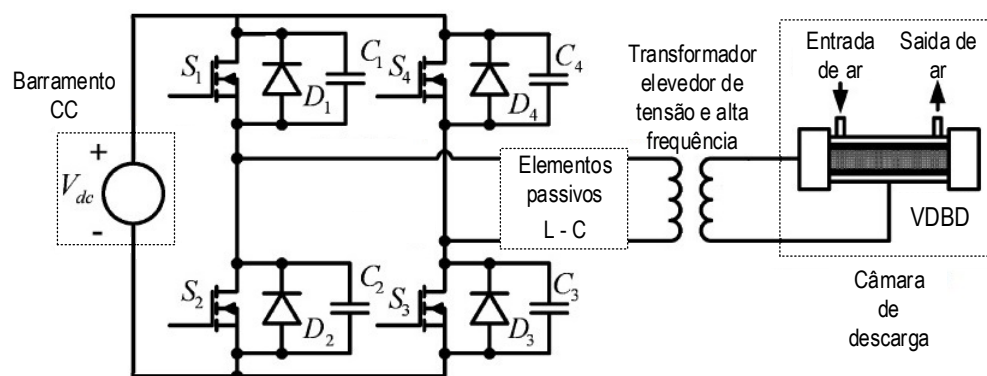
Figura 12 – Conversor para pulsos de alta tensão.



Fonte: Adaptado de You, Wang e Ye (2017).

Zhao, Wang e Hurley (2017), Udhayakumar et al. (2016), Baena (2014) e Kinnares e Hothongkham (2010) fizeram uso de uma estrutura *Full-Bridge* ressonante (Figura 13), para gerar uma tensão bipolar sem saturar o transformador, bem como para ter comutação suave em tensão zero (*Zero Voltage Switching - ZVS*) e/ou comutação suave em corrente zero (*Zero Current Switching - ZCS*) nos quatro transistores da ponte completa.

Figura 13 – Inversor *Full-Bridge* ressonante.



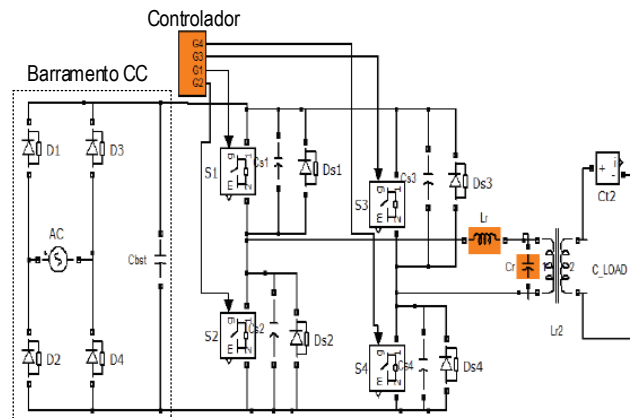
Fonte: Adaptado de Kinnares e Hothongkham (2010).

A ressonância do inversor pode ser série, paralela, LCC, LLC ou LCLC, isso dependendo dos modelos para o transformador, modelos para o reator DBD e dos elementos passivos que possam ser adicionados. Zhao, Wang e Hurley (2017) fizeram um estudo de um conversor ressonante LCLC, Udhayakumar et al. (2016) e Kinnares e Hothongkham (2010) fizeram um estudo de um conversor ressonante paralelo e Baena (2014) fez um estudo de um conversor ressonante LCC.

1.5.4 Conversores para gerar o barramento CC do gerador de alta tensão

Para a tensão de alimentação (barramento CC) da Figura 11, Udhayakumar et al. (2016) e Kinnares e Hothongkham (2010) utilizaram um retificador de filtro capacitivo (Figura 14), que como é conhecido, gera correntes pulsantes com alto conteúdo harmônico na rede.

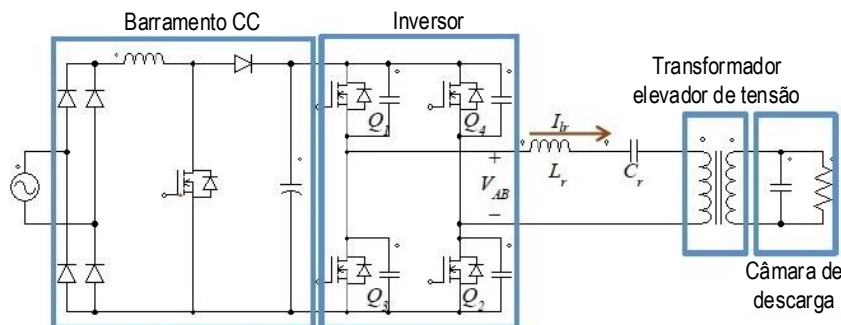
Figura 14 – Inversor *Full-Bridge* ressonante com retificador de filtro capacitivo.



Fonte: Adaptado de Udhayakumar et al. (2016).

Baena (2014) propôs um conversor *Boost* no modo de condução descontínua (*Discontinuous Conduction Mode - DCM*) com correção ativa de fator de potência (*Power Factor Correction - PFC*) (Figura 15), o qual faz a corrente de entrada (rede) tenha reduzidas distorções harmônicas resultando em um elevado fator de potência, no entanto, esse conversor trabalha com comutações dissipativas no bloqueio do transistor e na entrada em condução do diodo, portanto, suas perdas de comutação podem ser significativas no desempenho do conversor (menor eficiência energética).

Figura 15 – Inversor *Full-Bridge* ressonante com conversor *PFC Boost DCM*.

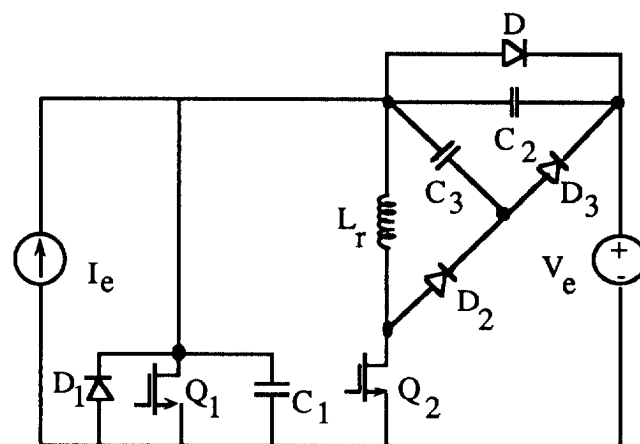


Fonte: Adaptado de Baena (2014).

1.5.4.1 Conversor Boost “Flying Capacitor” e Conversor Boost com indutores acoplados

A proposta deste trabalho é de melhorar ainda mais a eficiência energética na geração de ozônio empregando conversores com comutação não dissipativa. Ben-Yaakov et al. (1995) fez um estudo da família de conversores com modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation - PWM*) com interruptor suave assistido por interruptor auxiliar (*Auxiliary-Switch Assisted Soft Switcher - AASS*). A célula AASS básica (Figura 16), inclui um indutor L_r conectado em série com o interruptor auxiliar Q_2 do conversor, um capacitor C_2 conectado em paralelo com o diodo principal D do conversor e um capacitor adicional C_3 (chamado “*Flying Capacitor*”), conectado através de um diodo auxiliar D_2 paralelo ao indutor e através de um diodo auxiliar extra D_3 paralelo ao diodo principal do conversor.

Figura 16 – Célula AASS.

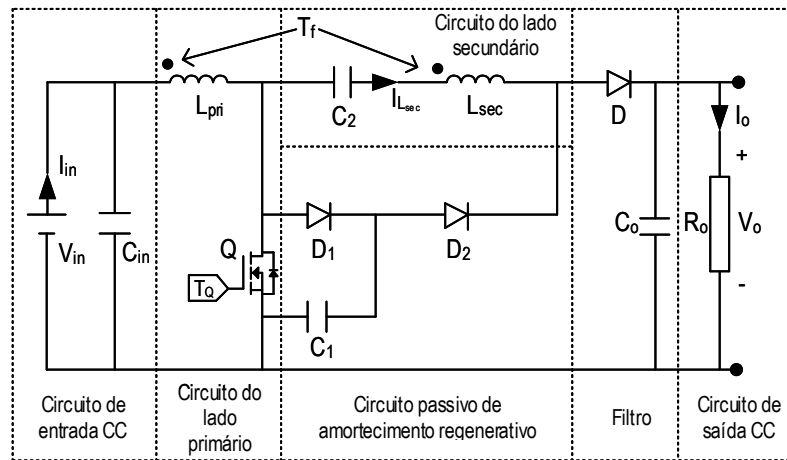


Fonte: Ben-Yaakov et al. (1995).

Várias topologias de conversores *PWM* são compatíveis com a célula AASS, incluindo o conversor *Boost*. Ben-Yaakov et al. (1995) mostra que a célula AASS assegura a comutação suave de todos os dispositivos semicondutores e que os esforços de tensão e corrente não são apreciavelmente mais elevados em relação às suas correspondentes topologias *PWM* com perdas de comutação, isto para o modo de condução contínua (*Continuous Conduction Mode - CCM*), no entanto, com um aumento de componentes (dois diodos, um interruptor, um indutor e um capacitor).

Por outro lado, Wai e Duan (2005) fizeram um estudo de um conversor elevador de tensão com indutores acoplados (Figura 17), onde um dos indutores e um interruptor de baixa tensão são usados para aumentar o ganho de tensão. O ganho de tensão relacionado é maior quanto comparado com outros conversores baseados em indutores acoplados. Além disso, todos os dispositivos possuem propriedades de fixação de tensão e seus esforços de tensão são

Figura 17 – Configuração do sistema do conversor elevador de tensão.



Fonte: Adaptado de Wai e Duan (2005).

relativamente menores que a tensão de saída, fato que não acontece com as topologias *PWM* com perdas de comutação nem com a célula *AASS* estudada por Ben-Yaakov et al. (1995), gerando menores perdas de condução. No entanto, não pode ser assegurada a comutação suave de todos os dispositivos semicondutores.

1.5.4.2 Comparação entre os conversores *Boost* “*Flying Capacitor*”, *Boost* com indutores acoplados e *Boost* no modo de condução descontínua

Para a escolha do conversor responsável de gerar o barramento CC do gerador de alta tensão, projetos foram feitos para cada um dos conversores incluindo correção ativa do fator de potência (*PFC*). Após especificação dos projetos, comparações que foram feitas são apresentadas incluindo estrutura de controle, fator de potência, distorção harmônica total (*THD*), comutação dissipativa ou não dissipativa nas chaves e diodos, eficiência em função da potência de saída e eficiência em função da tensão de entrada. Para tal fim, foi empregado o simulador *PSIM*.

As especificações de projeto estão resumidas na Tabela 3, onde pode-se observar que foram empregados os mesmos elementos semicondutores, mesmo indutor principal para os conversores *Boost* “*Flying Capacitor*” e *Boost* com indutores acoplados, mesma carga de saída e levando em consideração que o projeto de controle de cada um dos conversores estabeleceu o mesmo barramento CC de saída, mesma potência de saída.

Para obter correção ativa do fator de potência, foram empregadas duas malhas de controle para os conversores *Boost* “*Flying Capacitor*” e *Boost* com indutores acoplados, enquanto para o conversor *Boost* no modo de condução descontínua, somente uma malha de controle.

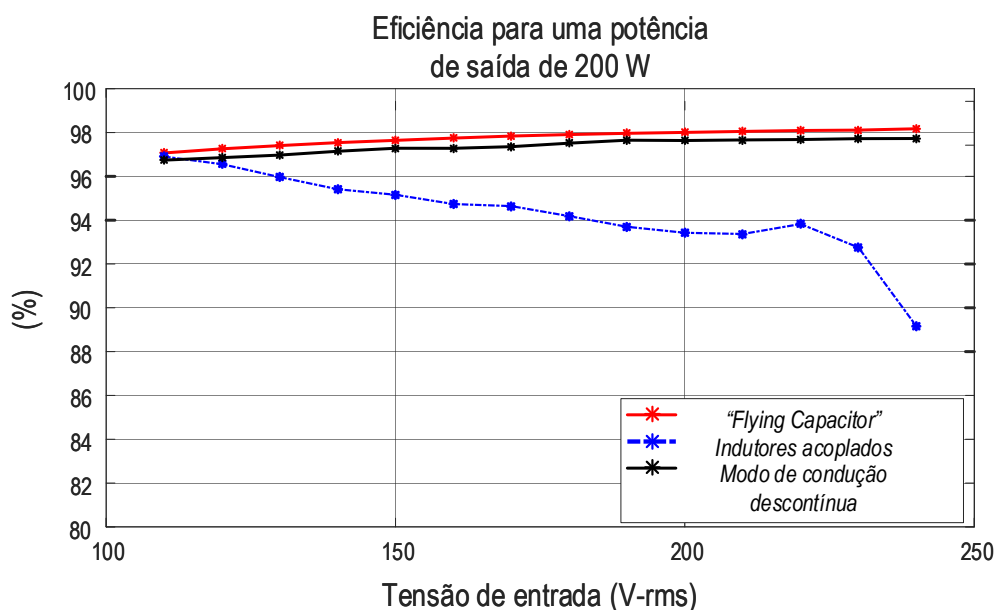
Tabela 3 – Especificação dos componentes passivos e semicondutores.

		Conversor <i>Boost</i>		
		“Flying Capacitor”	Indutores acoplados	Modo de condução descontínua
Componente	L_{in} ou L_{pri}	20 mH	20 mH	0,3 mH
	R_o	800 Ω	800 Ω	800 Ω
	C_o	470 μ F	470 μ F	470 μ F
	L_r ou L_{sec}	0,2 mH	0,8 mH	
	C_{fly} ou (C_1+C_2)	10 η F	5,6 μ F + 6,8 μ F	
	Q_1 ou Q	FCP16N60N		
	D, D_1, D_2 e D_3	BYG20J		

Fonte: Elaborado pelo autor.

Os resultados incluindo perdas de condução e comutação foram os seguintes:

Observa-se na Figura 18, para uma potência de saída de 200 W, o comportamento da eficiência nos conversores na medida em que a tensão de entrada aumenta desde 110 até 240 V-rms. Observa-se que o conversor *Boost* “*Flying Capacitor*” possui as menores perdas em toda a faixa de variação da tensão de entrada, e portanto, é aquele que possui a melhor eficiência.

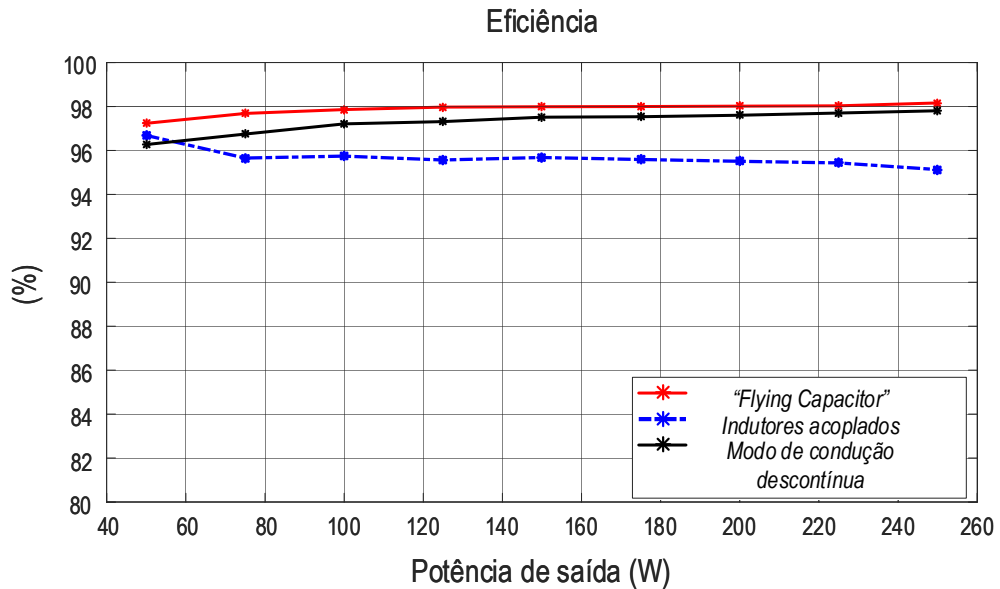
Figura 18 – Eficiência em função da tensão de entrada.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Observa-se na Figura 19, o comportamento da eficiência na medida em que a potência de saída aumenta desde 50 até 250 W. Observa-se que para toda a faixa de potência de saída, o

conversor *Boost* “*Flying Capacitor*” possui a melhor eficiência.

Figura 19 – Eficiência em função da potência de saída.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Tabela 4 mostra um resumo das características obtidas de cada um dos conversores.

Tabela 4 – Comparações entre os conversores.

		Conversor <i>Boost</i>		
		" <i>Flying Capacitor</i> "	Indutores acoplados	Modo de condução descontínua
Componente	Comutação suave	Em todos os componentes semicondutores	Na condução do transistor	No bloqueio do diodo e na condução do transistor
	Malhas de controle	De tensão e de corrente	De tensão e de corrente	De tensão
	Estrutura	Dois interruptores	Dois indutores	Simple
	Interferência eletromagnética	Reduzida	Considerável	Considerável
	Eficiência	Mais alta para 50-250 W e para 110-240 V-rms		
	Distorção harmônica	3,25%	11,34%	29,1%
	Fator de potência	0,998	0,994	0,96

Fonte: Elaborado pelo autor.

Observa-se na Tabela 4, os resultados obtidos em simulação para cada um dos conversores, onde cabe destacar que o conversor *Boost “Flying Capacitor” CCM* apresentou os melhores resultados de distorção harmônica total, fator de potência e interferência eletromagnética, isso empregando dois interruptores e duas malhas de controle.

A redução da interferência eletromagnética aconteceu devido ao fato de obter comutação suave nos componentes semicondutores e principalmente ao fato de eliminar o problema de recuperação reversa do diodo principal, problema que ocorre em alguns dos conversores que empregam a topologia *Boost* operando no modo de condução contínua.

Os níveis de eficiência para o conversor *Boost “Flying Capacitor” CCM*, também ocorreram devido ao fato de obter comutação suave nos componentes semicondutores. Enquanto ao elevado valor do fator de potência de 0,994, isto deve-se á topologia de controle empregada.

Pelo anterior, é proposto o conversor *Boost “Flying Capacitor” CCM* voltado na correção ativa do fator de potência, que será estudado em detalhe incluindo controle digital no capítulo 4. Isto porque o conversor *Boost “Flying Capacitor” CCM* oferece comutação suave em todos os componentes semicondutores envolvidos, bem como os resultados da Tabela 4.

Cabe mencionar que as características obtidas para o conversor *Boost “Flying Capacitor” CCM* precisaram de um interruptor adicional, fato que aumenta o custo do conversor, no entanto, foi levado em conta que o fator custo não seria uma limitação para a escolha do conversor.

É importante abordar a questão da comutação suave ou não dissipativa, tanto comutação *ZVS* quanto *ZCS*, que é teoria necessária para a compreensão das estruturas do conversor proposto.

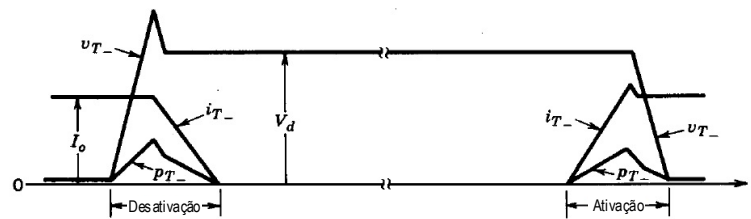
1.6 COMUTAÇÃO SUAVE OU NÃO DISSIPATIVA

O tamanho dos componentes de armazenamento de energia de um conversor eletrônico de potência, especificamente os indutores e capacitores, faz parte importante do tamanho total do conversor. Os componentes são necessários para armazenar e transferir energia da fonte de alimentação para a carga de saída do conversor ou inversor. Seus valores dependem da frequência de chaveamento e na medida em que a frequência de chaveamento aumenta, os valores das indutâncias e capacitâncias diminuem, bem como seu tamanho físico e peso, isso é resumido em que quanto maior a frequência de chaveamento do conversor, menor o tamanho total do conversor. No entanto, operar a frequências mais altas resulta em maiores perdas de comutação (menor eficiência energética) e em emissões de ruído de interferência eletromagnética (*Electromagnetic interference - EMI*). Estas perdas e emissões de ruído de *EMI* podem compensar as vantagens obtidas ao operar um conversor com alta frequência de comutação (MOUSAVI, 2013).

Segundo a Figura 11, para a comutação dos conversores ou inversores são normalmente empregados *MOSFETs* ou *IGBTs*, que possuem perdas associadas com seu uso, sendo as principais: perdas de condução e de comutação. As perdas de condução nos *MOSFETs* são devidas principalmente a sua resistência série em condução $R_{ds(on)}$ (comportamento resistivo) e as perdas de condução no caso dos *IGBTs* está relacionada com a tensão de saturação V_{CEsat} no colector-emissor em condução (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2001).

Enquanto a perdas de comutação em um interruptor real, a transição de tensão a não tensão ou de corrente a não corrente não acontece em um instante, seja na entrada em condução ou no bloqueio, pelo contrario, existe um tempo de duração onde a tensão e a corrente coexistem. Em geral, na Figura 20, para um interruptor (*MOSFET* ou *IGBT*), as formas de onda de tensão v_T e corrente i_T geram perdas de comutação conforme o cálculo da potência média em (13).

Figura 20 – Perdas de comutação.



Fonte: Adaptado de Mousavi (2013).

$$p_{T\text{méd}} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} v_T \cdot i_T \cdot dt = f_s \cdot \int_0^{T_s} v_T \cdot i_T \cdot dt \quad (13)$$

Onde:

– T_s é o período de chaveamento e f_s é a frequência de chaveamento.

Conforme (13), as perdas de potência média $p_{T\text{méd}}$, durante cada período de chaveamento, são calculadas como a área sobreposta pelas formas de onda de corrente e de tensão na comutação, que dependem diretamente da frequência de chaveamento, por tanto, como já foi mencionado, quanto maior é a frequência de chaveamento, maiores serão as perdas de comutação.

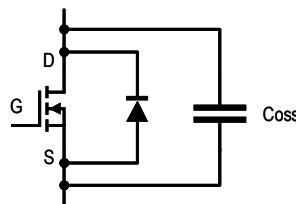
Fazendo uso de comutação suave podem ser reduzidos os problemas de perdas de comutação e *EMI* associados à operação de conversores eletrônicos de potência. O termo comutação suave (*Soft-Switching* em inglês) em eletrônica de potência refere-se a várias técnicas em que as transições de chaveamento são feitas para ser mais graduais em favor de forçar a tensão ou corrente a ser zero enquanto a transição de chaveamento está sendo feita (MOUSAVI, 2013).

A *EMI* é reduzida por comutação suave porque as transições de comutação de entrada em condução a bloqueio e vice-versa são graduais e não repentinas. Também, como a comutação suave força a tensão ou a corrente a ser zero durante o tempo de transição, não há sobreposição entre tensão e corrente e (idealmente) não ocorre nenhuma perda de comutação.

1.6.1 Comutação em tensão zero (*ZVS*) e comutação em corrente zero (*ZCS*)

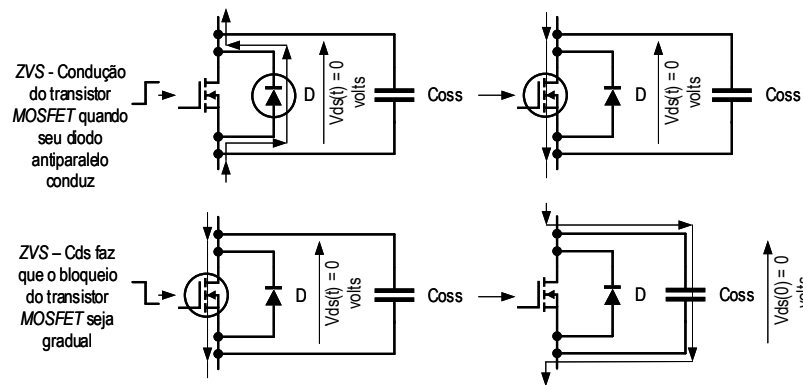
Observa-se na Figura 21, o símbolo do *MOSFET*, onde estão presentes: seu diodo antiparalelo (interno ao dispositivo) e uma de suas capacitâncias parasitas que possui, neste caso a capacitância de saída do dreno-fonte C_{oss} . Agora, conforme o apresentado na Figura 22, o *MOSFET* pode entrar em condução sob *ZVS*, se de alguma forma for garantido um fluxo de corrente através do diodo antiparalelo, fixando assim a tensão dreno-fonte V_{ds} para zero antes de entrar em condução. Além disso, o *MOSFET* pode ser bloqueado sob *ZVS* devido a que sua capacitância parasita C_{oss} impede que a tensão dreno-fonte V_{ds} aumente abruptamente.

Figura 21 – Símbolo do circuito do *MOSFET*.



Fonte: Adaptado de Erickson e Maksimović (2001).

Figura 22 – Entrada em condução *ZVS* (acima), bloqueio *ZVS* (abaixo).

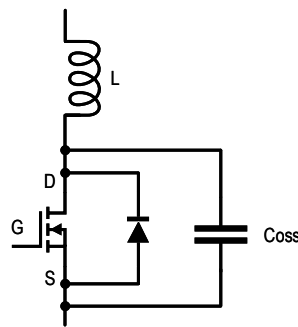


Fonte: Adaptado de Mousavi (2013).

É possível que um interruptor possa operar sob *ZCS* sempre que um indutor for adicionado

em série com ele, para o *MOSFET* veja a Figura 23. Agora, conforme a Figura 24, o *MOSFET* pode ser entrar em condução sob *ZCS*, devido ao indutor em série que limita o aumento da corrente, de modo que a corrente que flui através do *MOSFET* seja praticamente zero enquanto o dispositivo está sendo comandado a conduzir. Além disso, o *MOSFET* pode ser bloqueado sob *ZCS* se uma tensão negativa for de alguma forma conectada com a combinação indutor-*MOSFET*, de modo que a corrente caia a zero a uma taxa gradual devido ao indutor.

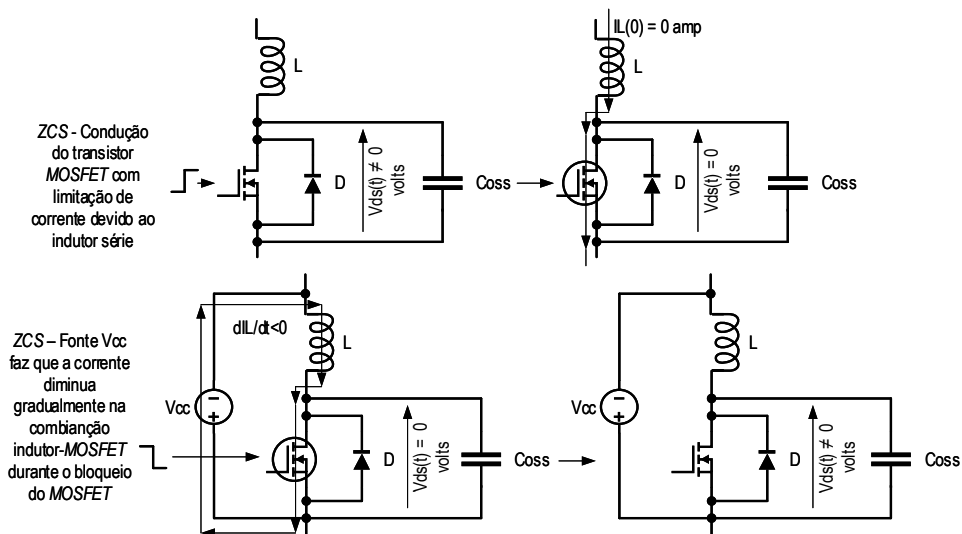
Figura 23 – Símbolo do circuito do *MOSFET* mais indutor série.



Fonte: Adaptado de Mousavi (2013).

Embora ambas das operações *ZVS* e *ZCS* possam reduzir as perdas de comutação de um *MOSFET* ou um *IGBT*, o *ZVS* é preferível para *MOSFETs* e o *ZCS* é preferível para *IGBTs*. No caso dos *MOSFET*, o *ZVS* pode reduzir substancialmente as perdas causadas pela descarga de C_{ds} no dispositivo quando ele é ativado, enquanto o *ZCS* não pode (MOUSAVI, 2013).

Figura 24 – Entrada em condução *ZCS* (acima), bloqueio *ZCS* (abaixo).

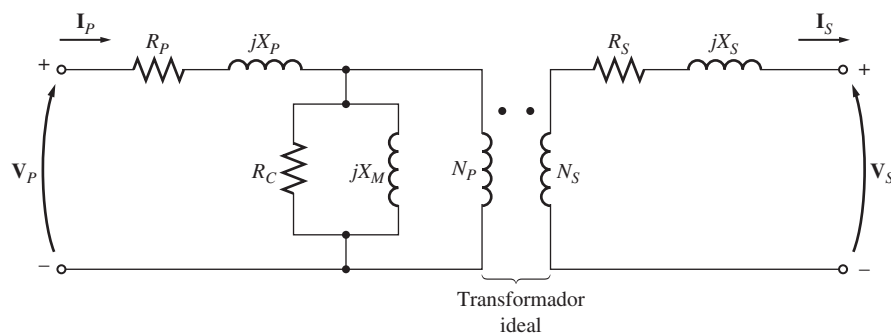


Fonte: Adaptado de Mousavi (2013).

1.6.2 Modelo do transformador elevador do gerador de alta tensão

Em relação ao transformador elevador apresentado na Figura 11, tem-se ampla informação em relação aos modelos dos circuitos elétricos equivalentes dos transformadores, por exemplo, Chapman (2013) fornece o modelo de um transformador real (Figura 25) e o modelo simplificado sem ramo de excitação do transformador (Figura 26), referido no lado primário, sendo o último empregado no presente trabalho.

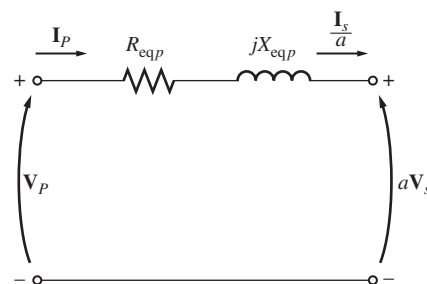
Figura 25 – Modelo elétrico de um transformador real.



Fonte: Chapman (2013).

No modelo simplificado da Figura 26, foi desprezada a indutância de magnetização do transformador, dado que para a estrutura apresentada na Figura 11, a corrente que flui pela indutância de magnetização é pequena em comparação com a corrente que flui pelo lado primário do transformador. Além disso, de acordo com Kinnares e Hothongkham (2010), é necessário desprezar a indutância de magnetização para fazer o estudo do inversor *Full-Bridge* ressonante com deslocamento de fase (*Phase-Shift* em inglês).

Figura 26 – Modelo simplificado sem ramo de excitação do transformador.



Fonte: Chapman (2013).

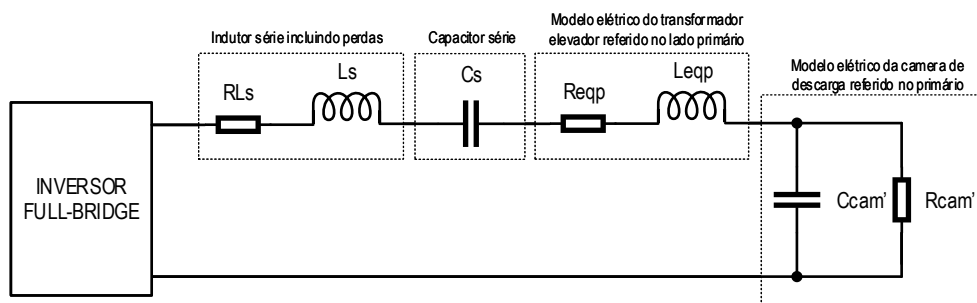
Para obter os valores de R_{eq} e X_{eq} , resistência e reatância indutiva série equivalente respectivamente, só é necessário fazer um ensaio de curto circuito no secundário do transformador. A resistência equivalente série R_{eq} , é muito importante neste trabalho por ser parte das perdas gerais do inversor *Full-Bridge* ressonante, estudado e desenvolvido em detalhe no capítulo 3.

Tendo os modelos elétricos equivalentes tanto do reator (Figura 8) e do transformador (Figura 26), só é necessário referir o moledo elétrico do reator no lado primário do transformador e incluir um indutor série e um capacitor série, para ter em conjunto uma carga ressonante, tornando-se em um circuito tanque LCC. A carga ressonante é muito importante na análise da operação do inversor *Full-Bridge*, já que, segundo um determinado critério, ela torna possível obter comutação suave em todos os transistores da ponte completa. Os critérios e o detalhe da comutação suave serão detalhados na seguinte subsecção.

1.6.3 Critérios no circuito tanque para obter comutação suave

Refletindo o circuito elétrico do reator ao primário do transformador e incluindo necessariamente um indutor série L_s , que possui uma resistência de perdas R_{L_s} , e um capacitor série C_s , é gerada a Figura 27, apresentando os componentes do circuito tanque.

Figura 27 – Formação do circuito tanque.



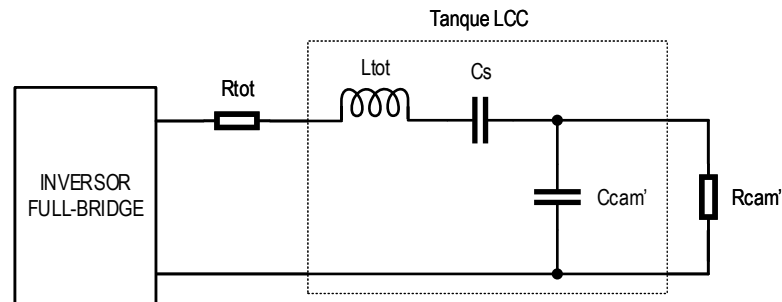
Fonte: Elaborado pelo autor.

A inclusão de C_s garante a não saturação do transformador elevador de tensão, mantendo uma corrente média no seu primário igual a zero em regime permanente. Em conjunto, R_{L_s} e R_{eqp} formam a resistência de perdas do inversor ressonante R_{tot} , enquanto que, L_s e L_{eqp} formam a indutância do circuito tanque L_{tot} , apresentados na Figura 28.

É importante mencionar que R'_{cam} , e C'_{cam} , L_{eqp} , R_{eqp} são valores que podem ser determinados por medições correspondentes em uma certa faixa de frequências, no entanto L_s , R_{L_s} e C_s , e portanto L_{tot} e R_{tot} , são valores escolhidos para cumprir determinados critérios.

A frequência de ressonância da impedância de entrada vista pelo inversor, depende dos valores de L_{tot} e C_s , por outro lado está a frequência de operação do inversor, que normalmente é escolhida para ficar acima ou abaixo da frequência de ressonância da impedância de entrada. Dependendo da escolha, é possível obter *ZCS* ou *ZVS* na comutação dos interruptores da ponte

Figura 28 – Circuito tanque LCC.



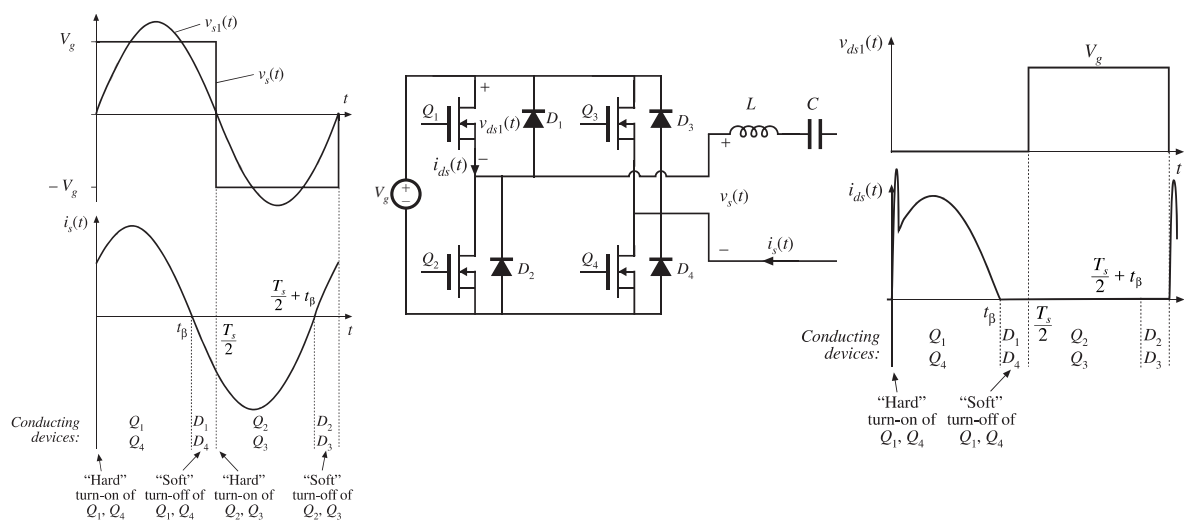
Fonte: Elaborado pelo autor.

do inversor *Full-Bridge* ressonante. Agora, levando em consideração que o indutor L_{tot} está em série, a operação acima da frequência de ressonância faz com que a reatância indutiva prevaleça, gerando um comportamento indutivo na carga ressonante, pelo contrário, a operação abaixo da frequência de ressonância gera um comportamento capacitivo na carga ressonante.

1.6.3.1 ZCS no bloqueio dos transistores da ponte do inversor *Full-Bridge* ressonante

Operar abaixo da frequência de ressonância gera um comportamento capacitivo na carga ressonante, onde sua tensão fica atrasada em relação a sua corrente, conforme apresentado na Figura 29, considerando apenas a fundamental da tensão na carga ressonante.

Figura 29 – Bloqueio ZCS dos transistores da ponte inversora.



Fonte: Erickson e Maksimović (2001).

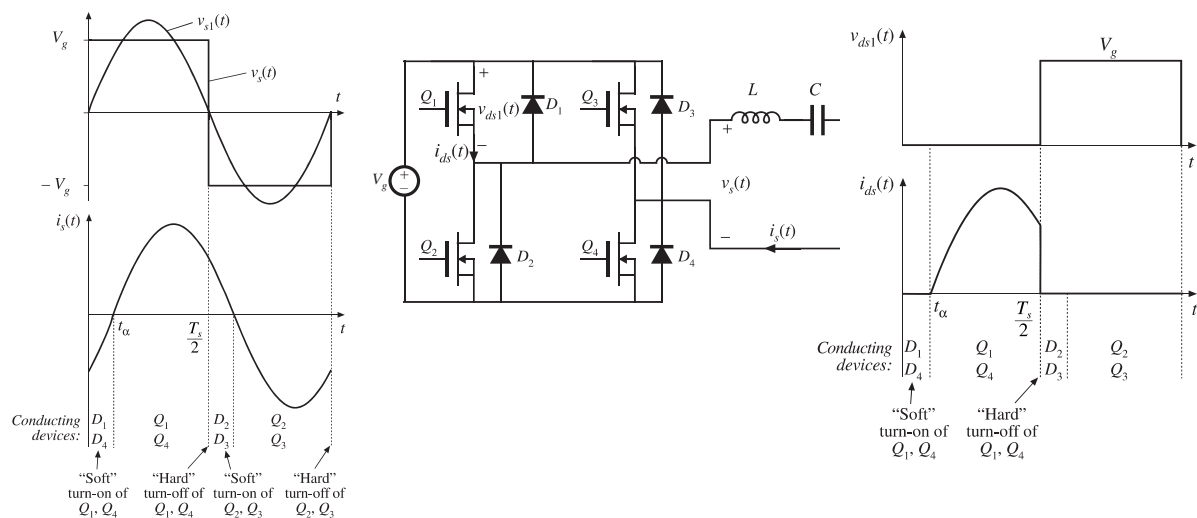
Observa-se na Figura 29 (por exemplo para o transistor Q_1), que quando a corrente de carga i_s que flui pelo dreno-fonte atinge zero e, subsequentemente, inverte seu sentido, estabelece a condução do seu diodo antiparalelo e, portanto, o transistor Q_1 pode ser bloqueado sob ZCS conforme apresentado na subsubseção 1.6.1, exatamente na Figura 24. No entanto, a entrada em condução do transistor Q_1 não é feita suavemente, uma vez que a corrente deve fluir através do dreno-fonte com um aumento de corrente brusco e repentino.

Assim, operar abaixo da frequência de ressonância, faz que seja possível obter apenas ZCS no bloqueio de todos os transistores da ponte inversora.

1.6.3.2 ZVS na entrada em condução dos transistores da ponte do inversor Full-Bridge ressonante

Operar o inversor acima da frequência de ressonância gera um comportamento indutivo na carga ressonante, onde sua tensão fica na frente em relação a sua corrente, conforme apresentado na Figura 30.

Figura 30 – Entrada em condução ZVS dos transistores da ponte inversora.



Fonte: Erickson e Maksimović (2001).

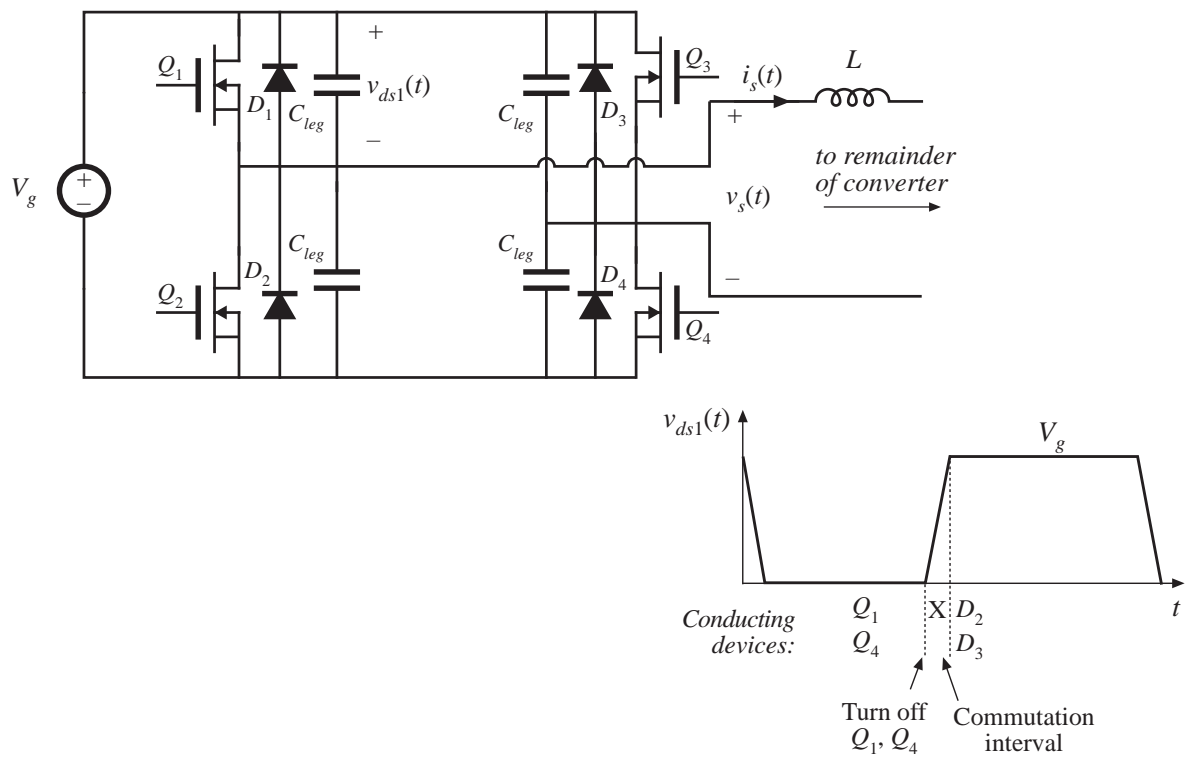
Observa-se na Figura 30 (por exemplo para os transistores Q_1 e Q_3), que antes da condução dos transistores Q_1 e Q_3 , seus diodos antiparalelos D_1 e D_3 conduzem corrente, fato que é aproveitado para comandar a conduzir aos transistores conforme apresentado na subsubseção 1.6.1, exatamente na Figura 22. No entanto, o bloqueio do transistor Q_1 não é feito suavemente, uma vez que a tensão no dreno-fonte deve aumentar brusca e repentinamente.

Assim, operar acima da frequência de ressonância faz que seja possível obter *ZVS* na entrada em condução de todos os transistores da ponte inversora.

1.6.3.3 *ZVS na entrada em condução e no bloqueio dos transistores da ponte do inversor Full-Bridge ressonante*

Como foi mencionado na subsubseção 1.6.1, os transistores podem ser bloqueados sob *ZVS* incluindo suas capacitâncias parasitas de saída, que impedem que a tensão dreno-fonte aumente abruptamente, conforme apresentado na Figura 31.

Figura 31 – Entrada em condução e bloqueio *ZVS* dos transistores da ponte inversora.



Fonte: Erickson e Maksimović (2001).

Em resumo: operando o inversor acima da frequência de ressonância, da carga ressonante composta pelo indutor série, capacitor série, modelo simplificado do transformador elevador de tensão refletido no primário do transformador e pelo modelo das câmaras de descarga refletido no primário do transformador, faz que seja possível obter comutação suave *ZVS* em todos os transistores da ponte inversora, tanto na entrada em condução quanto no bloqueio.

2 OZONIZADOR COMERCIAL, TESTES LABORATORIAIS E PROPOSTA

No laboratório de eletrônica de potência (LEP) da Unesp, foi adquirido um ozonizador comercial (Figura 32), com o objetivo de gerar pulsos de alta tensão, utilizados para geração de ozônio e para fins acadêmicos. Neste trabalho, o ozonizador serve como uma referencia para comparar os resultados obtidos e descritos no capítulo 6, incluindo formas de onda, quantidade de pulsos, eficiência elétrica, concentração de ozônio gerado, etc. Para tal fim, o ozonizador apresenta alguns resultados de ensaios realizados anteriormente para caracterizá-lo, incluindo tensão de entrada, potência ativa, potência aparente e fator de potência, os quais são resumidos na Tabela 5.

Figura 32 – Ozonizador comercial.



Fonte: LEP-Unesp.

Tabela 5 – Testes elétricos no ozonizador comercial.

		Nome	Valor
Parâmetro	P_{in}	Potência ativa de entrada	128 W
	S_{in}	Potência aparente de entrada	208 VA
	FP_{in}	Fator de potência de entrada	0,615
	V_{in}	Tensão de entrada	220 V-rms
	f_{rede}	Frequência da rede	60 Hz

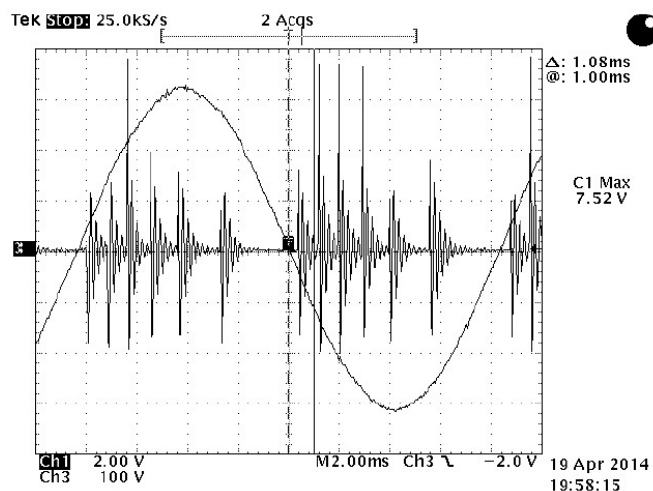
Fonte: Baena (2014).

Observa-se na Figura 32, o ozonizador comercial composto por 14 câmaras de descarga VDBD dispostas em paralelo, no entanto, na atualidade só 13 estão prontas para seu uso.

2.1 PULSOS GERADOS PELO OZONIZADOR COMERCIAL E PROPOSTA PARA O ESTÁGIO DE ENTRADA

Conforme apresentado na Figura 32, cada uma das 14 câmaras de descarga possui uma fonte geradora de pulsos de alta tensão. A tensão que cada uma delas fornece é apresentada na Figura 33 em conjunto com a tensão da rede (escalada).

Figura 33 – Pulsos de alta tensão gerados pelo ozonizador comercial.



Fonte: Baena (2014).
(escala Ch1: 1V = 1kV).

Observa-se na Figura 33, pulsos de alta tensão não uniformes, os quais podem alcançar amplitudes de até 8 kV com ocorrência de 12 a 16 pulsos significativos em cada período de rede (20 em total). A frequência dos pulsos é de aproximadamente 1,25 kHz, os pulsos não são bipolares, a magnitude da parte negativa é inferior à magnitude da parte positiva, a qual diminui seu valor gradualmente. A largura dos pulsos não supera os 10 μ seg (BAENA, 2014).

Levando em consideração as mesmas características de consumo de energia, na Tabela 6, é apresentada a proposta das características do estágio de entrada, as quais representam o ponto de partida para o estudo e desenvolvimento do conversor proposto.

Tabela 6 – Proposta em relação ao ozonizador comercial.

		Nome	Ozonizador	Proposta
Parâmetro	P_{in}	Potência ativa de entrada	128 W	210 W
	S_{in}	Potência aparente de entrada	208 VA	<215 VA
	FP_{in}	Fator de potência de entrada	0,615	>0,975
	V_{in}	Tensão de entrada	220 V-rms	220 V-rms
	f_{rede}	Frequência da rede	60 Hz	60 Hz

Fonte: Elaborado pelo autor.

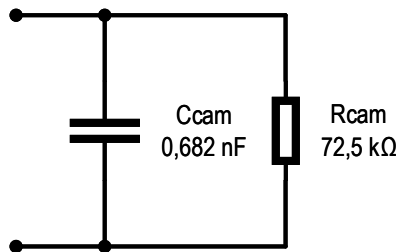
2.2 TESTES LABORATORIAIS NAS CÂMARAS DE DESCARGA

Os valores para o modelo elétrico (Figura 8), das câmaras de descarga apresentada na Figura 32, foram determinados levando em consideração os resultados experimentais previamente obtidos por Baena (2014) e verificados após a implementação. A Figura 34 apresenta o modelo elétrico das câmaras de descarga para uma frequência de operação de 10 kHz, onde:

$$R_{cam} = 72,5 \text{ k}\Omega \quad (14)$$

$$C_{cam} = 0,682 \text{ nF} \quad (15)$$

Figura 34 – Modelo elétrico do reator DBD incluindo seus valores.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O valor obtido em (14), representa a resistência das 13 câmaras disponíveis em paralelo, cada uma individualmente, apresenta o valor de 942,5 kΩ. Da mesma forma, (15) representa a capacitância das 13 câmaras, cada uma individualmente, apresenta o valor de 52,46 pF.

2.3 TESTES LABORATORIAIS NO TRANSFORMADOR ELEVADOR

Os valores do modelo simplificado sem ramo de excitação (Figura 26), do transformador elevador apresentado na Figura 35, foram determinados a partir do ensaio de curto circuito. A Figura 36 apresenta o modelo simplificado sem ramo de excitação do transformador elevador incluindo seus valores obtidos para duas frequências de operação, 1 e 10 kHz, onde:

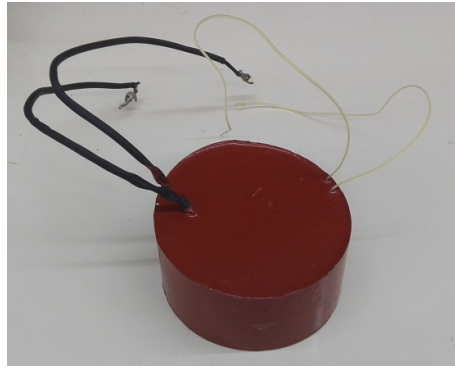
$$R_{eqp} = 34,67 \text{ m}\Omega \quad (1 \text{ kHz})$$

$$R_{eqp} = 85,83 \text{ m}\Omega \quad (10 \text{ kHz}) \quad (16)$$

$$L_{eqp} = 11,2 \text{ }\mu\text{H} \quad (1 \text{ kHz})$$

$$L_{eqp} = 11,1 \text{ }\mu\text{H} \quad (10 \text{ kHz}) \quad (17)$$

Figura 35 – Transformador elevador de tensão.



Fonte: LEP-Unesp.

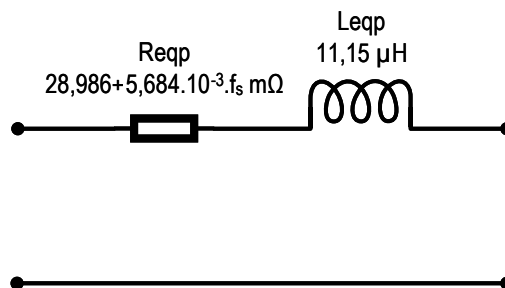
Considerando uma variação linear para R_{eqp} em função da frequência de operação f_s :

$$R_{eqp} = 34,67 + \frac{85,83 - 34,67}{10 \cdot 10^3 - 1 \cdot 10^3} \cdot (f_s - 1 \cdot 10^3) \text{ m}\Omega$$

$$R_{eqp} = 28,986 + 5,684 \cdot 10^{-3} \cdot f_s \text{ m}\Omega \quad (18)$$

Pode-se adotar para L_{eqp} em (17) o valor de $11,15 \mu\text{H}$ nessa faixa de operação.

Figura 36 – Modelo simplificado do transformador incluindo seus valores.



Fonte: Elaborado pelo autor.

3 INVERSOR *FULL-BRIDGE* RESSONANTE COM DESLOCAMENTO DE FASE (*PHASE-SHIFT*)

O inversor *Full-Bridge* ressonante com deslocamento de fase tem a vantagem, em comparação com o inversor *Full-Bridge* tradicional, de ter comutação não dissipativa (suave) em seus componentes semicondutores, isto é, em seus transistores. Aquelas comutações não dissipativas são possíveis devido à inclusão de um indutor série e uma capacitância série com a carga equivalente do transformador elevador de tensão e das câmaras de descarga, os quais, em conjunto fazem com que a carga total vista pelo inversor seja ressonante. É necessário que a carga ressonante seja indutiva, isto é possível quando sua frequência de ressonância é menor que a frequência de operação do inversor, fato que faz possível obter comutações sob tensão zero (KINNARES; HOTHONGKHAM, 2010). Além das comutações não dissipativas, com o deslocamento de fase pode ser controlada a potência de entrada ao inversor, potência que se reflete na tensão aplicada nas câmaras de descarga.

3.1 ESTRUTURA

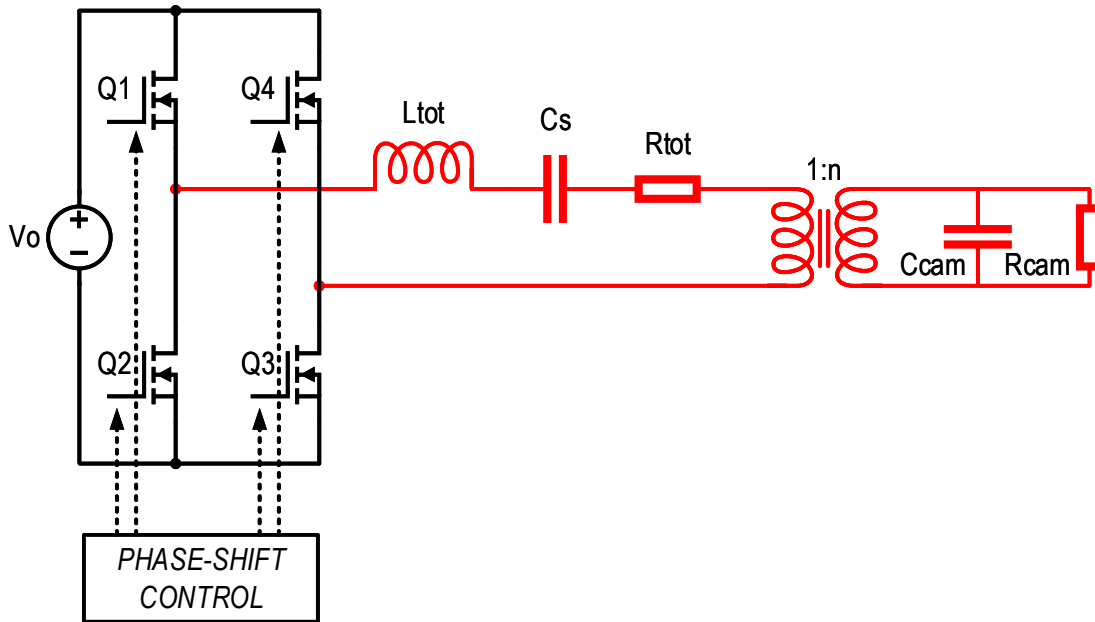
Incluindo os quatro transistores *MOSFET* da ponte completa na Figura 28, é gerada a Figura 37. A tensão do barramento de corrente contínua (CC) gerada pelo conversor é representada por V_o na estrutura apresentada na Figura 37.

O deslocamento de fase controla aos transistores do inversor, para se obter uma tensão de saída desejada em função da potência de entrada e da frequência de operação. Kinnares e Hothongkham (2010) propôs uma estratégia de controle para manter fixa a tensão nas câmaras de descarga, no entanto, manter uma tensão fixa não é imprescindível neste trabalho. A resistência R_{tot} na Figura 37, inclui as perdas do indutor série, do transformador e dos transistores da ponte completa, enquanto L_{tot} inclui a indutância série L_s e a indutância série equivalente no primário do transformador.

3.2 ESTÁGIOS DE OPERAÇÃO

Na Figura 38, podem ser observados os estágios de operação do inversor *Phase-Shift Full-Bridge* ressonante.

Figura 37 – Estrutura do inversor *Phase-Shift Full-Bridge* ressonante.



Fonte: Elaborado pelo autor.

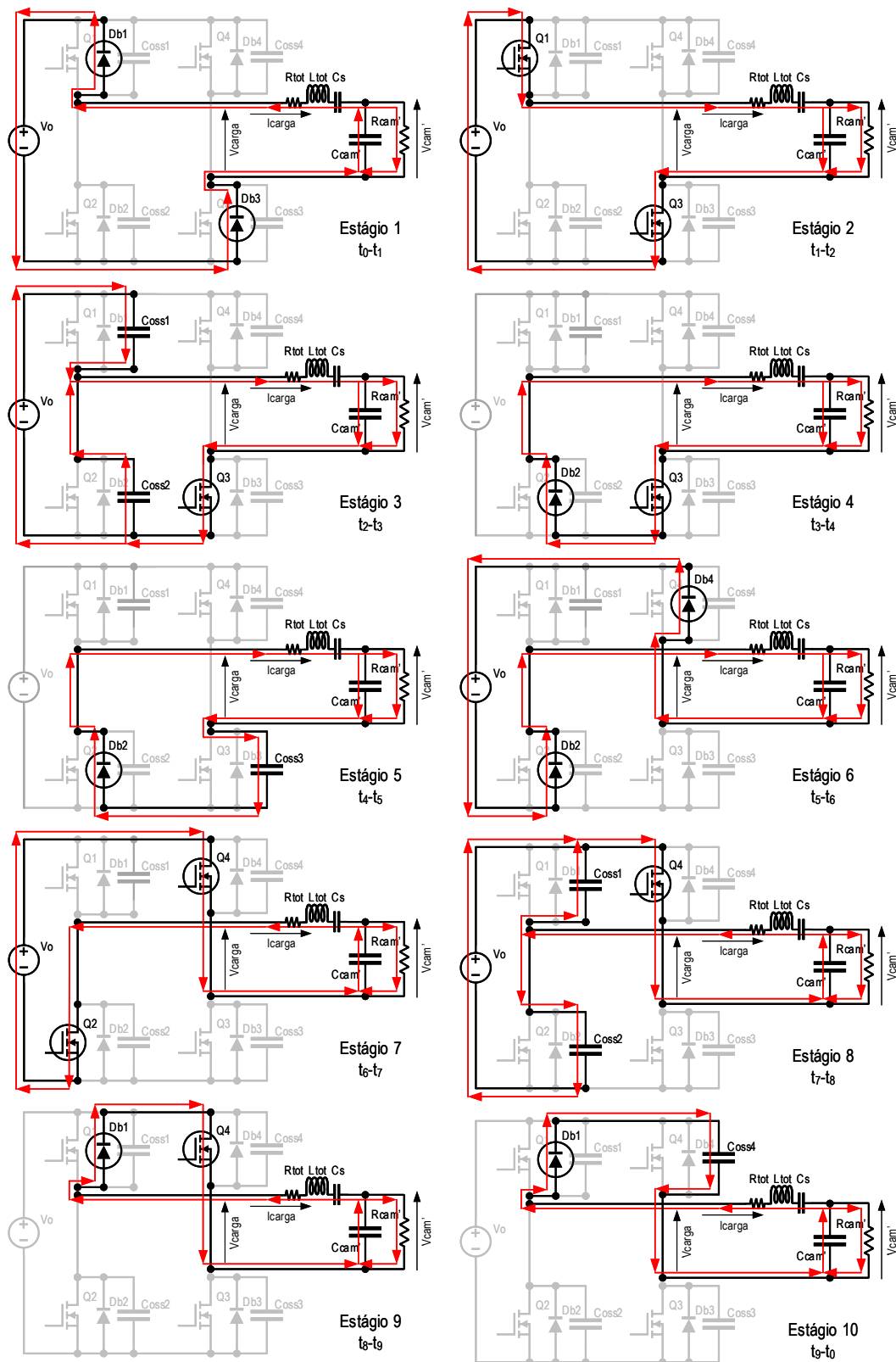
Primeiro estágio ($t_0 - t_1$): Neste estágio pode-se observar a condução dos diodos intrínsecos D_{b1} e D_{b3} , próprios dos transistores Q_1 e Q_3 respectivamente, mantendo o fluxo de corrente na direção mostrada, fato que é aproveitado para comandar a conduzir Q_3 sob ZVS, isso devido à condução de D_{b3} . A energia armazenada na carga RLC retorna à fonte de entrada V_o , até que a corrente na carga RLC atinja zero, terminando assim este estágio. Previamente, Q_1 foi comandado a conduzir em outro estágio, fato que é importante para a análise. Pode-se observar que a tensão na carga é V_o .

Segundo estágio ($t_1 - t_2$): Neste estágio se pode observar a condução de Q_1 e Q_3 , mantendo um fluxo de corrente contrário ao mostrado no primeiro estágio de operação. A energia da fonte V_o é transferida à carga RLC, até que Q_1 seja bloqueado, terminando assim este estágio. A tensão na carga ainda se mantém em V_o .

Terceiro estágio ($t_2 - t_3$): Com o bloqueio de Q_1 , começa o carregamento de sua capacitância de saída C_{oss1} , desde uma tensão zero até uma tensão V_o (bloqueio ZVS). Ao mesmo tempo, começa o descarregamento da capacitância de saída C_{oss2} , própria do transistor Q_2 , desde uma tensão V_o até atingir uma tensão zero, terminando assim este estágio. Este estágio tem um curto tempo de duração que pode ser desprezado no momento da análise matemática.

Quarto estágio ($t_3 - t_4$): Este estágio começa com a condução do diodo intrínseco D_{b2} , próprio de Q_2 . Como Q_3 ainda conduz, em conjunto com D_{b2} , é estabelecida uma roda livre.

Figura 38 – Estágios de operação do inversor *Phase-Shift Full-Bridge* ressonante.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Aproveitando a condução de D_{b2} , Q_2 é comandado a conduzir sob *ZVS*. O estágio termina quando Q_3 é bloqueado. Pode-se observar que a tensão na carga é zero pela roda livre.

Quinto estágio ($t_4 - t_5$): O bloqueio de Q_3 faz com que a sua capacitância de saída C_{oss3} , carregue desde uma tensão zero até uma tensão V_o , terminando assim este estágio. Da mesma forma que ocorreu com Q_1 no terceiro estágio de operação, o bloqueio de Q_3 ocorre sob *ZVS*.

Sexto estágio ($t_5 - t_6$): Quando C_{oss3} atinge uma tensão V_o e, subsequentemente, a tensão tenta aumentar mais um pouco, a diferença positiva de tensão ânodo-cátodo no diodo intrínseco D_{oss4} , próprio do transistor Q_4 , estabelece sua condução. Portanto, neste estágio a energia armazenada na carga RLC retorna à fonte de entrada V_o . Da mesma forma que ocorreu com Q_2 no quarto estágio de operação, Q_4 é comandado a conduzir sob *ZVS*. O estágio termina quando a corrente na carga RLC atinge zero e tenta mudar seu sentido. Pode-se observar que a tensão na carga é $-V_o$.

Sétimo estágio ($t_6 - t_7$): Neste estágio pode-se observar a condução de Q_2 e Q_4 , mantendo um fluxo de corrente contrário ao mostrado no sexto estágio de operação. A energia da fonte V_o é transferida à carga RLC até que Q_2 seja bloqueado, terminando assim este estágio. A tensão na carga ainda se mantém em $-V_o$.

Oitavo estágio ($t_7 - t_8$): Com o bloqueio de Q_2 , começa o carregamento de C_{oss2} desde uma tensão zero até uma tensão V_o (bloqueio *ZVS*). Ao mesmo tempo, começa o descarregamento de C_{oss1} , própria de Q_1 , desde uma tensão V_o até atingir uma tensão zero, terminando assim este estágio. Da mesma forma que ocorreu no terceiro estágio de operação, este estágio tem um curto tempo de duração que pode ser desprezado no momento da análise matemática.

Nono estágio ($t_8 - t_9$): Este estágio começa com a condução de D_{b1} , próprio de Q_1 . Como Q_4 ainda conduz, em conjunto com D_{b1} , é estabelecida uma roda livre. Aproveitando a condução de D_{b1} , o transistor Q_1 é comandado a conduzir sob *ZVS*. O estágio termina quando Q_4 é bloqueado. Pode-se observar que a tensão na carga é zero pela roda livre.

Décimo estágio ($t_9 - t_0$): O bloqueio de Q_4 faz com que C_{oss4} carregue desde uma tensão zero até uma tensão V_o . Quando C_{oss4} atinge uma tensão V_o e, subsequentemente, a tensão tenta aumentar mais um pouco, a diferença positiva de tensão ânodo-cátodo em D_{b3} , próprio de Q_3 , estabelece sua condução, terminando assim este estágio e gerando um novo período de chaveamento. Da mesma forma que ocorreu com Q_1 no terceiro estágio de operação, o bloqueio de Q_4 ocorre sob *ZVS*.

3.2.1 Importância dos tempos mortos “ t_{mrt} ” na entrada em condução e no bloqueio dos transistores da ponte completa

Para evitar um curto nos braços do inversor, deve-se inserir um tempo morto no comando dos transistores de cada braço: $Q_1 - Q_2$ e $Q_3 - Q_4$.

Por exemplo, para o braço $Q_1 - Q_2$, no bloqueio do transistor Q_1 e a posterior condução do transistor Q_2 , o tempo morto inserido inclui: o tempo de duração do terceiro estágio de operação e aquele tempo (depois do começo do quarto estágio) que demora o começo da entrada em condução do transistor Q_2 . Respeitando isto, não só é protegido o braço, mas também ocorre o carregamento e descarregamento gradual das capacitâncias de saída dos transistores do braço, isto é, comutação em tensão zero (ZVS).

3.3 FORMAS DE ONDA

Na Figura 39, são mostradas as principais formas de onda do inversor *Phase-Shift Full-Bridge* ressonante em um período de chaveamento, onde:

- Φ é o deslocamento de fase em segundos.
- T_s é o período de chaveamento.
- t_{mrt} é o tempo morto entre o comando dos transistores de um braço.

Obsevando-se que:

- Durante o segundo e nono estágio de operação, o transisotr Q_1 é bloqueado e comandado a conduzir respectivamente sob ZVS.

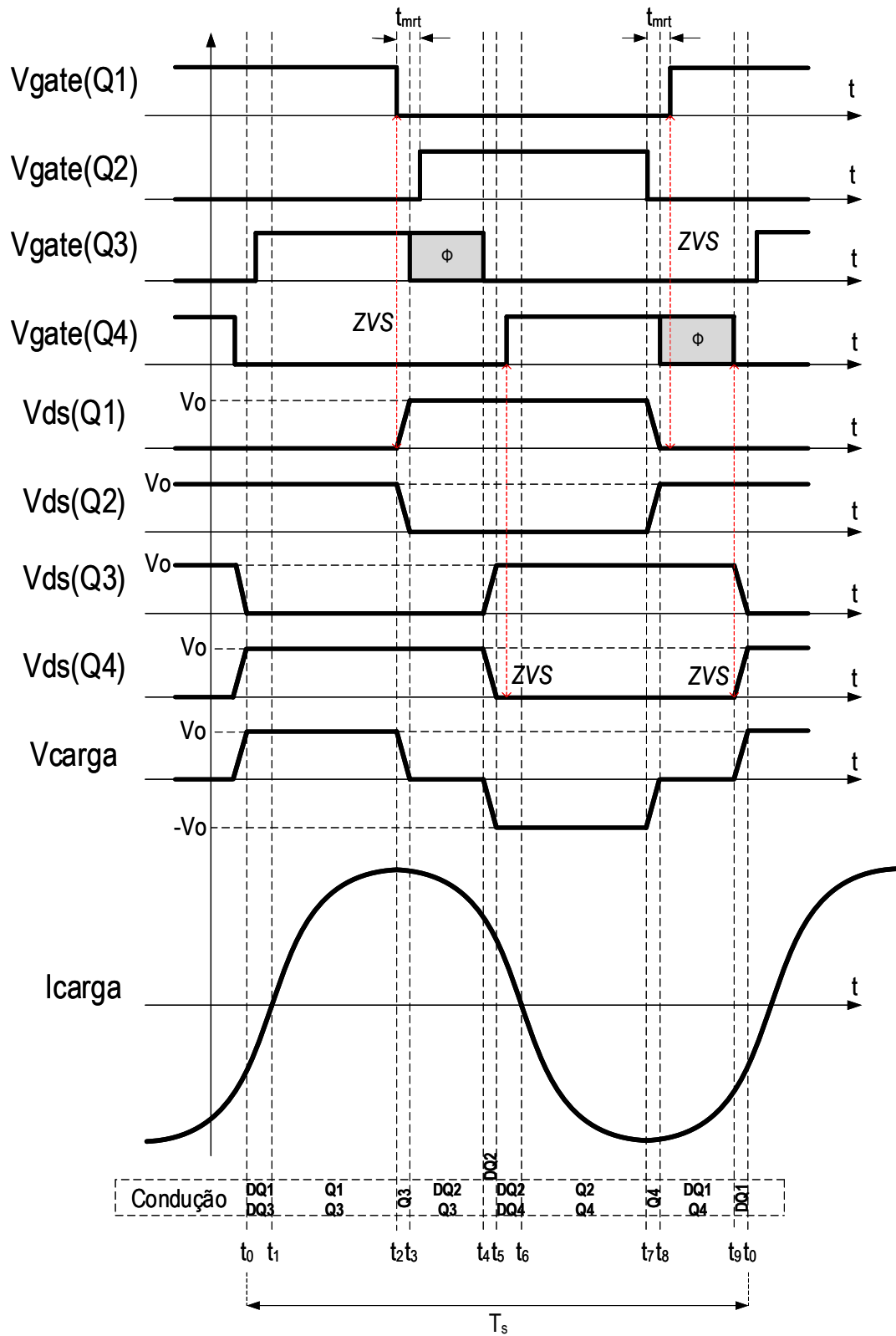
- Durante o quarto e sétimo estágio de operação, o transisotr Q_2 é comandado a conduzir e bloqueado respectivamente sob ZVS.

- Durante o primeiro e quarto estágio de operação, o transistor Q_3 é comandado a conduzir e bloqueado respectivamente sob ZVS.

- Durante o sexto e nono estágio de operação, o transisotr Q_4 é comandado a conduzir e bloqueado respectivamente sob ZVS.

- A largura do deslocamento de fase Φ pode ser controlada para fornecer mais ou menos potência à carga, quanto menor seja Φ , maior será a potência que a fonte de entrada V_o fornece à carga. Além disso, a largura do deslocamento de fase Φ , idealmente pode ser no máximo $\frac{T_s}{2}$ (meio período de chaveamento).

Figura 39 – Formas de onda em um período de chaveamento.

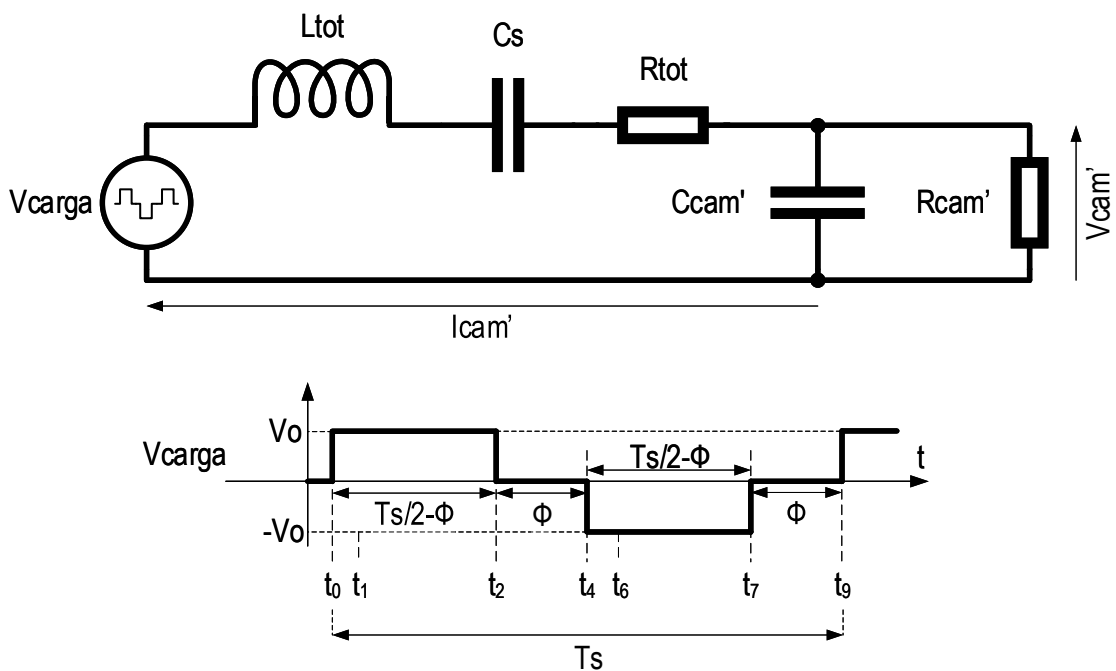


Fonte: Elaborado pelo autor.

3.4 EQUACIONAMENTO

Desprezando o terceiro, quinto, oitavo e décimo estágio de operação, bem como que a ativação dos transistores Q_1 , Q_2 , Q_3 e Q_4 é feita no começo do nono, quarto, primeiro e sexto estágio de operação respectivamente, isto é, quando os tempos mortos t_{mrt} apresentados na Figura 39 são zero, tem-se o seguinte circuito simplificado:

Figura 40 – Circuito simplificado do inversor *Phase-Shift Full-Bridge* ressonante.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Onde são conhecidos R'_{cam} e C'_{cam} , os quais foram estabelecidos em (14) e (15), naturalmente refletidos no lado primário do transformador elevador de tensão.

– A indutância L_{tot} inclui a indutância conhecida de perdas L_{eqp} do transformador elevador de tensão (17) e a indutância série L_s , a qual deve ser determinada.

– A resistência R_{tot} inclui a resistência conhecida de perdas R_{eqp} do transformador elevador de tensão (18), a resistência de perdas R_{L_s} do indutor série (240) e a resistência de perdas dos transistores da ponte Full-Bridge.

Como foi mencionado no início deste capítulo, é necessário que a carga ressonante seja indutiva, isto é, que a sua frequência de ressonância seja menor que a frequência de chaveamento para obter comutações sob tensão zero (ZVS).

3.4.1 Relação entre L_{tot} , C_s e ω_r

Para obter ressonância no circuito simplificado apresentado na Figura 40, inicia-se pela determinação da impedância de entrada:

$$Z_{in}(s) = s \cdot L_{tot} + \frac{1}{s \cdot C_s} + R_{tot} + \frac{\left(\frac{1}{s \cdot C'_{cam}}\right) \cdot (R'_{cam})}{\frac{1}{s \cdot C'_{cam}} + R_{cam}}$$

$$Z_{in}(s) = s \cdot L_{tot} + \frac{1}{s \cdot C_s} + R_{tot} + \frac{R'_{cam}}{1 + s \cdot R_{cam} \cdot C'_{cam}} \quad (19)$$

Substituindo $s = j \cdot \omega$ em (19), isto é, levando-o para o domínio da frequência:

$$Z_{in}(j \cdot \omega) = j \cdot \omega \cdot L_{tot} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_s} + R_{tot} + \frac{R'_{cam}}{1 + j \cdot \omega \cdot R'_{cam} \cdot C'_{cam}}$$

$$Z_{in}(j \cdot \omega) = R_{tot} + \frac{R'_{cam}}{1 + (\omega \cdot R'_{cam} \cdot C'_{cam})^2} + j \cdot \left[\omega \cdot L_{tot} - \frac{1}{\omega \cdot C_s} - \frac{\omega \cdot R'_{cam}{}^2 \cdot C'_{cam}}{1 + (\omega \cdot R'_{cam} \cdot C'_{cam})^2} \right] \quad (20)$$

A ressonância é obtida quando a parte imaginária de $Z_{in}(j \cdot \omega)$ em (20) é zero:

$$\omega_r \cdot L_{tot} - \frac{1}{\omega_r \cdot C_s} - \frac{\omega_r \cdot R'_{cam}{}^2 \cdot C'_{cam}}{1 + (\omega_r \cdot R'_{cam} \cdot C'_{cam})^2} = 0$$

$$L_{tot} = \frac{R'_{cam}{}^2 \cdot C'_{cam}}{1 + (\omega_r \cdot R'_{cam} \cdot C'_{cam})^2} + \frac{1}{\omega_r^2 \cdot C_s} \quad (21)$$

A equação (21) relaciona a indutância L_{tot} e a capacitância série C_s com a frequência de ressonância em radianos ω_r . Escolhendo dois deles é obtido o outro, por exemplo, escolhendo a frequência de ressonância em radianos ω_r (necessariamente menor que a frequência de chaveamento em radianos) e um valor de capacitância para C_s , pode ser obtida a indutância L_{tot} .

3.4.2 Ganho do circuito simplificado

Primeiramente, pode ser observado na Figura 40, que a tensão de carga V_{carga} é periódica com período T_s , bem como que é uma função da tensão do barramento V_o e do deslocamento de fase Φ . Por tanto, fazendo uso das séries de Fourier, V_{carga} pode ser representada por uma soma infinita de funções seno e cosseno:

$$V_{carga}(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot n}{T_s} \cdot t\right) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot n}{T_s} \cdot t\right) \quad (22)$$

Onde:

$$\begin{aligned}
 a_n &= \frac{2}{T_s} \cdot \int_{-T_s/2}^{T_s/2} V_{carga}(t) \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot n}{T_s} \cdot t\right) dt \\
 b_n &= \frac{2}{T_s} \cdot \int_{-T_s/2}^{T_s/2} V_{carga}(t) \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot n}{T_s} \cdot t\right) dt \\
 a_0 &= \frac{2}{T_s} \cdot \int_{-T_s/2}^{T_s/2} V_{carga}(t) dt
 \end{aligned} \tag{23}$$

Substituindo a função dependente do tempo V_{carga} , apresentada na Figura 40, no conjunto de equações (23):

$$\begin{aligned}
 a_n &= \frac{2 \cdot V_o}{\pi \cdot n} \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot n}{T_s} \cdot \Phi\right) \\
 b_n &= \frac{2 \cdot V_o}{\pi \cdot n} \cdot \left[1 + \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot n}{T_s} \cdot \Phi\right)\right] \\
 a_0 &= 0
 \end{aligned} \tag{24}$$

Substituindo (24) em (22):

$$\begin{aligned}
 V_{carga}(t) &= \frac{2 \cdot V_o}{\pi \cdot n} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \sin\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot n}{T_s} \cdot \Phi\right) \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot n}{T_s} \cdot t\right) + \left[1 + \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot n}{T_s} \cdot \Phi\right)\right] \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot n}{T_s} \cdot t\right) \right\} \\
 V_{carga}(t) &= \frac{2 \cdot V_o}{\pi \cdot n} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \sin\left[\frac{2 \cdot \pi \cdot n}{T_s} \cdot (t + \Phi)\right] + \sin\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot n}{T_s} \cdot t\right) \right\} \\
 V_{carga}(t) &= \frac{4 \cdot V_o \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot n}{T_s} \cdot \Phi\right)}{\pi \cdot n} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \sin\left[\frac{2 \cdot \pi \cdot n}{T_s} \cdot \left(t + \frac{\Phi}{2}\right)\right]
 \end{aligned} \tag{25}$$

Levando em consideração somente a fundamental, isto é, para $n = 1$ em (25):

$$V_{carga}(t) = \frac{4 \cdot V_o \cdot \cos\left(\frac{\pi}{T_s} \cdot \Phi\right)}{\pi} \cdot \sin\left[\frac{2 \cdot \pi}{T_s} \cdot \left(t + \frac{\Phi}{2}\right)\right] \tag{26}$$

A equação (26), mostra que a tensão de carga V_{carga} é uma função seno com uma amplitude em função da tensão do barramento V_o , do período de chaveamento T_s e do deslocamento de fase Φ .

A continuação, procura-se determinar a relação $\frac{V'_{cam}}{V_{carga}}$, a qual descreve o ganho do circuito. Isto é importante porque a tensão nas câmaras de descarga está limitada por motivos de segurança, além de que uma escolha errada de L_{tot} e C_s pode comprometer o funcionamento do inversor. Cabe destacar que é recomendável que Φ tenha um valor entre 20 e 30% do período de chaveamento em regime estável.

A partir do circuito simplificado apresentado na Figura 40:

$$\frac{V'_{cam}}{V_{carga}}(s) = \frac{\frac{R'_{cam}}{1 + s \cdot R'_{cam} \cdot C'_{cam}}}{s \cdot L_{tot} + \frac{1}{s \cdot C_s} + R_{tot} + \frac{R'_{cam}}{1 + s \cdot R'_{cam} \cdot C'_{cam}}}$$

$$\frac{V'_{cam}}{V_{carga}}(s) = \frac{R'_{cam} \cdot C_s \cdot s}{s^3 \cdot (L_{tot} \cdot R'_{cam} \cdot C'_{cam} \cdot C_s) + s^2 \cdot (L_{tot} \cdot C_s + R_{tot} \cdot R'_{cam} \cdot C'_{cam} \cdot C_s) + s \cdot (R'_{cam} \cdot C'_{cam} + R_{tot} \cdot C_s + R'_{cam} \cdot C_s) + 1} \quad (27)$$

A equação (26), descreve o comportamento do ganho do circuito simplificado em função da frequência. O ganho para a frequência de operação do inversor é determinado pela substituição de $s = j \cdot \omega_s$ em (27) com ω_s dado em (28), ganho que é apresentado em (29):

$$\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot f_s = \frac{2 \cdot \pi}{T_s} \quad (28)$$

$$\left| \frac{V'_{cam}}{V_{carga}}(s = j \cdot \omega_s) \right| \quad (29)$$

O pico de tensão no primário do transformador para a frequência de operação é calculado pelo produto do pico da tensão de carga em (26) e pelo ganho do circuito simplificado em (29):

$$V'_{cam}(s = j \cdot \omega_s) = \left| \frac{V'_{cam}}{V_{carga}}(s = j \cdot \omega_s) \right| \cdot \frac{4 \cdot V_o \cdot \cos\left(\frac{\pi}{T_s} \cdot \Phi\right)}{\pi} \quad (30)$$

3.4.3 Eficiência do circuito simplificado

É importante realizar uma análise adequada da eficiência do inversor *Phase-Shift Full-Bridge* ressonante, isto porque pode ser gerado mais ozônio que o gerador comercial com baixa eficiência, fato que está fora do propósito e intenção deste trabalho. A ideia principal é produzir ozônio a uma frequência de operação e uma potência de entrada que garantem eficiência energética acima de 90%.

A partir da Figura 40 pode-se obter:

$$Z'_{cam}(j \cdot \omega) = \frac{R'_{cam}}{1 + j \cdot \omega \cdot R'_{cam} \cdot C'_{cam}}$$

$$Z'_{cam}(j \cdot \omega) = \frac{R'_{cam}}{\sqrt{1^2 + (\omega \cdot R'_{cam} \cdot C'_{cam})^2}} \angle -\arctan(\omega \cdot R'_{cam} \cdot C'_{cam}) \quad (31)$$

Para a carga, tem-se o cálculo de sua potência ativa como segue:

$$P_o = \frac{1}{2} \cdot \frac{V'_{campico}{}^2}{|Z'_{cam}(j \cdot \omega)|} \cdot \cos[-\angle Z'_{cam}(j \cdot \omega)] \quad (32)$$

Substituindo (31) em (32):

$$P_o = \frac{1}{2} \cdot \frac{V'_{cam}{}^2}{R'_{cam}} \cdot \cos[\arctan(\omega \cdot R'_{cam} \cdot C'_{cam})]$$

$$P_o = \frac{V'_{campico}{}^2}{2 \cdot R'_{cam}} \quad (33)$$

O valor eficaz da corrente de carga, a qual circula pelo resistor de perdas R_{tot} , é obtido como segue:

$$I'_{camef} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V'_{campico}}{|Z'_{cam}(j \cdot \omega)|} \quad (34)$$

Substituindo (31) em (34):

$$I'_{camef} = \frac{V'_{campico} \cdot \sqrt{1^2 + (\omega \cdot R'_{cam} \cdot C'_{cam})^2}}{\sqrt{2} \cdot R'_{cam}} \quad (35)$$

A potência de perdas do inversor é obtida pela potência dissipada em R_{tot} :

$$P_{perdas} = I'_{camef}{}^2 \cdot R_{tot} \quad (36)$$

Substituindo (35) em (36):

$$P_{perdas} = \frac{V'_{campico}{}^2}{2 \cdot R'_{cam}} \cdot \left[1^2 + (\omega \cdot R'_{cam} \cdot C'_{cam})^2\right] \cdot \frac{R_{tot}}{R'_{cam}} \quad (37)$$

A potência ativa de entrada é obtida pela soma da potência de carga P_o e da potência de perdas P_{perdas} . A eficiência do inversor é obtida pela relação entre a potência de carga e a potência de entrada:

$$P_{in} = P_o + P_{perdas} \quad (38)$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} \quad (39)$$

Substituindo (33) e (37) em (38):

$$P_{in} = \frac{V'_{campico}{}^2}{2 \cdot R'_{cam}} \left\{ 1 + \left[1^2 + (\omega \cdot R'_{cam} \cdot C'_{cam})^2\right] \cdot \frac{R_{tot}}{R'_{cam}} \right\} \quad (40)$$

Portanto, substituindo (33) e (40) em (39):

$$\eta = \frac{\frac{V'_{campico}{}^2}{2 \cdot R'_{cam}}}{\frac{V'_{campico}{}^2}{2 \cdot R'_{cam}} + \frac{V'_{campico}{}^2}{2 \cdot R'_{cam}} \cdot \left[1^2 + (\omega \cdot R'_{cam} \cdot C'_{cam})^2 \right] \cdot \frac{R_{tot}}{R'_{cam}}}$$

$$\eta = \frac{1}{1 + \left[1 + (\omega \cdot R'_{cam} \cdot C'_{cam})^2 \right] \cdot \frac{R_{tot}}{R'_{cam}}} \quad (41)$$

A equação (41) mostra que a eficiência depende somente da frequência de operação. O circuito equivalente das câmaras de descarga $R'_{cam} - C'_{cam}$ e a resistência de perdas R_{tot} dependem da frequência de operação, isso porque eles foram obtidos a partir de ensaios para a uma frequência de operação determinada. De acordo com a equação (41), idealmente a eficiência não depende da potência de entrada ao inversor. Como foi mencionado na subsubseção 1.5.2.1, segundo os estudos feitos por Kinnares e Hothongkham (2010), quanto maior a frequência de operação, o valor da capacitância C'_{cam} aumenta e o valor da resistência R'_{cam} diminui. A redução de R'_{cam} melhora a eficiência, no entanto, o aumento de C'_{cam} tem repercussão quadrática na equação (41). Além disso, a própria presença da frequência na equação (41) reduz a eficiência com seu aumento. Também, segundo a subseção 2.3, quanto maior a frequência de operação maior as perdas no transformador, isto é, maior o valor de R'_{tot} (18), que de acordo com (41), faz a eficiência reduzir ainda mais. Portanto, quanto maior a frequência de operação mais longe fica o cumprimento do objetivo de obter eficiência energética acima de 90%. Finalmente, como foi mencionado na subsubseção 1.5.2.1, quanto maior a frequência de operação maior a quantidade de ozônio gerado.

3.5 ESTIMATIVAS PRELIMINARES

Referindo no lado primário do transformador o modelo equivalente das câmaras de descarga obtido em (14) e (15), e considerando que a relação de transformação do transformador elevador de tensão é de 22, chega-se a:

$$C'_{cam} = 22^2 \cdot C_{cam} = 22^2 \cdot 0,682 \text{ nF}$$

$$C'_{cam} = 330 \text{ nF} \quad (42)$$

$$R'_{cam} = \frac{R_{cam}}{22^2} = \frac{72,5}{22^2} \text{ k}\Omega$$

$$R'_{cam} = 150 \text{ }\Omega \quad (43)$$

Levando em consideração para R_{tot} somente as perdas no transformador elevador de tensão, no indutor série e nos transistores da ponte completa, isto é, considerando (18), (240) (do projeto de R_s) e (52) (da escolha dos transistores):

$$R_{tot} = 28,986 \cdot 10^{-3} + 5,684 \cdot 10^{-3} \cdot f_s \cdot 10^{-3} + 205,65 \cdot 10^{-3} + 580 \cdot 10^{-3} \Omega$$

$$R_{tot} = 0,815 + 0,0057 \cdot 10^{-3} \cdot f_s \Omega \quad (44)$$

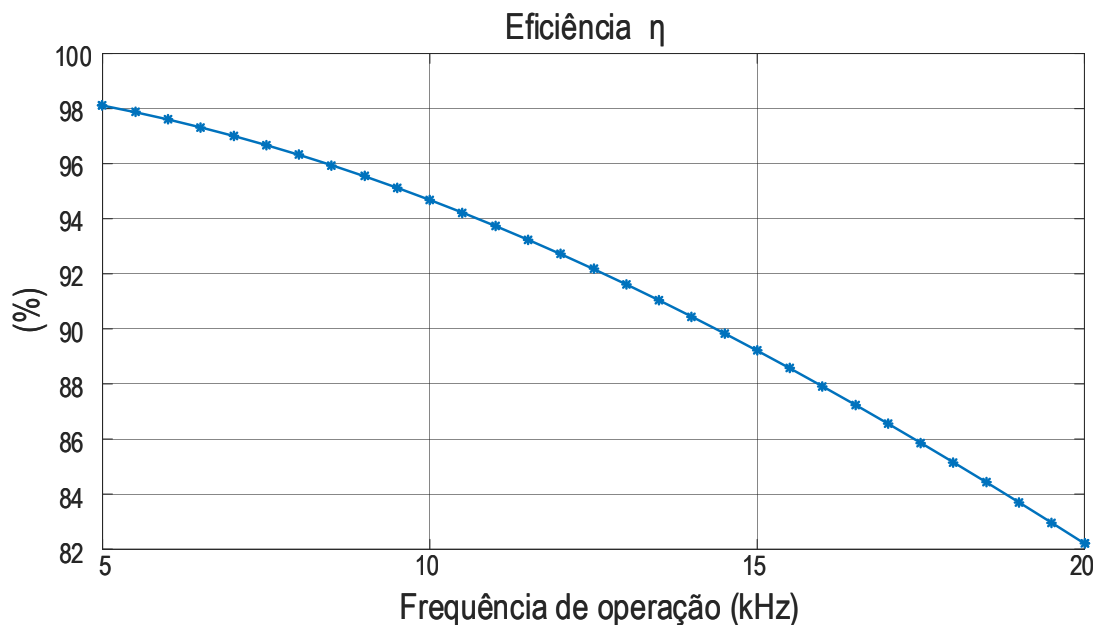
3.5.1 Eficiência

Substituindo (42), (43) e (44) em (41):

$$\eta(f_s) = \frac{1}{1 + \left[1^2 + (2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot 150 \cdot 330 \cdot 10^{-9})^2 \right]} \cdot \frac{(0,815 + 0,0057 \cdot 10^{-3} \cdot f_s)}{150} \quad (45)$$

Empregando uma faixa de variação de frequência desde 1 kHz até 20 kHz para f_s em (45), faixa onde são válidos os valores dos componentes da câmara de descarga, pode-se obter a Figura 41, a qual mostra a eficiência $\eta(f_s)$ como uma função da frequência de operação.

Figura 41 – Eficiência η em função da frequência de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor - Matlab.

Observa-se na Figura 41, que operar o inversor em frequências acima de 14,5 kHz faz com que a eficiência do inversor seja menor que 90%, portanto, **a frequência de operação será**

limitada ao torno de 10 kHz. Operar acima desta frequência, torna possível obter maiores concentrações de ozônio, no entanto com baixa eficiência, fato que não é o objetivo deste trabalho.

3.5.2 Níveis de tensão e corrente em função da potência de entrada e da frequência

Substituindo (42), (43) e (44) em (40):

$$P_{in} = \frac{V'_{campico}{}^2}{2 \cdot 150} \left\{ 1 + \left[1 + \left(2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot 150 \cdot 330 \cdot 10^{-9} \right)^2 \right] \cdot \frac{(0,815 + 0,0057 \cdot 10^{-3} \cdot f_s)}{150} \right\} \quad (46)$$

Onde (46) possui os valores de tensão pico no primário do transformador elevador de tensão em função da frequência de operação. Para o secundário somente é necessário multiplicar (46) pela relação de transformação de valor 22:

$$V_{campico}(P_{in}, f_s) = 22 \cdot \sqrt{\frac{P_{in} \cdot 2 \cdot 150}{\left\{ 1 + \left[1 + \left(2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot 150 \cdot 330 \cdot 10^{-9} \right)^2 \right] \cdot \frac{(0,815 + 0,0057 \cdot 10^{-3} \cdot f_s)}{150} \right\}}} \quad (47)$$

Substituindo (42), (43), (44) e (46) em (35):

$$I'_{camedf}(P_{in}, f_s) = \sqrt{\frac{P_{in} \cdot \left[1 + \left(2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot 150 \cdot 330 \cdot 10^{-9} \right)^2 \right]}{\left\{ 150 + \left[1 + \left(2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot 150 \cdot 330 \cdot 10^{-9} \right)^2 \right] \cdot (0,815 + 0,0057 \cdot 10^{-3} \cdot f_s) \right\}}} \quad (48)$$

3.5.2.1 Níveis de tensão suportados pelo transformador elevador de tensão

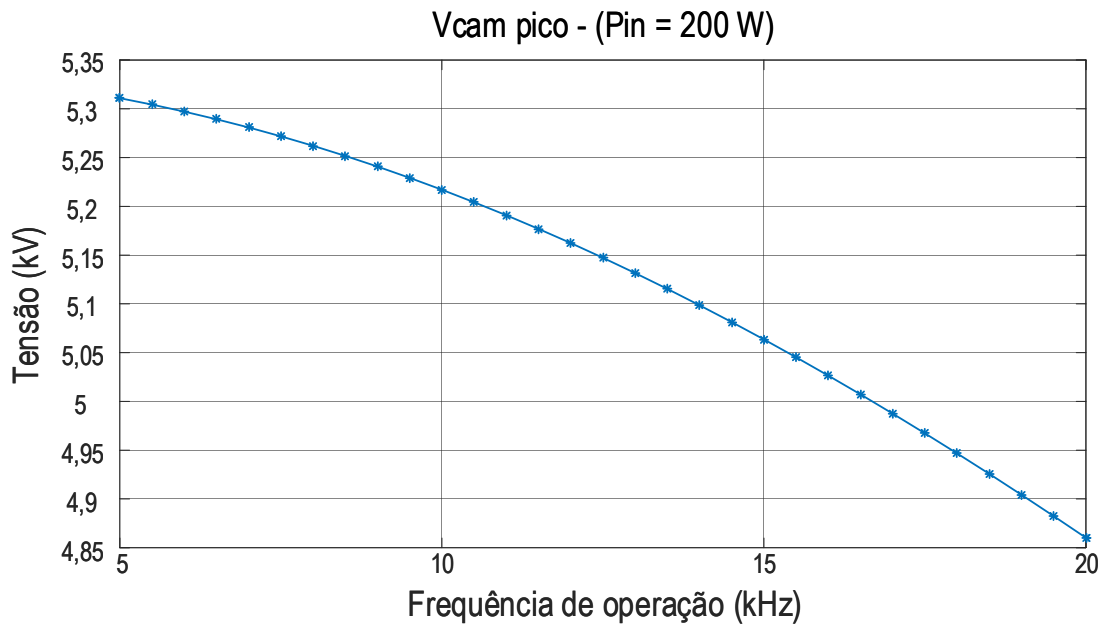
No trabalho de dissertação realizado por Baena (2014), foi projetado um transformador elevador de tensão para operar com níveis de tensão em torno de 6 kV no seu secundário, esse transformador será empregado no presente trabalho de dissertação.

3.5.2.2 Tensão na câmara de descarga e corrente no primário de transformador para 200 W de potência de entrada

Considerando uma eficiência mínima de 95% para o estágio conversor, o que resulta em aproximadamente 200 W do valor proposto de potência na Tabela 6, e substituindo este valor em (47) e (48), bem como o emprego de uma faixa de variação de frequência de 5 até 20 kHz para f_s , são geradas as Figuras 42 e 43. Pode-se observar na Figura 42, que os níveis de tensão

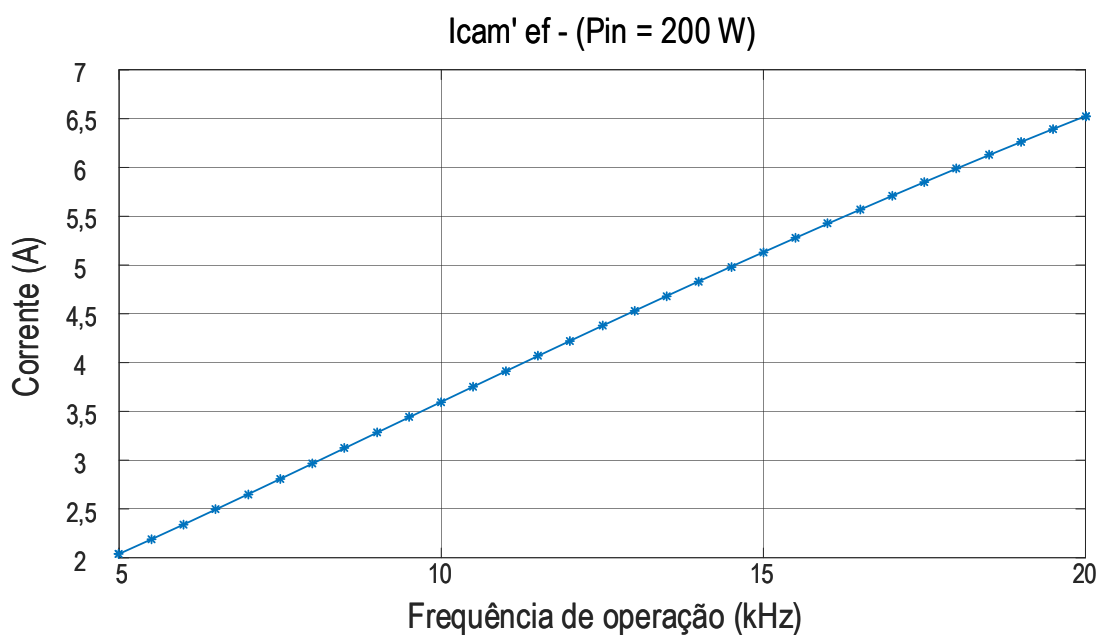
nas câmaras de descarga estão dentro dos valores permitidos. A Figura 43, mostra os níveis de corrente que devem ser levados em consideração no projeto da indutância série L_s .

Figura 42 – Tensão pico no secundário do transformador em função da frequência de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor - Matlab.

Figura 43 – Corrente eficaz no primário do transformador em função da frequência de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor - Matlab.

3.5.3 Determinação da indutância L_{tot}

Substituindo (42), (43), considerando uma frequência de ressonância de 8 kHz e uma capacitância série de 220 nF em (21):

$$L_{tot} = \frac{150^2 \cdot 330 \cdot 10^{-9}}{1 + (2 \cdot \pi \cdot 8 \cdot 10^3 \cdot 150 \cdot 330 \cdot 10^{-9})^2} + \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 8 \cdot 10^3)^2 \cdot 220 \cdot 10^{-9}}$$

$$L_{tot} = 2,85 \text{ mH} \quad (49)$$

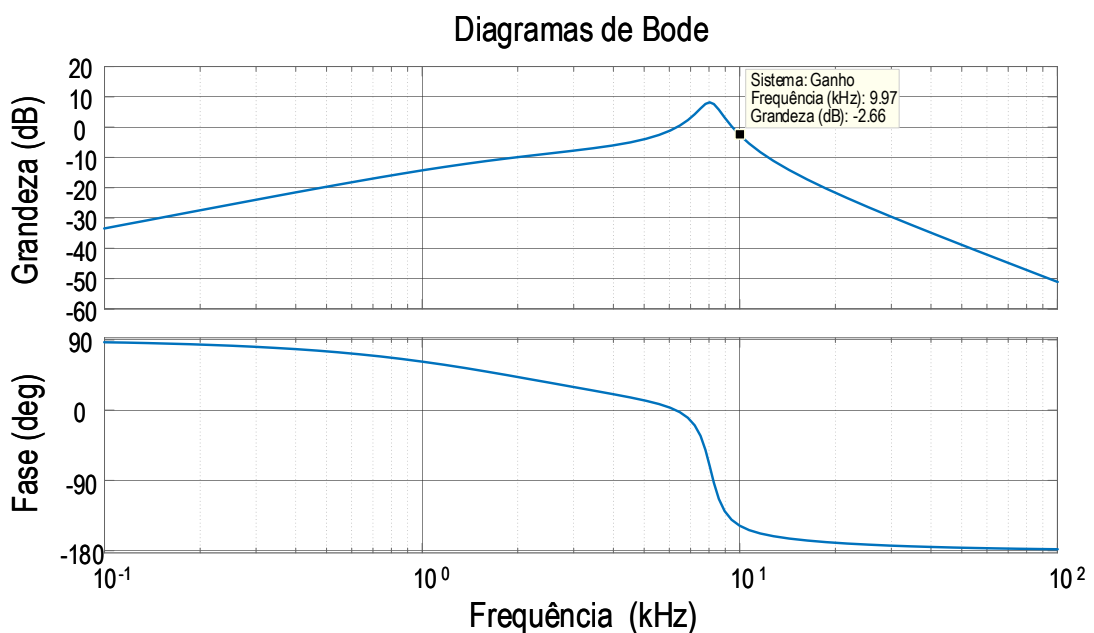
3.5.4 Ganho em função da frequência de operação

Substituindo (42), (43), (44) para $f_s = 10$ kHz, (49) e o valor da capacitância série de 220 nF em (27):

$$\frac{V'_{cam}}{V_{carga}}(s) = \frac{3,298 \cdot 10^{-5} \cdot s}{3,059 \cdot 10^{-14} \cdot s^3 + 6,339 \cdot 10^{-10} \cdot s^2 + 8,216 \cdot 10^{-5} \cdot s + 1} \quad (50)$$

Com a utilização do Matlab para a equação (50) é possível obter a Figura 44, onde para 10 kHz, tem-se um ganho de $-2,66 \text{ dB} = 0,7362$.

Figura 44 – Diagramas de Bode do circuito simplificado.



Fonte: Elaborado pelo autor - Matlab.

Observe-se o comportamento indutivo da carga ressonante na Figura 44 para 10 kHz.

3.5.4.1 Exemplo de deslocamento de fase para uma frequência de operação de 10 kHz

Substituindo $V_o = 400 \text{ V}$, $\Phi = 0,275 \cdot T_s$ e o valor obtido de 0,7362 em (30):

$$V'_{cam} \left(s = j \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^3 \right) = 0,7362 \cdot \frac{4 \cdot 400 \cdot \cos \left[\frac{\pi}{T_s} \cdot (0,275 \cdot T_s) \right]}{\pi}$$

$$V'_{cam} \left(s = j \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^3 \right) = 243,5 \text{ V} \quad \rightarrow \quad V_{cam} \left(s = j \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^3 \right) = 5,36 \text{ kV} \quad (51)$$

3.5.5 Escolha dos transistores do inversor

Com base na Figura 43, foi escolhido o transistor IRFPC50A. A partir dos dados do fabricante (International Rectifier) foram obtidos as seguintes informações:

Corrente contínua máxima	Corrente eficaz e pico procurada
$I_{Dmax} = 11 \text{ A}$ (testado a 25°C)	$I_{Q_{ef}} = 3,5 \text{ A}$
$I_{Dmax} = 7 \text{ A}$ (testado a 100°C)	$I_{Q_{pico}} = 5 \text{ A}$
Tensão Dreno-Fonte de ruptura	Tensão Dreno-Fonte procurada
$V_{DSSmax} = 600 \text{ V}$	$V_{ds} = 400 \text{ V}$
$R_{DS(on)} = 0,58 \ \Omega$ (típico)	

(52)

3.5.6 Parâmetros obtidos

Para o inversor *Phase-Shift Full-Bridge* ressonante apresentado na Figura 37, os parâmetros obtidos são descritos na Tabela 7.

Tabela 7 – Componentes passivos e semicondutores escolhidos - *Phase-Shift Full-Bridge*.

	Nome	Escolha/Valor	Perda	Valor	
Componente	Q_1, Q_2, Q_3 e Q_4	Transistores do inversor	IRFPC50A	$R_{DS(on)}$	$0,58 \ \Omega$
	L_{tot}	Indutância total série	2,85 mH	$R_{CuL_{tot}}$	$205,65 \text{ m}\Omega$
	C_s	Capacitância série	220 nF		

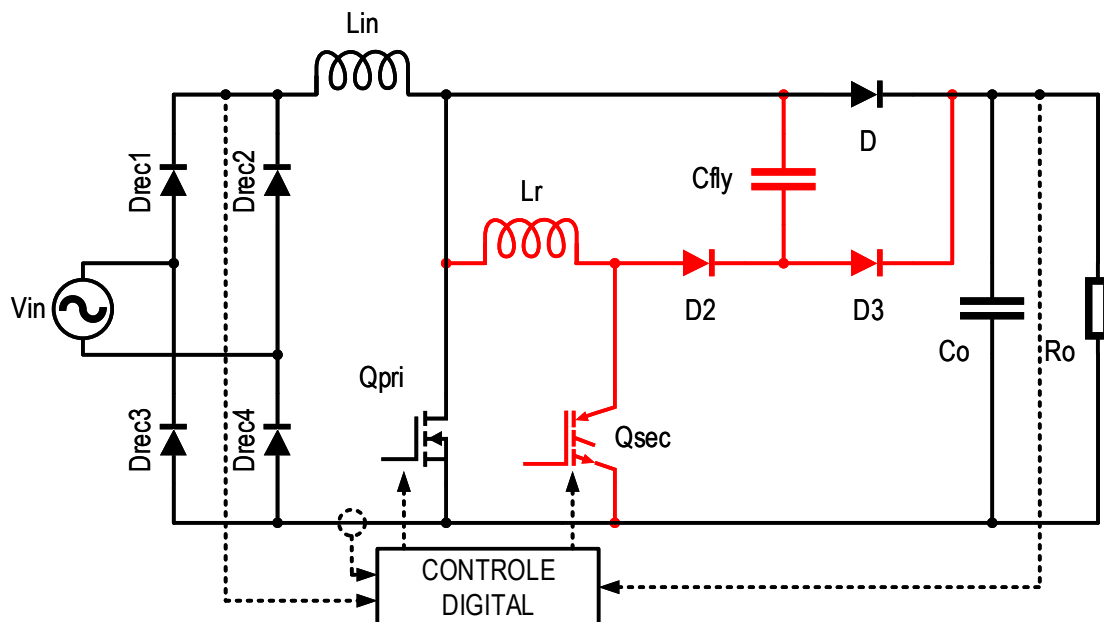
Fonte: Elaborado pelo autor.

4 CONVERSOR *BOOST* “*FLYING CAPACITOR*” NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA (CCM) E CORREÇÃO ATIVA DO FATOR DE POTÊNCIA (PFC)

Na Figura 45 é apresentado o diagrama do conversor CA-CC, que é uma adaptação do trabalho desenvolvido por Ben-Yaakov et al. (1995) voltado à correção ativa do fator de potência. Isto é, a aplicação da célula AASS (Figura 16) em um conversor *PFC Boost* tradicional. A vantagem deste conversor é a comutação suave em todos seus componentes semicondutores envolvidos, sem sofrer maiores esforços de tensão ou corrente em relação ao conversor *Boost* convencional.

4.1 ESTRUTURA

Figura 45 – Estrutura do conversor *PFC Boost* “*Flying Capacitor*” CCM.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 45, o controle atua fazendo com que a corrente no indutor L_{in} siga o formato senoidal retificado da tensão de saída da ponte de diodos D_{rec} . Além disso, o controle atua fazendo com que a tensão de saída permaneça constante contra variações de carga ou de linha.

A estratégia de controle está descrita na seção 4.9.

4.2 FORMAS DE ONDA

As formas de onda de tensão V_{rec} e de corrente I_{Lin} são apresentadas na Figura 46(a) para um período de rede. Cabe destacar que um período de rede possui muitos períodos de chaveamento, sendo que um detalhe é mostrado na Figura 46(b).

As formas de onda de cada estágio de operação para um período de chaveamento T_s , são apresentadas na Figura 47.

Seja $D_s \cdot T_s$ o tempo no qual tanto Q_{pri} quanto D_{int} conduzem corrente. De acordo com a Figura 47, $D_s \cdot T_s$ começa no instante de tempo t_2 e termina no instante de tempo t_5 , onde D_s é definida como razão cíclica.

É importante mencionar que os estágios 1, 2, 4, 6, 7 e 8 (Figura 47), possuem tempos de duração estabelecidos pelos componentes do circuito (Figura 45). Estes tempos não podem ser controlados, mas precisam ser respeitados.

Durante o estágio 3 (Figura 47), é necessário que primeiramente o transistor Q_{pri} seja comandado a conduzir. Após condução, o transistor Q_{sec} pode ser bloqueado sempre que for mantido um tempo curto entre condução e bloqueio, esta consideração faz com que a corrente no indutor L_r não diminua consideravelmente, isto porque sua energia armazenada pode ser dissipada nos elementos resistivos do circuito.

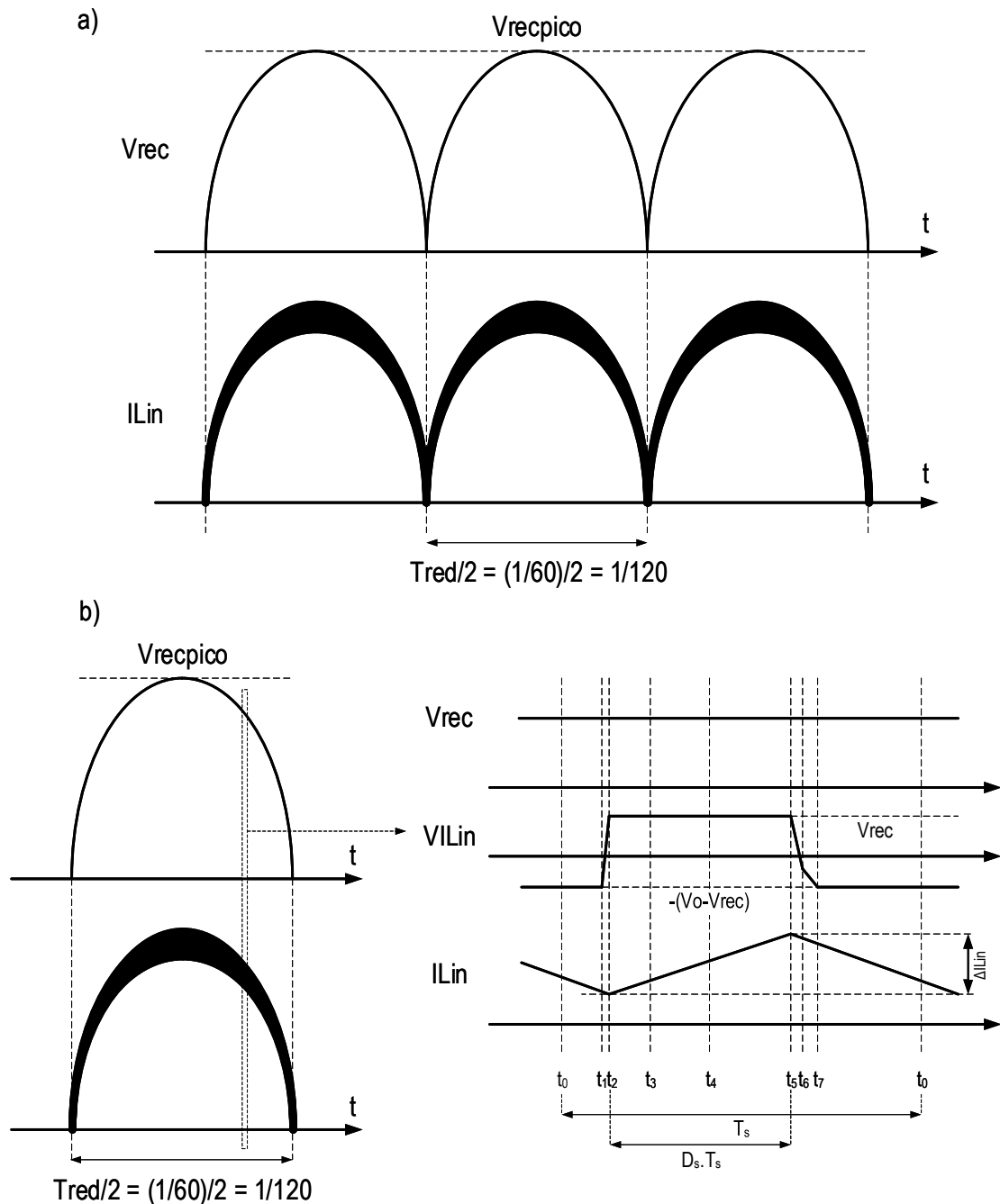
Durante o estágio 5 (Figura 47), o controle atua para obter correção ativa do fator de potência, com o objetivo de manter a tensão de saída fixa e para que a corrente no indutor L_{in} siga o formato senoidal requerido e apresentado na Figura 46.

4.3 ESTÁGIOS DE OPERAÇÃO

Para a análise dos estágios de operação em um período de chaveamento, a tensão de saída da ponte de diodos D_{rec} , apresentada na Figura 45, será considerada constante e de valor V_{ref} em conformidade com os estágios de operação apresentados na Figura 48.

Primeiro estágio ($t_0 - t_1$): O estágio começa com a condução do transistor Q_{sec} , e subsequentemente, o carregamento do indutor L_r , aumentando gradualmente seu valor de corrente desde zero. A condução do transistor Q_{sec} é feita sob ZCS. Ao mesmo tempo, a corrente que circula pelo diodo D diminui seu valor até atingir zero, terminando assim este estágio de operação. Neste estágio há transferência de energia da fonte para a carga.

Figura 46 – Formas de onda para V_{rec} e I_{Lin} em um período de rede e em um período de chaveamento.

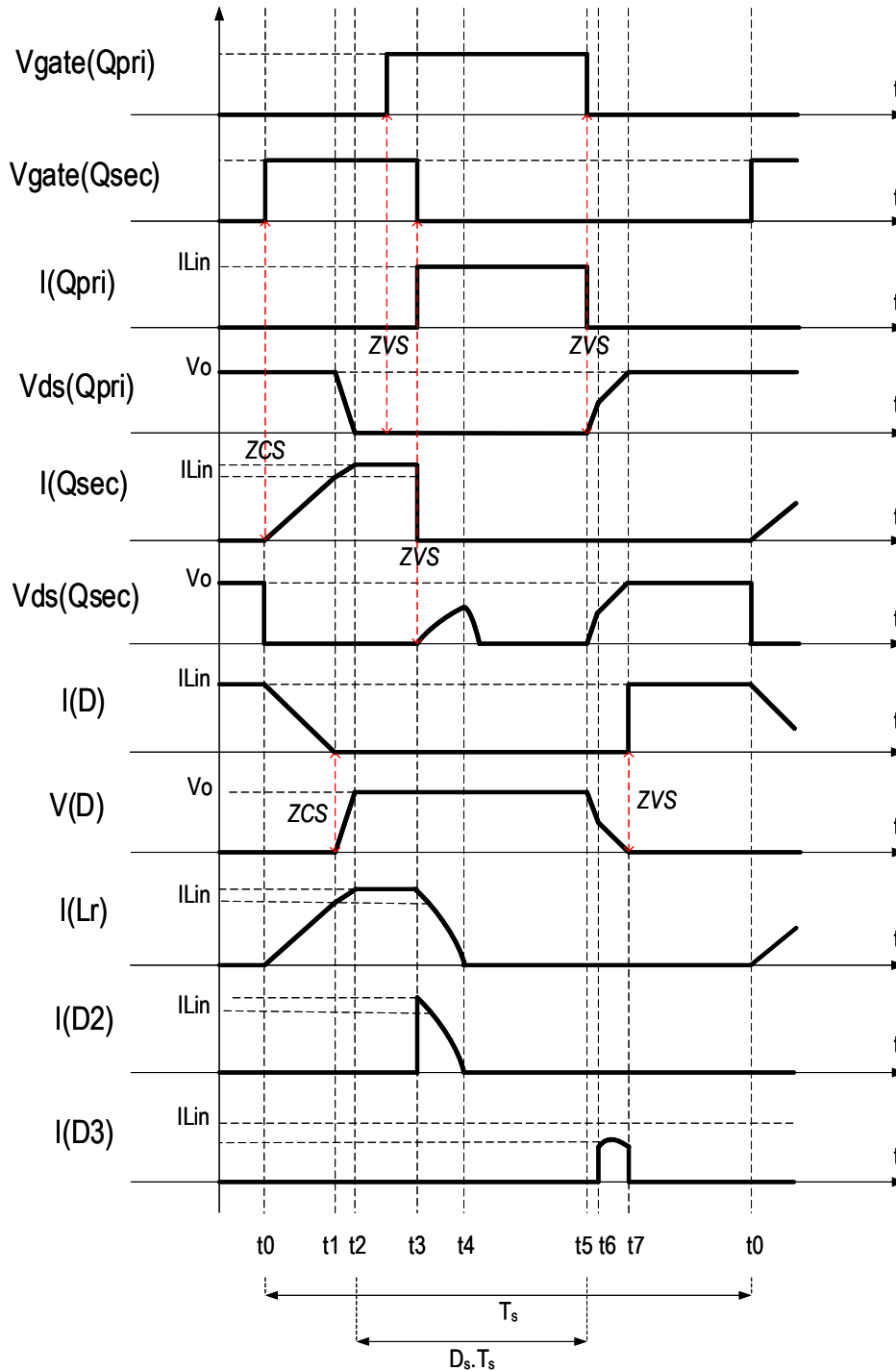


Fonte: Elaborado pelo autor.

Segundo estágio ($t_1 - t_2$): O estágio começa quando a corrente que circula pelo diodo D atinge zero, começando o descarregamento de sua capacitância de junção C_j . Ao mesmo tempo a capacitância de saída C_{oss} do transistor Q_{pri} começa a se descarregar até atingir uma tensão zero, terminando assim este estágio de operação. L_r continua se carregando. Neste estágio, o

bloqueio do diodo D é feito sob corrente zero.

Figura 47 – Formas de onda em um período de chaveamento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Terceiro estágio ($t_2 - t_3$): O estágio começa com a condução do diodo intrínseco D_{int} de Q_{pri} , isto porque a tensão em C_{oss} atingiu zero e tentou inverter a sua polaridade. O transistor

Q_{sec} se mantém em condução, e, em conjunto com D_{int} , estabelecem uma roda livre para a corrente em L_r . Neste estágio, Q_{pri} é comandado a conduzir enquanto D_{int} conduz corrente (condução ZVS). O estágio termina quando Q_{sec} é bloqueado sob ZVS.

Quarto estágio ($t_3 - t_4$): Neste estágio, inicia-se a transferência da energia armazenada em L_r para a carga. Toda essa energia é transferida primeiro ao capacitor C_{fly} , devido a condução do diodo D_2 . O estágio termina quando toda a energia de L_r é transferida para C_{fly} .

Quinto estágio ($t_4 - t_5$): Neste estágio, a energia armazenada em C_{fly} se mantém, devido ao fato dos seus terminais ficarem em aberto, daí o termo “*Flying Capacitor*”. O estágio termina com o bloqueio de Q_{pri} .

Sexto estágio ($t_5 - t_6$): Com o bloqueio de Q_{pri} , inicia-se o carregamento gradual de C_{oss} (ocorrendo o bloqueio sob ZVS em Q_{pri}) e o descarregamento gradual de C_j . No instante de tempo em que a tensão em C_f atinge o mesmo valor da tensão em C_{fly} , o diodo D_3 começa a conduzir, terminando assim este estágio de operação.

Sétimo estágio ($t_6 - t_7$): O capacitor C_{out} continua se carregando enquanto C_j e C_{fly} (em paralelo) continuam se descarregando, transferindo toda a sua energia armazenada para a carga, devido a condução do diodo D_3 . O estágio termina quando o diodo D começa a conduzir (condução sob tensão zero).

Oitavo estágio ($t_7 - t_0$): A energia da fonte de entrada é transferida diretamente pelo diodo D para a carga. O estágio termina quando o transistor Q_{sec} é novamente comandado a conduzir, iniciando um novo período de chaveamento T_s .

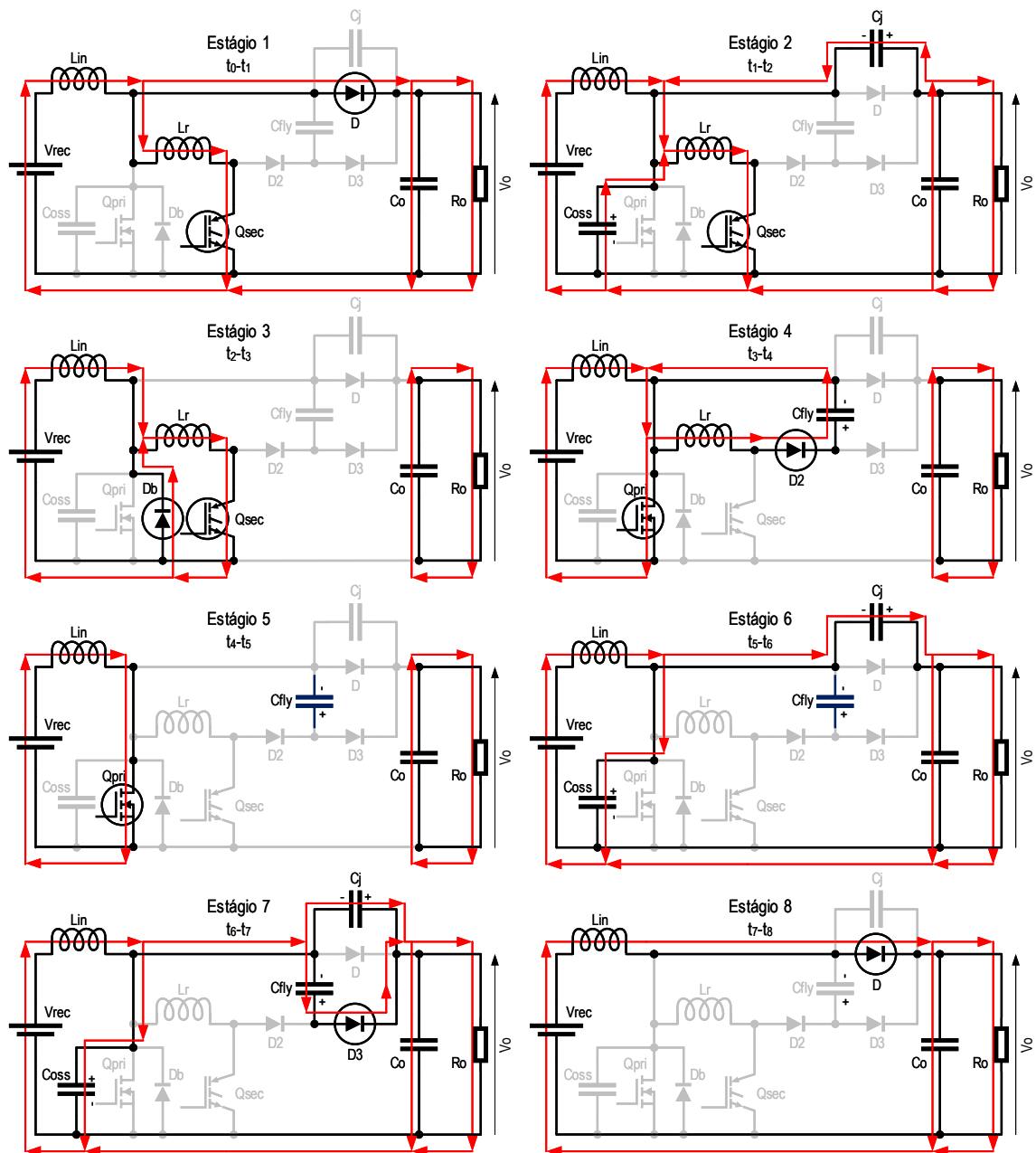
Cabe ressaltar que este conversor pode operar de forma diferente dependendo da escolha da indutância L_r . Um valor diferente pode alterar alguns dos estágios de operação descritos anteriormente. Para manter o funcionamento descrito nesta seção, o valor da indutância L_r deve satisfazer a seguinte condição, a qual foi extraída do estudo feito por Ben-Yaakov et al. (1995) com o objetivo de manter a correção ativa do fator de potência:

$$L_r < \left(\frac{V_o}{I_{L_{in}}} \right)^2 \cdot \left(\sqrt{C_{fly}} - \sqrt{C_{oss} + C_j} \right)^2 \quad (53)$$

Onde:

- V_o é a tensão de saída do conversor.
- $I_{L_{in}}$ é a corrente no indutor L_{in} .
- C_{fly} é o “*Flying Capacitor*”.
- C_{oss} é a capacitância de saída do transistor Q_{pri} .
- C_j é a capacitância de junção do diodo D .

Figura 48 – Estágios de operação do conversor *PFC Boost “Flying Capacitor” CCM*.

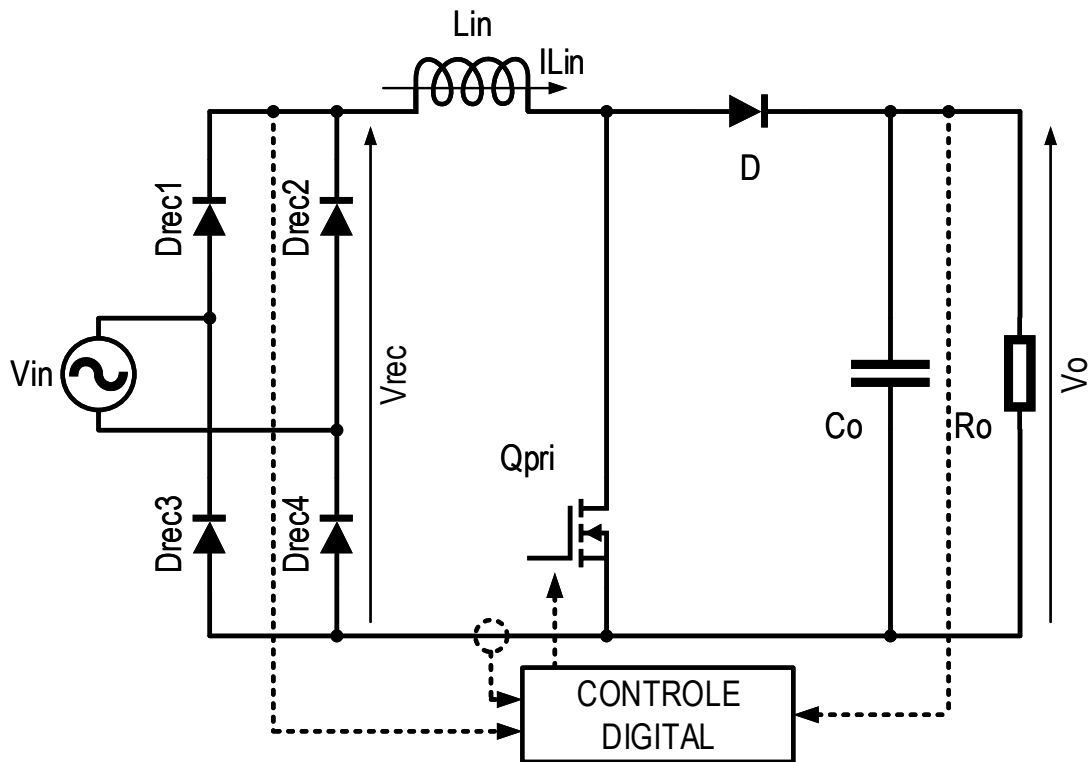


Fonte: Elaborado pelo autor.

4.4 EQUACIONAMENTO DOS COMPONENTES PASSIVOS

O conversor *PFC Boost “Flying Capacitor” CCM* foi originado da aplicação de uma célula AASS em um conversor *PFC Boost CCM* tradicional (Figura 49) e do estabelecimento de uma estratégia apropriada de controle.

Figura 49 – Conversor *PFC Boost*.



Fonte: Elaborado pelo autor.

No modo de condução contínua, o conversor *Boost* apresenta o seguinte ganho estático:

$$\frac{V_o}{V_{rec}} = \frac{1}{1 - D_s} \quad (54)$$

Substituindo $V_{rec} = V_{recpico} \cdot \sin(\alpha)$ em (54), tem-se para a razão cíclica D_s :

$$D_s = 1 - \frac{V_{recpico}}{V_o} \cdot \sin(\alpha), \quad 0^\circ < \alpha < 180^\circ \quad (55)$$

Onde:

- D_s é a razão cíclica.
- $V_{recpico}$ é a tensão pico de saída da ponte de diodos D_{rec} .
- V_{rec} é a tensão de saída da ponte de diodos D_{rec} .
- V_o é a tensão de saída do conversor.

Portanto, para manter a tensão V_o constante, a razão cíclica D_s deve manter em cada instante de tempo os valores estabelecidos pela equação (55). Isto de fato ocorre devido a estratégia de controle implementada.

4.4.1 Indutância L_{in}

O objetivo da correção ativa do fator de potência (*PFC*), é fazer com que a corrente que circula pelo indutor L_{in} siga à tensão retificada presente na saída da ponte de diodos D_{rec} , ou seja, seguir a V_{rec} . A retificação de onda completa na tensão da rede V_{in} , faz com que a tensão V_{rec} tenha o dobro do valor da frequência da rede. A frequência da rede (f_{rede}) é de 60 Hz, portanto, a frequência da tensão V_{rec} resulta em 120 Hz:

$$V_{rec} = V_{recpico} \cdot \sin(\alpha), \quad 0^\circ < \alpha = 2 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot t < 180^\circ, \quad t > 0 \quad (56)$$

Durante a condução do transistor Q_{pri} , isto é, desde t_2 até t_5 na Figura 47, pode-se obter:

$$V_{rec} = L_{in} \cdot \frac{dI_{Lin}}{dt} = L_{in} \cdot \frac{\Delta I_{Lin}}{\Delta t} \quad (57)$$

Substituindo (56) e $\Delta t = D_s \cdot T_s$ que foi mostrado na Figura 47 em (57):

$$\begin{aligned} V_{recpico} \cdot \sin(\alpha) &= L_{in} \cdot \frac{\Delta I_{Lin}}{D_s \cdot T_s} \\ \Delta I_{Lin} &= D_s \cdot \frac{T_s \cdot V_{recpico}}{L_{in}} \cdot \sin(\alpha) \end{aligned} \quad (58)$$

Substituindo (55) em (58):

$$\begin{aligned} \Delta I_{Lin} &= \left(1 - \frac{V_{recpico}}{V_o} \cdot \sin(\alpha)\right) \cdot \frac{T_s \cdot V_{recpico}}{L_{in}} \cdot \sin(\alpha) \\ \frac{\Delta I_{Lin} \cdot L_{in}}{T_s \cdot V_{recpico}} &= \sin(\alpha) - \frac{V_{recpico}}{V_o} \cdot \sin(\alpha)^2 \end{aligned} \quad (59)$$

Derivando o lado direito de (59) em relação a α pode-se obter variação máxima:

$$\begin{aligned} \frac{d\left(\sin(\alpha) - \frac{V_{recpico}}{V_o} \cdot \sin(\alpha)^2\right)}{d\alpha} &= \cos(\alpha) \cdot \left(1 - \frac{V_{recpico}}{V_o} \cdot 2 \cdot \sin(\alpha)\right) = 0 \\ \alpha = 90^\circ \quad \vee \quad \alpha &= \arcsin\left(\frac{V_o}{2 \cdot V_{recpico}}\right) \end{aligned} \quad (60)$$

Substituindo (60) em (59):

$$\begin{aligned} \frac{\Delta I_{Lin} \cdot L_{in}}{T_s \cdot V_{recpico}} &= 1 - \frac{V_{recpico}}{V_o} \quad \vee \quad \frac{\Delta I_{Lin} \cdot L_{in}}{T_s \cdot V_{recpico}} = \frac{V_o}{2 \cdot V_{recpico}} - \frac{V_{recpico}}{V_o} \cdot \left(\frac{V_o}{2 \cdot V_{recpico}}\right)^2 \\ \frac{\Delta I_{Lin} \cdot L_{in}}{T_s \cdot V_{recpico}} &= 1 - \frac{V_{recpico}}{V_o} \quad \vee \quad \frac{\Delta I_{Lin} \cdot L_{in}}{T_s \cdot V_{recpico}} = \frac{V_o}{4 \cdot V_{recpico}} \end{aligned} \quad (61)$$

Da desigualdade triangular:

$$2 \cdot \sqrt{X \cdot Y} < X + Y \quad (62)$$

Substituindo $X = \frac{V_{recpico}}{V_o}$ e $Y = \frac{V_o}{4 \cdot V_{recpico}}$ em (62):

$$2 \cdot \sqrt{\frac{V_{recpico}}{V_o} \cdot \frac{V_o}{4 \cdot V_{recpico}}} < \frac{V_{recpico}}{V_o} + \frac{V_o}{4 \cdot V_{recpico}}$$

$$1 - \frac{V_{recpico}}{V_o} < \frac{V_o}{4 \cdot V_{recpico}} \quad (63)$$

Portanto, de acordo com a relação obtida em (63), é escolhido o termo da esquerda na equação (61), para garantir a maior variação de corrente:

$$\frac{\Delta I_{L_{in}} \cdot L_{in}}{T_s \cdot V_{recpico}} = \frac{V_o}{4 \cdot V_{recpico}}$$

$$L_{in} = \frac{T_s \cdot V_o}{4 \cdot \Delta I_{L_{in}}} \quad (64)$$

Onde:

– T_s é o período de chaveamento do conversor. – $\Delta I_{L_{in}}$ é a variação de corrente no indutor L_{in} .

4.4.2 Resistência R_o

Para uma carga resistiva, tem-se:

$$I_{R_o} = \frac{P_o}{V_o} = \frac{V_o}{R_o} \quad (65)$$

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} \quad (66)$$

Onde:

– P_o é a potência na carga do conversor.

4.4.3 Capacitância C_o

A variação de corrente que flui pelo capacitor C_o , é a responsável de gerar a variação de tensão na saída do conversor:

$$\Delta V_o = X_{C_o} \cdot \Delta I_{C_o} \quad (67)$$

$$X_{C_o} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (2 \cdot f_{rede}) \cdot C_o} \quad (68)$$

Onde:

– X_{C_o} é a reatância capacitiva de C_o para o dobro da frequência de rede presente na tensão de saída.

Substituindo (68) em (67):

$$\begin{aligned} \frac{\Delta V_o}{\Delta I_{C_o}} &= \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (2 \cdot f_{rede}) \cdot C_o} \\ C_o &= \frac{\Delta I_{C_o}}{4 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot \Delta V_o} \end{aligned} \quad (69)$$

Considerando um conversor sem perdas:

$$\begin{aligned} V_{in} \cdot I_{in} &= V_o \cdot I_o \\ [V_{recpico} \cdot \sin(\alpha)] \cdot [I_{Linpico} \cdot \sin(\alpha)] &= V_o \cdot I_{R_o} + V_o \cdot I_{C_o} \\ V_{recpico} \cdot I_{Linpico} \cdot \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \cos(2 \cdot \alpha) \right] &= V_o \cdot I_{R_o} + V_o \cdot I_{C_o} \\ \frac{V_{recpico} \cdot I_{Linpico}}{2} + \frac{V_{recpico} \cdot I_{Linpico}}{2} \cdot \cos(\pi + 2 \cdot \alpha) &= V_o \cdot I_{R_o} + V_o \cdot I_{C_o} \\ \frac{V_{recpico} \cdot I_{Linpico}}{2} = V_o \cdot I_{R_o} \quad \vee \quad \frac{V_{recpico} \cdot I_{Linpico}}{2} \cdot \cos(\pi + 2 \cdot \alpha) &= V_o \cdot I_{C_o} \end{aligned} \quad (70)$$

Portanto, conforme (70):

$$I_{C_o} = I_{R_o} \cdot \cos(\pi + 2 \cdot \alpha) \quad (71)$$

Substituindo (65) em (71):

$$\begin{aligned} I_{C_o} &= \frac{P_o}{V_o} \cdot \cos(\pi + 2 \cdot \alpha) = \frac{\Delta I_{C_o}}{2} \cdot \cos(\pi + 2 \cdot \alpha) \\ \Delta I_{C_o} &= 2 \cdot \frac{P_o}{V_o} \end{aligned} \quad (72)$$

Substituindo (72) em (69):

$$C_o = \frac{P_o}{2 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot V_o \cdot \Delta V_o} \quad (73)$$

Onde:

– ΔV_o é a variação de tensão na saída do conversor.

4.4.4 Indutância L_r

Substituindo (65) em (70):

$$\frac{V_{recpico} \cdot I_{Linpico}}{2} = V_o \cdot I_{R_o} = P_o$$

$$I_{Linpico} = \frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} \quad (74)$$

Portanto:

$$I_{Lin} = \frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} \cdot \sin(\alpha), \quad 0^\circ < \alpha = 2 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot t < 180^\circ, \quad t > 0 \quad (75)$$

Substituindo (75) em (53):

$$L_r < \left(\frac{V_o}{\frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} \cdot \sin(\alpha)} \right)^2 \cdot \left(\sqrt{C_{fly}} - \sqrt{C_{oss} + C_j} \right)^2$$

O pior caso ocorre quando α atinge 90° :

$$L_r < \left(\frac{V_o \cdot V_{recpico}}{2 \cdot P_o} \right)^2 \cdot \left(\sqrt{C_{fly}} - \sqrt{C_{oss} + C_j} \right)^2 \quad (76)$$

4.4.5 Capacitância C_{fly}

Pode-se escolher, de forma arbitrária, o valor da capacitância C_{fly} , e com isso, determina-se o valor da indutância L_r utilizando a equação (76). Cabe destacar que a tensão sobre o capacitor C_{fly} é menor do que a tensão de saída V_o , como estabelecido pela equação (76).

Observa-se na Figura 48, no terceiro estágio de operação, que a energia armazenada no indutor L_r é totalmente transferida ao capacitor C_{fly} , portanto:

$$\frac{1}{2} \cdot L_r \cdot I_{L_r}^2 = \frac{1}{2} \cdot C_{fly} \cdot V_{C_{fly}}^2 \quad (77)$$

Onde:

- I_{L_r} é a corrente que o indutor L_r mantém no terceiro estágio.
- $V_{C_{fly}}$ é a tensão armazenada no capacitor C_{fly} ao termino do quarto estágio.

A corrente I_{L_r} pode ser aproximada pela corrente em L_{in} nesse instante, portanto,

substituindo (75) em (77):

$$\frac{1}{2} \cdot L_r \cdot \left(\frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} \cdot \sin(\alpha) \right)^2 = \frac{1}{2} \cdot C_{fly} \cdot V_{C_{fly}}^2$$

$$V_{C_{fly}} = \sqrt{\frac{L_r}{C_{fly}} \cdot \frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} \cdot \sin(\alpha)}, \quad 0^\circ < \alpha = 2 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot t < 180^\circ, \quad t > 0 \quad (78)$$

A máxima tensão sobre o capacitor C_{fly} ocorre quando $\alpha = 90^\circ$:

$$V_{C_{fly}max} = \sqrt{\frac{L_r}{C_{fly}} \cdot \frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}}} \quad (79)$$

A tensão sobre o capacitor C_{fly} pode ser escolhida a partir da equação (79).

4.4.6 Resumo do equacionamento

Para o conversor *PFC Boost “Flying Capacitor” CCM* apresentado na Figura 45, pode-se obter a Tabela 8.

Tabela 8 – Equações para obtenção dos elementos passivos.

		Expressão
Componente	L_{in}	$\frac{T_s \cdot V_o}{4 \cdot \Delta I_{L_{in}}}$
	R_o	$\frac{V_o^2}{P_o}$
	C_o	$\frac{P_o}{2 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot V_o \cdot \Delta V_o}$
	L_r	$< \left(\frac{V_o \cdot V_{recpico}}{2 \cdot P_o} \right)^2 \cdot \left(\sqrt{C_{fly}} - \sqrt{C_{out} + C_j} \right)^2$
	C_{fly}	C_{fly} escolhido arbitrariamente e com: $V_{C_{fly}max} = \sqrt{\frac{L_r}{C_{fly}} \cdot \frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}}}$

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.5 EQUACIONAMENTO DOS COMPONENTES SEMICONDUTORES

Para a escolha dos componentes semicondutores, foi considerado esforços de tensão nos transistores, a tensão reversa nos diodos envolvidos, bem como valores de corrente média, eficaz e pico nos transistores e diodos para um período de chaveamento.

4.5.1 Transistor Q_{pri}

4.5.1.1 Tensão Dreno-Fonte $V_{Q_{pri}ds}$

Observa-se na Figura 48, para o primeiro estágio de operação, que o transistor Q_{pri} está bloqueado suportando a tensão de saída V_o , devido a condução do diodo D :

$$V_{Q_{pri}ds} = V_o \quad (80)$$

4.5.1.2 Corrente média $I_{Q_{pri}med}$

De acordo com a Figura 47:

$$I_{Q_{pri}m} = I_{Lin} \cdot D_s \quad (81)$$

Substituindo (55) e (75) em (81):

$$I_{Q_{pri}m} = \left(\frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} \cdot \sin(\alpha) \right) \cdot \left(1 - \frac{V_{recpico}}{V_o} \cdot \sin(\alpha) \right)$$

$$I_{Q_{pri}m} = \frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} \cdot \left(\sin(\alpha) - \frac{V_{recpico}}{V_o} \cdot \sin(\alpha)^2 \right), \quad 0^\circ < \alpha = 2 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot t < 180^\circ, \quad t > 0 \quad (82)$$

Assim, para um período da rede, é definido:

$$I_{Q_{pri}med} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{0^\circ}^{180^\circ} I_{Q_{pri}m} d\alpha \quad (83)$$

Substituindo (82) em (83):

$$I_{Q_{pri}med} = \frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico} \cdot \pi} \cdot \int_{0^\circ}^{180^\circ} \left(\sin(\alpha) - \frac{V_{recpico}}{V_o} \cdot \sin(\alpha)^2 \right) d\alpha$$

$$I_{Q_{pri}med} = \frac{P_o}{V_{recpico}} \cdot \left(\frac{4}{\pi} - \frac{V_{recpico}}{V_o} \right) \quad (84)$$

4.5.1.3 Corrente eficaz $I_{Q_{pri\ ef}}$

Conforme a Figura 47:

$$I_{Q_{pri\ e}} = I_{Lin} \cdot \sqrt{D_s} \quad (85)$$

Substituindo (55) e (75) em (85):

$$I_{Q_{pri\ e}} = \frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} \cdot \sin(\alpha) \cdot \sqrt{1 - \frac{V_{recpico}}{V_o} \cdot \sin(\alpha)}, \quad 0^\circ < \alpha = 2 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot t < 180^\circ, \quad t > 0 \quad (86)$$

Assim, para um período da rede, é definido:

$$I_{Q_{pri\ ef}}^2 = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{0^\circ}^{180^\circ} I_{Q_{pri\ e}}^2 d\alpha \quad (87)$$

Substituindo (86) em (87):

$$I_{Q_{pri\ ef}}^2 = \left(\frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} \right)^2 \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \int_{0^\circ}^{180^\circ} \left(\sin(\alpha)^2 - \frac{V_{recpico}}{V_o} \cdot \sin(\alpha)^3 \right) d\alpha$$

$$I_{Q_{pri\ ef}} = \frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{4 \cdot V_{recpico}}{3 \cdot \pi \cdot V_o}} \quad (88)$$

4.5.1.4 Corrente pico $I_{Q_{pri\ pico}}$

Conforme as Figuras 46 e 47:

$$I_{Q_{pri\ p}} = I_{Lin} + \frac{\Delta I_{Lin}}{2} \quad (89)$$

Substituindo (75) em (89):

$$I_{Q_{pri\ p}} = \frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} \cdot \sin(\alpha) + \frac{\Delta I_{Lin}}{2}, \quad 0^\circ < \alpha = 2 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot t < 180^\circ, \quad t > 0 \quad (90)$$

O transistor Q_{pri} apresenta o maior valor de corrente de pico quando $\alpha = 90^\circ$ em (90):

$$I_{Q_{pri\ pico}} = \frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} + \frac{\Delta I_{Lin}}{2} \quad (91)$$

4.5.2 Transistor Q_{sec}

4.5.2.1 Tensão Dreno-Fonte $V_{Q_{sec}ds}$

Observa-se na Figura 48, para o oitavo estágio de operação, que o transistor Q_{sec} está bloqueado suportando a tensão de saída V_o , devido a condução do diodo D . Além disso, deve-se levar em consideração que não há circulação de corrente pelo indutor L_r , e portanto, a tensão sobre ele é nula:

$$V_{Q_{sec}ds} = V_o \quad (92)$$

4.5.2.2 Corrente média $I_{Q_{sec}med}$

Conforme a Figura 47:

$$I_{Q_{sec}m} = I_{Lin} \cdot \frac{t_3 - t_0}{T_s} \quad (93)$$

Substituindo (75) em (93):

$$I_{Q_{sec}m} = \left(\frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} \cdot \sin(\alpha) \right) \cdot \frac{t_3 - t_0}{T_s}$$

$$I_{Q_{sec}m} = \frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} \cdot \frac{t_3 - t_0}{T_s} \cdot \sin(\alpha), \quad 0^\circ < \alpha = 2 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot t < 180^\circ, \quad t > 0 \quad (94)$$

Assim, para um período de rede, pode-se obter:

$$I_{Q_{sec}med} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{0^\circ}^{180^\circ} I_{Q_{sec}m} d\alpha \quad (95)$$

Substituindo (94) em (95):

$$I_{Q_{sec}med} = \frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} \cdot \frac{t_3 - t_0}{T_s} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \int_{0^\circ}^{180^\circ} \sin(\alpha) d\alpha$$

$$I_{Q_{sec}med} = \frac{4 \cdot P_o}{V_{recpico} \cdot \pi} \cdot \frac{t_3 - t_0}{T_s} \quad (96)$$

4.5.2.3 Corrente eficaz $I_{Q_{sec}ef}$

Conforme a Figura 47:

$$I_{Q_{sec}e} = I_{Lin} \cdot \sqrt{\frac{t_3 - t_0}{T_s}} \quad (97)$$

Substituindo (75) em (97):

$$I_{Q_{sec e}} = \frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} \cdot \sin(\alpha) \cdot \sqrt{\frac{t_3 - t_0}{T_s}}, \quad 0^\circ < \alpha = 2 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot t < 180^\circ, \quad t > 0 \quad (98)$$

Assim, para um período de rede, obtém-se:

$$I_{Q_{sec ef}}^2 = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{0^\circ}^{180^\circ} I_{Q_{sec e}}^2 d\alpha \quad (99)$$

Substituindo (98) em (99):

$$I_{Q_{sec ef}}^2 = \left(\frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} \right)^2 \cdot \frac{t_3 - t_0}{T_s} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \int_{0^\circ}^{180^\circ} \sin(\alpha)^2 d\alpha$$

$$I_{Q_{sec ef}} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{V_{recpico}} \cdot \sqrt{\frac{t_3 - t_0}{T_s}} \quad (100)$$

4.5.2.4 Corrente pico $I_{Q_{sec pico}}$

Conforme a Figura 47:

$$I_{Q_{sec p}} = I_{Lin} \quad (101)$$

Substituindo (75) em (101):

$$I_{Q_{sec p}} = \frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} \cdot \sin(\alpha), \quad 0^\circ < \alpha = 2 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot t < 180^\circ, \quad t > 0 \quad (102)$$

O transistor Q_{sec} apresenta o maior valor de corrente de pico quando $\alpha = 90^\circ$ em (102):

$$I_{Q_{sec pico}} = \frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} \quad (103)$$

4.5.3 Diodo D

4.5.3.1 Tensão reversa V_{Drev}

Observa-se na Figura 48, para o quarto estágio de operação, que o transistor Q_{pri} está em condução, fazendo com que o diodo D suporte a tensão de saída V_o :

$$V_{Drev} = V_o \quad (104)$$

4.5.3.2 Corrente média I_{Dmed}

Conforme as Figuras 46 e 47:

$$I_{Dm} = I_{Lin} \cdot (1 - D_s) \quad (105)$$

Substituindo (55) e (75) em (105):

$$I_{Dm} = \left(\frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} \cdot \sin(\alpha) \right) \cdot \left(\frac{V_{recpico}}{V_o} \cdot \sin(\alpha) \right)$$

$$I_{Dm} = \frac{2 \cdot P_o}{V_o} \cdot \sin(\alpha)^2, \quad 0^\circ < \alpha = 2 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot t < 180^\circ, \quad t > 0 \quad (106)$$

Assim, para um período de rede, pode ser obtido:

$$I_{Dmed} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{180^\circ} I_{Dm} d\alpha \quad (107)$$

Substituindo (106) em (107):

$$I_{Dmed} = \frac{2 \cdot P_o}{V_o \cdot \pi} \cdot \int_0^{180^\circ} \sin(\alpha)^2 d\alpha$$

$$I_{Dmed} = \frac{P_o}{V_o} \quad (108)$$

4.5.3.3 Corrente eficaz I_{Def}

Conforme as Figuras 46 e 47:

$$I_{De} = I_{Lin} \cdot \sqrt{1 - D_s} \quad (109)$$

Substituindo (55) e (75) em (109):

$$I_{De} = \left(\frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} \cdot \sin(\alpha) \right) \cdot \sqrt{\frac{V_{recpico}}{V_o} \cdot \sin(\alpha)}$$

$$I_{De} = \frac{2 \cdot P_o}{\sqrt{V_{recpico} \cdot V_o}} \cdot \sin(\alpha)^{1.5}, \quad 0^\circ < \alpha = 2 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot t < 180^\circ, \quad t > 0 \quad (110)$$

Assim, para um período de rede, pode-se obter:

$$I_{Def}^2 = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{180^\circ} I_{De}^2 d\alpha \quad (111)$$

Substituindo (110) em (111):

$$I_{Def}^2 = \frac{(2 \cdot P_o)^2}{V_{recpico} \cdot V_o} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \int_{0^\circ}^{180^\circ} \sin(\alpha)^3 d\alpha$$

$$I_{Def} = \frac{4}{\sqrt{3} \cdot \pi} \cdot \frac{P_o}{\sqrt{V_{recpico} \cdot V_o}} \quad (112)$$

4.5.3.4 Corrente pico I_{Dpico}

Conforme as Figuras 46 e 47, verifica-se que as correntes de pico I_{Dp} e no transistor Q_{pri} são iguais, e portanto:

$$I_{Dpico} = \frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} + \frac{\Delta I_{Lin}}{2} \quad (113)$$

4.5.4 Diodo D_2 e D_3

4.5.4.1 Tensão reversa V_{D2rev} e V_{D3rev}

Observa-se na Figura 48, para o primeiro estágio de operação, que o transistor Q_{sec} e o diodo D estão em condução, estabelecendo no diodo D_2 uma tensão reversa igual à tensão de saída V_o . Além disso, para o terceiro estágio de operação, tem-se que o diodo intrínseco D_{int} do transistor Q_{pri} está em condução, estabelecendo no diodo D e no diodo D_3 uma tensão reversa igual à tensão de saída V_o :

$$V_{D2rev} = V_o \quad (114)$$

$$V_{D3rev} = V_o \quad (115)$$

4.5.4.2 Corrente média I_{D2med} , eficaz I_{D2ef} e pico I_{D2pico}

De acordo com a Figura 47, e seguindo o mesmo procedimento realizado anteriormente, pode-se obter:

$$I_{D2med} = \frac{4 \cdot P_o}{V_{recpico} \cdot \pi} \cdot \frac{t_4 - t_3}{T_s} \quad (116)$$

$$I_{D2ef} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{V_{recpico}} \cdot \sqrt{\frac{t_4 - t_3}{T_s}} \quad (117)$$

$$I_{D2pico} = \frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} \quad (118)$$

4.5.4.3 Corrente média $I_{D_{3med}}$, eficaz $I_{D_{3ef}}$ e pico $I_{D_{3pico}}$

De acordo com a Figura 47 e seguindo o mesmo procedimento adotado anteriormente, resulta:

$$I_{D_{3med}} = \frac{4 \cdot P_o}{V_{recpico} \cdot \pi} \cdot \frac{t_7 - t_6}{T_s} \quad (119)$$

$$I_{D_{3ef}} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{V_{recpico}} \cdot \sqrt{\frac{t_7 - t_6}{T_s}} \quad (120)$$

$$I_{D_{3pico}} = \frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} + \frac{\Delta I_{Lin}}{2} \quad (121)$$

4.5.5 Resumo do equacionamento

Para o conversor *PFC Boost “Flying Capacitor” CCM* apresentado na Figura 45, pode-se obter a Tabela 9, onde para os estágios apresentados nas Figuras 47 e 48, tem-se que:

- $(t_3 - t_0)$ é o tempo de duração em conjunto dos estágios 1, 2 e 3.
- $(t_4 - t_3)$ é o tempo de duração do estágio 4.
- $(t_7 - t_6)$ é o tempo de duração do estágio 7.

Tabela 9 – Equações para a escolha dos componentes semicondutores.

		Parâmetro				
		Tensão [V]		Corrente [A]		
		Dreno-Fonte	Reversa	Média	Eficaz	Pico
Componente	Q_{pri}	V_o		$\frac{P_o}{V_{recpico}} \cdot \left(\frac{4}{\pi} - \frac{V_{recpico}}{V_o} \right)$	$\frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{4 \cdot V_{recpico}}{3 \cdot \pi \cdot V_o}}$	$\frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} + \frac{\Delta I_{Lin}}{2}$
	Q_{sec}			$\frac{4 \cdot P_o}{V_{recpico} \cdot \pi} \cdot \frac{t_3 - t_0}{T_s}$	$\frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{V_{recpico}} \cdot \sqrt{\frac{t_3 - t_0}{T_s}}$	$\frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}}$
	D			$\frac{P_o}{V_o}$	$\frac{4}{\sqrt{3} \cdot \pi} \cdot \frac{P_o}{\sqrt{V_{recpico} \cdot V_o}}$	$\frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} + \frac{\Delta I_{Lin}}{2}$
	D_2	V_o		$\frac{4 \cdot P_o}{V_{recpico} \cdot \pi} \cdot \frac{t_4 - t_3}{T_s}$	$\frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{V_{recpico}} \cdot \sqrt{\frac{t_4 - t_3}{T_s}}$	$\frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}}$
	D_3			$\frac{4 \cdot P_o}{V_{recpico} \cdot \pi} \cdot \frac{t_7 - t_6}{T_s}$	$\frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{V_{recpico}} \cdot \sqrt{\frac{t_7 - t_6}{T_s}}$	$\frac{2 \cdot P_o}{V_{recpico}} + \frac{\Delta I_{Lin}}{2}$

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.6 DADOS DO PROJETO E CONSIDERAÇÕES

Os dados de projeto do conversor *PFC Boost “Flying Capacitor” CCM*, considerando uma eficiência mínima de 95% e as informações do gerador de ozônio comercial (Tabela 6), estão descritos na Tabela 10.

Tabela 10 – Dados de projeto do conversor *PFC Boost “Flying Capacitor” CCM*.

		Nome	Valor
Parâmetro	P_o	Potência de saída	200 W
	V_o	Tensão de saída	400 V
	V_{in}	Tensão de entrada (rede)	220 V-rms
	f_{rede}	Frequência da tensão de entrada (rede)	60 Hz
	f_s	Frequência de chaveamento	50 kHz
	T_s	Período de chaveamento	20 μ seg
	$\Delta I_{L_{in}}$	Variação de corrente no indutor L_{in}	0,1 A
	ΔV_o	Variação de tensão na saída	2,5 V

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.7 ESCOLHA DOS COMPONENTES

4.7.1 Componentes passivos

Utilizando os dados da Tabela 10 nas equações da Tabela 8, pode-se obter a Tabela 11. Foi escolhido uma capacitância de saída C_o de 470 μ F (valor comercial). Para o cálculo de L_r foram utilizados os valores $C_{out} = 176$ pF e $C_j = 5$ pF da Tabela 14.

Tabela 11 – Valores obtidos para os componentes passivos.

		Valor	Esforço a suportar
Componente	L_{in}	20 mH	
	R_o	800 Ω	200 W
	C_o	470 μ F	400 V
	L_r	0,2 mH < 0,725 mH	
	C_{fly}	10 η F	181,82 V

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.7.1.1 Indutores L_{in} e L_r

A partir das equações de projeto dos indutores descritas no Apêndice A, resultou em:

L_{in}	L_r
Núcleo EE-65/33/13	Núcleo EE-25/10/6
Litz de 6 fios AWG#28	Litz de 9 fios AWG#28
Entreferro = 1,88 mm	Entreferro = 0,12 mm
Número de voltas = 335	Número de voltas = 22
$R_{cuL_{in}} = 1,5 \Omega$	$R_{cuL_r} = 26 m\Omega$

4.7.1.2 Capacitor C_o

A resistência série equivalente (RSE) do capacitor deve considerar a seguinte equação:

$$RSE \leq \frac{\Delta V_o}{\Delta I_{C_o}} \quad (122)$$

Substituindo (72) em (122):

$$RSE \leq \frac{V_o \cdot \Delta V_o}{2 \cdot P_o} \quad (123)$$

Pela substituição dos dados da Tabela 10 em (122):

$$RSE \leq \frac{400 \cdot 2,5}{2 \cdot 200} = 2,5 \Omega \quad (124)$$

Um valor de RSE maior que o previsto em (124) provoca um aumento da ondulação de tensão na saída do conversor. Assim, foi escolhido o capacitor eletrolítico de marca EPCOS e de código B43845A5477M000, o qual suporta 450 V. A partir dos ensaios realizados em laboratório, determinou que o valor de RSE foi menor do que o estabelecido pela equação (124), ou seja:

$$RSE = 1 \Omega \text{ (testado a 120 Hz)} \quad (125)$$

4.7.1.3 Capacitor C_{fly}

Foi escolhido um capacitor de poliéster que suporta até 630 V conforme a Tabela 19.

4.7.2 Componentes semicondutores

Utilizando os dados da Tabela 10 nas equações da Tabela 9, pode-se obter a Tabela 12, onde foram considerados os seguintes tempos (obtidos em simulação):

- O valor de $\frac{t_3 - t_0}{T_s}$ igual a 0,12, $\frac{t_4 - t_3}{T_s}$ igual a 0,065 e $\frac{t_7 - t_6}{T_s}$ igual a 0,05.

Tabela 12 – Grandezas obtidas para a escolha dos componentes semicondutores.

		Parâmetro				
		Tensão [V]		Corrente [A]		
		Dreno-Fonte	Reversa	Média	Eficaz	Pico
Componente	Q_{pri}	400		0,3185	0,5299	1,3356
	Q_{sec}			0,0982	0,3149	1,2856
	D			0,5	0,7387	1,3356
	D_2		400	0,0532	0,2317	1,2856
	D_3			0,0409	0,2033	1,3356

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.7.2.1 Transistor MOSFET Q_{pri}

A partir da Tabela 12 foi escolhido *MOSFET* de marca On Semiconductor e código FCP16N60N, o qual apresenta os seguintes dados:

Corrente contínua máxima

$$I_{Dmax} = 16 \text{ A (testado a } 25^\circ\text{C)}$$

$$I_{Dmax} = 10 \text{ A (testado a } 100^\circ\text{C)}$$

Tensão dreno-fonte de ruptura

$$V_{DSSmax} = 600 \text{ V}$$

Corrente média e pico procurada

$$I_{Q_{pri}med} = 0,3185 \text{ A}$$

$$I_{Q_{pri}pico} = 1,3356 \text{ A}$$

Tensão dreno-fonte procurada

$$V_{Q_{pri}ds} = 400 \text{ V}$$

$$R_{DS(on)} = 0,58 \text{ } \Omega \text{ (típico)} \quad (126)$$

$$C_{oss} = 176 \text{ pF (típico)} \quad (127)$$

4.7.2.2 Transistor IGBT Q_{sec}

A partir da Tabela 12 foi escolhido da International Rectifier de código IRG4BC30U, o qual apresenta os dados descritos a seguir. Cabe destacar, que este *IGBT* não apresenta diodo em antiparalelo, já que ele interfere na operação do conversor. A sua presença, estabeleceria um caminho para circulação da corrente pelos diodos D_2 e D_3 e a carga.

Corrente contínua máxima	Corrente média e pico procurada
$I_{Cmax} = 23 \text{ A}$ (testado a 25°C)	$I_{Qsecmed} = 0,0982 \text{ A}$
$I_{Cmax} = 12 \text{ A}$ (testado a 100°C)	$I_{Qsecpico} = 1,2856 \text{ A}$
Tensão coletor-emissor de ruptura	Tensão coletor-emissor procurada
$V_{CESmax} = 600 \text{ V}$	$V_{Qsecds} = 400 \text{ V}$
	$V_{CE(on)} = 1,95 \text{ V}$ (típico)

(128)

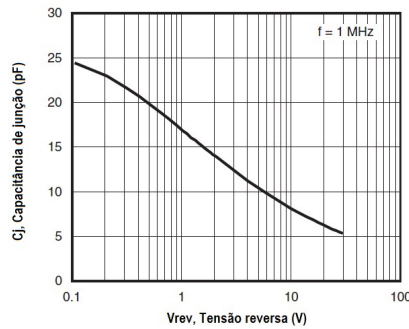
4.7.2.3 Diodos SMD D , D_2 e D_3

A partir da Tabela 12 foi escolhido para D , D_2 e D_3 , o diodo com encapsulamento SMD de marca Vishay General Semiconductor e código BYG20J, o qual apresenta os dados a seguir. Obteve-se também a curva da capacitância de junção C_j em função da tensão reversa V_{Drev} , mostrada na Figura 50:

Corrente direta retificada média	Corrente média e pico procurada
$I_{F(AV)} = 1,5 \text{ A}$ (testado a 25°C)	$I_{Dmed} = 0,5 \text{ A}$ e $I_{Dpico} = 1,34 \text{ A}$
Tensão reversa	Tensão reversa procurada
$V_{RRM} = 600 \text{ V}$	$V_{Drev} = V_{D2rev} = V_{D3rev} = 400 \text{ V}$

$$V_{FD} = V_{FD_2} = V_{FD_3} = 1,3 \text{ V} \text{ (testado a } 25^\circ\text{C)} \quad (129)$$

$$C_j = 5 \text{ pF} \quad (130)$$

Figura 50 – Curva característica da C_j em função de V_{Drev} do diodo BYG20J.

Fonte: Modificado pelo autor (<http://www.vishay.com/>).

4.7.3 Resumo da escolha

A partir do projeto realizado anteriormente, foram obtidas as Tabelas 13 e 14, as quais apresentam os principais componentes passivos e os semicondutores do conversor *PFC Boost* “*Flying Capacitor*” CCM.

4.7.3.1 Componentes passivos e semicondutores, incluindo as perdas

Tabela 13 – Componentes passivos escolhidos para o conversor - “*Flying Capacitor*”.

	Nome	Escolha	Valor	Perda	Valor	
Componente	L_{in}	Indutor de entrada	Núcleo EE-65/33/13	20 mH	$R_{cuL_{in}}$	1,5 Ω
	C_o	Capacitor de saída	B43845A5477M000	470 μ F \times 450 V	RSE	1 Ω
	L_r	Indutor	Núcleo EE-25/10/6	0,2 mH	R_{cuL_r}	26 m Ω
	C_{fly}	“ <i>Flying Capacitor</i> ”	Poliéster	10 η F \times 630 V		
	R_o	Resistor de carga		800 Ω		

Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 14 – Componentes semicondutores escolhidos para o conversor - “*Flying Capacitor*”.

	Nome	Escolha	Perda	Valor	Elemento	Valor	
Componente	Q_{pri}	Transistor principal	FCP16N60N	$R_{DS(on)}$	0,17 Ω	C_{oss}	176 pF
	Q_{sec}	Transistor secundário	IRG4BC30U	$V_{CE(on)}$	1,95 V		
	D	Diodo principal		V_{FD}		C_j	5 pF
	D_2	Diodo 2	BYG20J	V_{FD_2}	1,3 V		
	D_3	Diodo 3		V_{FD_3}			

Fonte: Elaborado pelo autor.

Foram escolhidos para a ponte retificadora (mostrada na Figura 45), ou seja para D_{rec} , os diodos de marca On Semiconductor e código RS1K.

4.8 ESTIMAÇÃO DE PERDAS

A escolha dos componentes segue o objetivo de estabelecer um mínimo de valor de eficiência para o estágio conversor. Levando em consideração que idealmente não há perdas de comutação no conversor *PFC Boost “Flying Capacitor” CCM*, devido ao emprego da célula AASS que permite a comutação suave do conversor. Estima-se as perdas de condução do conversor tanto para os componentes passivos quanto para os componentes semicondutores.

4.8.1 Componentes passivos

Cabe ressaltar que as perdas de condução do indutor L_r são bem menores em comparação com as perdas de condução do indutor L_{in} .

4.8.1.1 Indutância L_{in}

A equação (131) mostra o cálculo de perdas em condução do indutor L_{in} .

$$P_{cond L_{in}} = I_{L_{in}ef}^2 \cdot R_{cu} \quad (131)$$

Substituindo o valor de corrente eficaz para carga nominal em simulação e o valor de resistência da equação (234) na equação (131):

$$P_{cond L_{in}} = 0,9^2 \cdot 1,5$$

$$P_{cond L_{in}} = 1,215 \text{ W}$$

4.8.1.2 Capacitância C_o

A equação (132) mostra o cálculo de perdas em condução do capacitor C_o .

$$P_{cond C_o} = I_{C_oef}^2 \cdot RSE \quad (132)$$

Substituindo o valor de corrente eficaz para carga nominal em simulação e o valor de

resistência da equação (125) na equação (132):

$$P_{cond C_o} = 0,54^2 \cdot 1$$

$$P_{cond C_o} = 0,292 \text{ W}$$

4.8.2 Componentes semicondutores

4.8.2.1 Transistor Q_{pri}

A equação (133) mostra o cálculo de perdas em condução do transistor principal Q_{pri} (*MOSFET*).

$$P_{cond Q_{pri}} = I_{Q_{ef}}^2 \cdot R_{DS(on)} \quad (133)$$

Substituindo o valor de corrente eficaz para carga nominal da Tabela 12 e o valor de resistência da equação (126) na equação (133):

$$P_{cond Q_{pri}} = 0,5299^2 \cdot 0,58$$

$$P_{cond Q_{pri}} = 0,163 \text{ W}$$

4.8.2.2 Transistor Q_{sec}

A equação (134) mostra o cálculo de perdas em condução do transistor secundário Q_{sec} (*IGBT*).

$$P_{cond Q_{sec}} = I_{Q_{med}} \cdot V_{CE(on)} \quad (134)$$

Substituindo o valor de corrente média para carga nominal da Tabela 12 e o valor de tensão da equação (128) na equação (134):

$$P_{cond Q_{sec}} = 0,0982 \cdot 1,95$$

$$P_{cond Q_{sec}} = 0,192 \text{ W}$$

4.8.2.3 Diodos D , D_2 e D_3

A equação (135) mostra o cálculo de perdas em condução para cada um dos diodos D , D_2 e D_3 .

$$P_{cond D} = I_{D_{med}} \cdot V_F \quad (135)$$

Substituindo os valores de corrente média para carga nominal da Tabela 12 e o valor de tensão da equação (129) na equação (135):

$$P_{cond D} = 0,5 \cdot 1,3 \quad P_{cond D_2} = 0,0532 \cdot 1,3 \quad P_{cond D_3} = 0,0409 \cdot 1,3$$

$$P_{cond D} = 0,65 \text{ W} \quad P_{cond D_2} = 0,07 \text{ W} \quad P_{cond D_3} = 0,054 \text{ W}$$

4.8.2.4 Diodos D_{rec}

Os diodos da ponte retificadora também contribuem com as perdas, portanto, substituindo o valor de corrente média para carga nominal em simulação e o valor de queda de tensão em condução que fornece o fabricante do diodo de código RS1K e marca On Semiconductor:

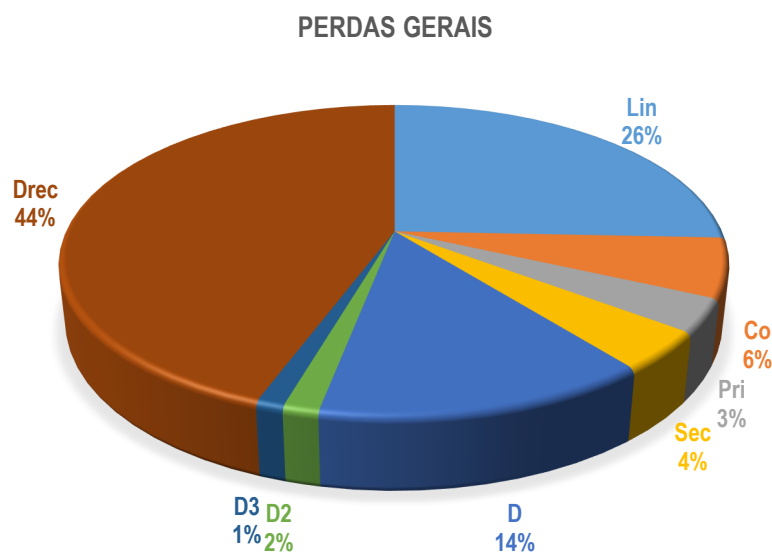
$$P_{cond D_{rec}} = (4) \cdot 0,404 \cdot 1,3$$

$$P_{cond D_{rec}} = 2,1 \text{ W}$$

Em conjunto, estima-se para o conversor *PFC Boost “Flying Capacitor” CCM* um valor de 4,74 W para as perdas de condução.

A Figura 51 mostra uma distribuição das perdas gerais envolvendo cada um dos componentes do conversor *PFC Boost “Flying Capacitor” CCM*.

Figura 51 – Perdas gerais.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Cabe destacar na Figura 51, que a contribuição da célula AASS nas perdas gerais do conversor, é de somente 7%.

De acordo com a Tabela 10, para uma potência de saída de 200 W e para uma potência de perdas de 4,74 W, estima-se uma eficiência de 97,68% para o conversor *PFC Boost “Flying Capacitor” CCM*.

4.9 CONTROLE DIGITAL

Para fazer com que a corrente no indutor L_{in} , siga o formato senoidal retificado da tensão de saída da ponte de diodos D_{rec} (obtendo um alto fator de potência na fonte de entrada), e para manter uma tensão constante na saída do conversor, foram utilizadas duas malhas de controle, uma de corrente e outra de tensão.

4.9.1 Controle de corrente

A Figura 52 mostra a malha de controle de corrente, a qual monitora tanto a corrente no indutor L_{in} , como a tensão na saída da ponte de diodos D_{rec} .

Cabe destacar que é necessário que a malha de controle de corrente tenha uma atuação mais rápida em comparação com a malha de controle de tensão (desacoplamento dinâmico entre as malhas).

A Figura 53 mostra o diagrama de blocos da malha de corrente, onde, para o compensador de corrente $H_c(z)$ com valor unitário, a função de transferência em malha aberta é:

$$FTMAC(s) = G_{pwm} \cdot H_{oh}(s) \cdot H_{pi}(s) \cdot G_{IL_{in}} \cdot H_{fa}(s) \cdot G_{ad} \quad (136)$$

4.9.1.1 Função de transferência $H_{pi}(s)$

Incluindo os parâmetros correspondente às perdas na Figura 49, pode-se obter a Figura 54(a), onde:

– $D_s \cdot R_{DS(on)}$ corresponde a presença da resistência $R_{DS(on)}$ no transistor Q_{pri} durante o tempo $D_s \cdot T_s$, tempo no qual ele conduz corrente.

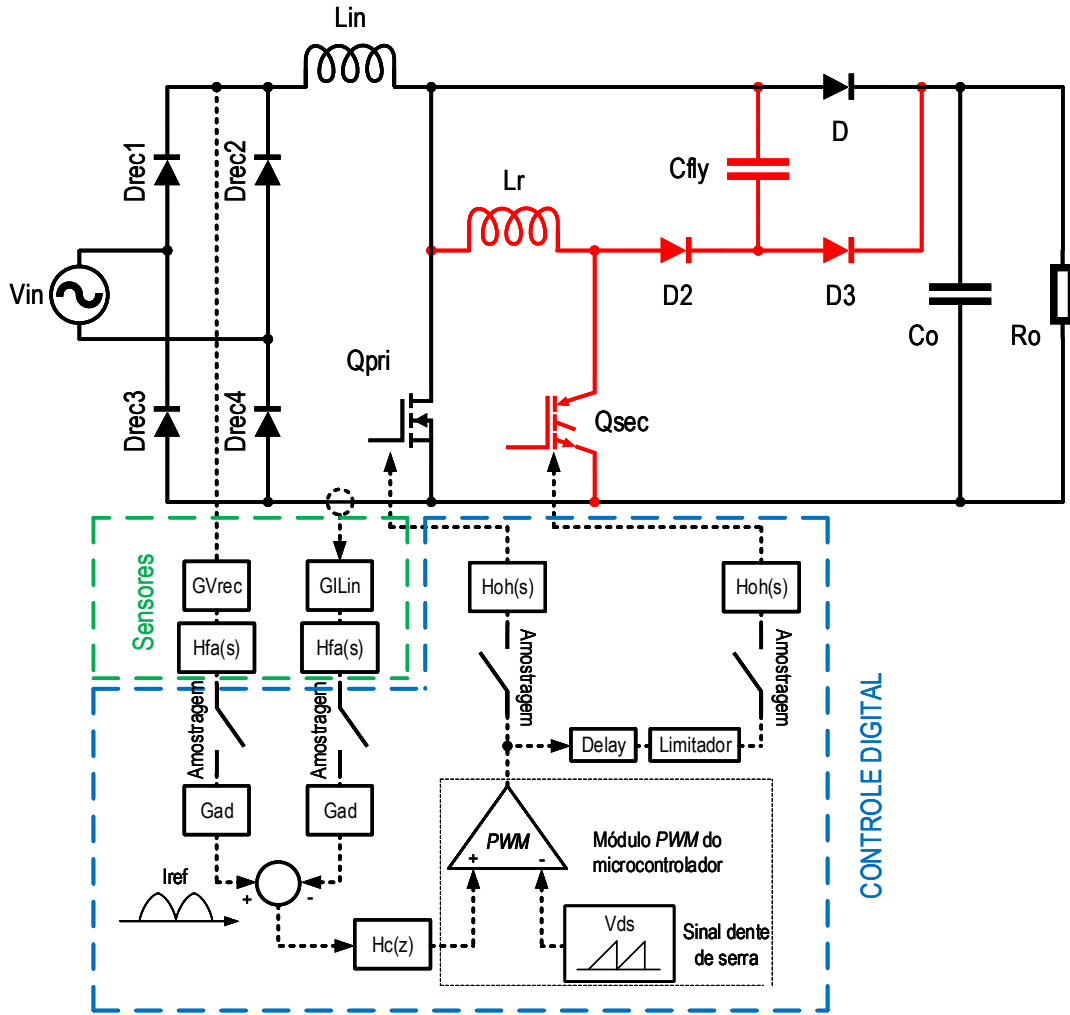
– $(1 - D_s) \cdot V_{FD}$ corresponde a presença da queda de tensão V_{FD} no diodo D durante o tempo $(1 - D_s) \cdot T_s$, tempo no qual ele conduz corrente.

Assim, pode-se obter a Figura 54(b), a qual mostra os dois estágios de operação do conversor.

Durante $D_s \cdot T_s$:

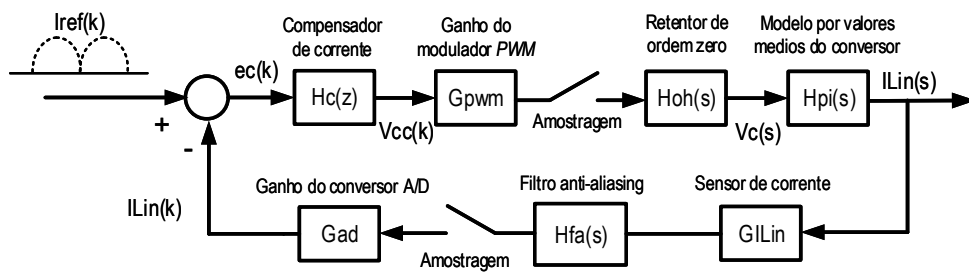
$$V_{rec} = L_{in} \cdot \frac{dI_{L_{in}}}{dt} + \left(R_{cuL_{in}} + R_{DS(on)Q_{pri}} \right) \cdot I_{L_{in}}$$

Figura 52 – Estrutura da malha de controle de corrente.



Fonte: Elaborado pelo autor.

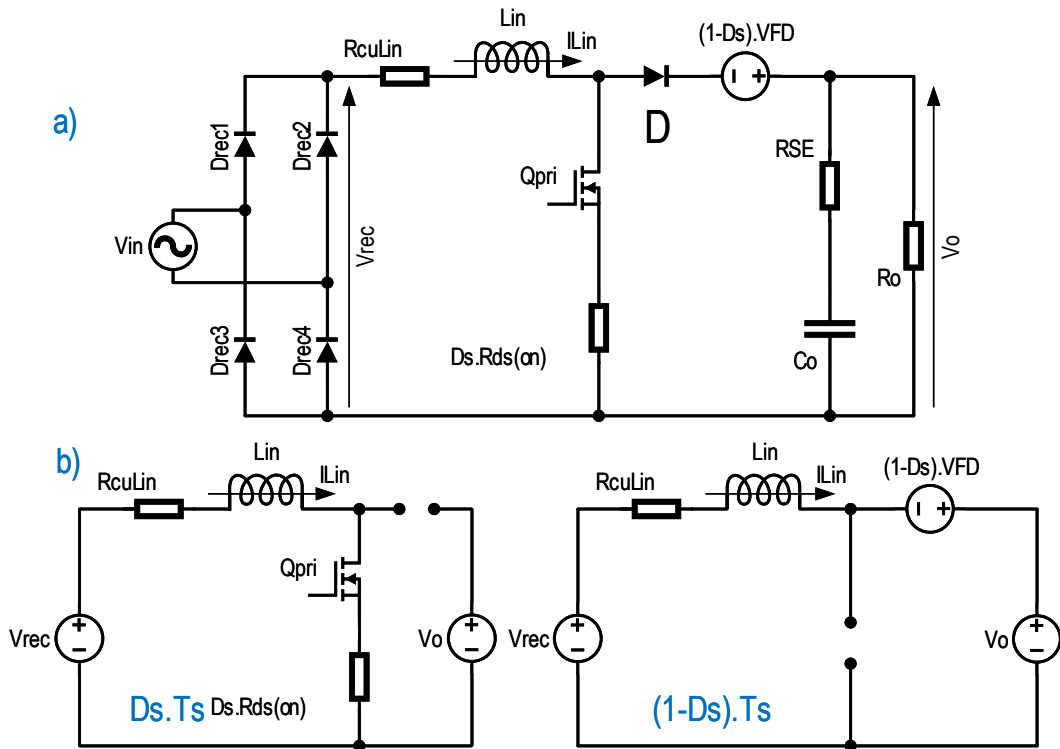
Figura 53 – Diagrama de blocos da malha de controle de corrente.



Fonte: Elaborado pelo autor.

$$D_s \cdot V_{rec} = D_s \cdot L_{in} \cdot \frac{dI_{Lin}}{dt} + D_s \cdot (R_{cuL_{in}} + R_{DS(on)Q_{pri}}) \cdot I_{Lin} \quad (137)$$

Figura 54 – Estágios do conversor *PFC Boost* incluindo perdas.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Durante $(1 - D_s) \cdot T_s$:

$$V_{rec} = L_{in} \cdot \frac{dI_{Lin}}{dt} + R_{cuL_{in}} \cdot I_{Lin} + V_{FD} + V_o$$

$$(1 - D_s) \cdot V_{rec} = (1 - D_s) \cdot L_{in} \cdot \frac{dI_{Lin}}{dt} + (1 - D_s) \cdot R_{cuL_{in}} \cdot I_{Lin} + (1 - D_s) \cdot (V_{FD} + V_o) \quad (138)$$

Somando (137) e (138):

$$V_{rec} = L_{in} \cdot \frac{dI_{Lin}}{dt} + R_{cuL_{in}} \cdot I_{Lin} + D_s \cdot R_{DS(on)Q_{pri}} \cdot I_{Lin} + (1 - D_s) \cdot (V_{FD} + V_o) \quad (139)$$

Considerando variações de pequenos sinais, pode-se escrever:

$$\begin{aligned} I_{Lin} &\rightarrow \overline{I_{Lin}} + \hat{i}_{Lin} \\ D_s &\rightarrow \overline{D_s} + \hat{d} \end{aligned} \quad (140)$$

– Onde \overline{X} é o valor do sinal em estado estável e \hat{x} é a pequena variação do sinal.

Substituindo (140) em (139):

$$\begin{aligned}
 V_{rec} &= L_{in} \cdot \frac{d(\overline{I_{L_{in}}} + \hat{i}_{L_{in}})}{dt} + R_{cuL_{in}} \cdot (\overline{I_{L_{in}}} + \hat{i}_{L_{in}}) + (\overline{D_s} + \hat{d}) \cdot R_{DS(on)Q_{pri}} \cdot (\overline{I_{L_{in}}} + \hat{i}_{L_{in}}) \\
 &\quad + \left[1 - (\overline{D_s} + \hat{d})\right] \cdot (V_{FD} + V_o) \\
 V_{rec} &= L_{in} \cdot \frac{d\overline{I_{L_{in}}}}{dt} + R_{cuL_{in}} \cdot \overline{I_{L_{in}}} + \overline{D_s} \cdot R_{DS(on)Q_{pri}} \cdot \overline{I_{L_{in}}} + \left[1 - \overline{D_s}\right] \cdot (V_{FD} + V_o) + L_{in} \cdot \frac{d\hat{i}_{L_{in}}}{dt} \\
 &+ \left(R_{cuL_{in}} + \overline{D_s} \cdot R_{DS(on)Q_{pri}}\right) \cdot \hat{i}_{L_{in}} + \hat{d} \cdot \left[R_{DS(on)Q_{pri}} \cdot \overline{I_{L_{in}}} - (V_{FD} + V_o)\right] + \hat{d} \cdot \hat{i}_{L_{in}} \cdot R_{DS(on)Q_{pri}}
 \end{aligned} \tag{141}$$

Substituindo (139) em (141) e tendo em consideração que $\hat{d} \cdot \hat{i}_{L_{in}} \cong 0$:

$$0 = L_{in} \cdot \frac{d\hat{i}_{L_{in}}}{dt} + \left(R_{cuL_{in}} + \overline{D_s} \cdot R_{DS(on)Q_{pri}}\right) \cdot \hat{i}_{L_{in}} + \hat{d} \cdot \left[R_{DS(on)Q_{pri}} \cdot \overline{I_{L_{in}}} - (V_{FD} + V_o)\right] \tag{142}$$

Fazendo uso da transformada de Laplace em (142):

$$0 = L_{in} \cdot \left[s \cdot \hat{i}_{L_{in}}(s) - \hat{i}_{L_{in}}(0)\right] + \left(R_{cuL_{in}} + \overline{D_s} \cdot R_{DS(on)Q_{pri}}\right) \cdot \hat{i}_{L_{in}}(s) + \hat{d}(s) \cdot \left[R_{DS(on)Q_{pri}} \cdot \overline{I_{L_{in}}} - (V_{FD} + V_o)\right] \tag{143}$$

Considerando $\hat{i}_{L_{in}}(0) \cong 0$ em (143):

$$\frac{\hat{i}_{L_{in}}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{(V_{FD} + V_o) - R_{DS(on)Q_{pri}} \cdot \overline{I_{L_{in}}}}{L_{in} \cdot s + \left(R_{cuL_{in}} + \overline{D_s} \cdot R_{DS(on)Q_{pri}}\right)} \tag{144}$$

De acordo com as Tabelas 10 e 13, V_o possui um valor de 400 V e o termo $R_{DS(on)Q_{pri}} \cdot \overline{I_{L_{in}}}$ no máximo atinge uma dezena de Volts. Também, para uma frequência de chaveamento de 50 kHz, o termo $L_{in} \cdot s$ atinge um valor de 6283,2 Ω , valor muito elevado em comparação com os termos $R_{cuL_{in}}$ e $\overline{D_s} \cdot R_{DS(on)Q_{pri}}$. Portanto, pode ser feita a seguinte aproximação:

$$\begin{aligned}
 V_{FD} + V_o &\gg R_{DS(on)Q_{pri}} \cdot \overline{I_{L_{in}}} \\
 |L_{in} \cdot s| &\gg R_{cuL_{in}} + \overline{D_s} \cdot R_{DS(on)Q_{pri}}
 \end{aligned} \tag{145}$$

Substituindo (145) em (144):

$$H_{pi}(s) = \frac{\hat{i}_{L_{in}}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{FD} + V_o}{s \cdot L_{in}} \tag{146}$$

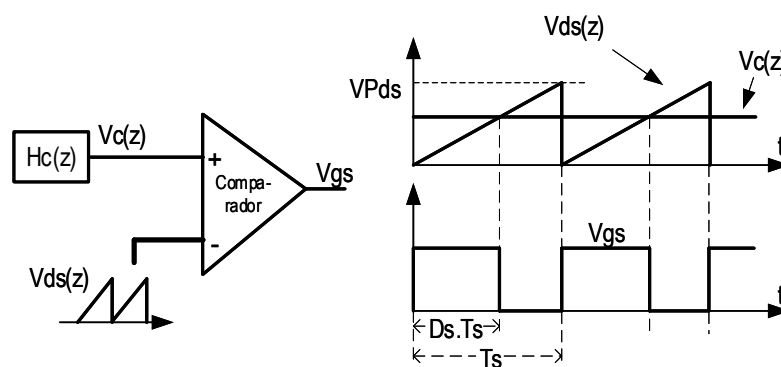
A função de transferência (146) descreve a variação que ocorre na corrente do indutor L_{in}

para uma certa perturbação na razão cíclica D_s .

4.9.1.2 Ganho G_{PWM}

Observa-se na Figura 55, a geração do sinal de controle D_s , representada como pulsos de duração $D_s \cdot T_s$. A modulação PWM inclui um sinal dente de serra, o sinal que vem de um compensador e um comparador.

Figura 55 – Modulação PWM .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Da Figura 55:

$$\frac{V_{Pds}}{T_s} = \frac{V_c}{D_s \cdot T_s}$$

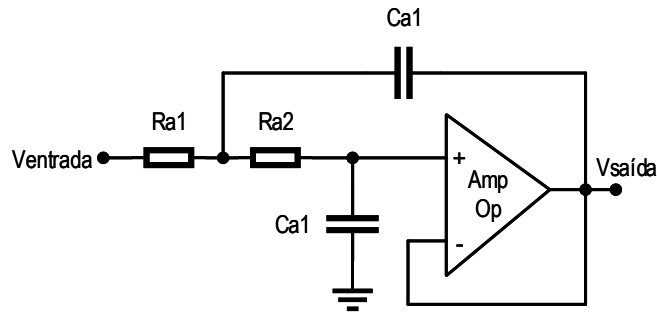
$$G_{PWM} = \frac{D_s}{V_c} = \frac{1}{V_{Pds}} \quad (147)$$

4.9.1.3 Função de transferência $H_{fa}(s)$

Um filtro anti-aliasing é necessário para evitar aquisição de dados espúrios de alta frequência, como por exemplo ruídos de comutação. Neste caso, emprega-se um filtro passa baixas de segunda ordem Sallen Key, como mostrado na Figura 55, com ganho unitario e frequência de corte ω_a . A sua função de transferência $H_{fa}(s)$ é de segunda ordem, no entanto, pode ser aproximada por uma de primeira ordem, fato que simplifica os cálculos:

$$H_{fa}(s) = \frac{V_{saida}(s)}{V_{entrada}(s)} = \frac{\omega_a}{s + \omega_a} \quad (148)$$

$$\omega_a = \frac{1}{\sqrt{R_{a1} \cdot R_{a2} \cdot C_{a1} \cdot C_{a2}}} \quad (149)$$

Figura 56 – Filtro anti-aliasing.

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.9.1.4 Função de transferência $H_{oh}(s)$

O retentor de ordem zero transforma a amostragem realizada em um sinal contínuo no tempo. A sua função de transferência é descrita em (150), onde T_a é o período de amostragem:

$$H_{oh}(s) = \frac{1 - e^{-T_a \cdot s}}{s} \quad (150)$$

4.9.1.5 Ganho G_{ad}

O ganho G_{ad} é função da resolução do conversor A/D (número de bits) e da excursão da tensão em sua entrada (0 - V_{ad}). Entretanto, o ganho será normalizado para uma faixa entre 0 e 1, para operação interna do microcontrolador, e para isso é utilizada uma variável de referência V_{adref} , resultando em:

$$G_{ad} = \frac{\left(\frac{2^n - 1}{V_{ad}}\right)}{2^n - 1} \cdot V_{adref} = \frac{V_{adref}}{V_{ad}} \quad (151)$$

4.9.1.6 Função de transferência $H_c(s)$

Substituindo somente as funções de transferência (146), (148) e (150) em (136):

$$FTMAc(s) = G_{pwm} \cdot G_{ILin} \cdot G_{ad} \cdot \frac{1 - e^{-T_a \cdot s}}{s} \cdot \frac{V_{FD} + V_o}{s \cdot L_{in}} \cdot \frac{\omega_a}{s + \omega_a} \quad (152)$$

Fazendo uso da transformada Z em (152):

$$FTMAc(z) = \frac{G_{pwm} \cdot G_{ILin} \cdot G_{ad} \cdot (V_{FD} + V_o) \cdot \omega_a}{L_{in}} \cdot Z \left\{ \left(1 - e^{-T_a \cdot s}\right) \cdot \frac{1}{s^2 \cdot (s + \omega_a)} \right\}$$

$$FTMAc(z) = \frac{G_{pwm} \cdot G_{ILin} \cdot G_{ad} \cdot (V_{FD} + V_o)}{L_{in} \cdot \omega_a} \cdot (1 - z^{-1}) \cdot Z \left\{ \frac{\omega_a^2}{s^2 \cdot (s + \omega_a)} \right\} \quad (153)$$

Empregando Tabelas de transformada Z em (153):

$$Z \left\{ \frac{\omega_a^2}{s^2 \cdot (s + \omega_a)} \right\} = (1 - z^{-1}) \cdot \frac{[(\omega_a \cdot T_a - 1 + e^{-\omega_a T_a}) + (1 - e^{-\omega_a T_a} - \omega_a \cdot T_a \cdot e^{-\omega_a T_a}) \cdot z^{-1}] \cdot z^{-1}}{(1 - z^{-1})^2 \cdot (1 - e^{-\omega_a T_a} \cdot z^{-1})}$$

$$Z \left\{ \frac{\omega_a^2}{s^2 \cdot (s + \omega_a)} \right\} = \frac{(\omega_a \cdot T_a - 1 + e^{-\omega_a T_a}) \cdot \left(z + \frac{1 - e^{-\omega_a T_a} - \omega_a \cdot T_a \cdot e^{-\omega_a T_a}}{\omega_a \cdot T_a - 1 + e^{-\omega_a T_a}} \right)}{(z - 1) \cdot (z - e^{-\omega_a T_a})} \quad (154)$$

Substituindo (154) em (153):

$$FTMAc(z) = K_1 \cdot \frac{(z + z_1)}{(z - 1) \cdot (z - z_2)} \quad (155)$$

Onde:

$$K_1 = \frac{G_{pwm} \cdot G_{ILin} \cdot G_{ad} \cdot (V_{FD} + V_o) \cdot (\omega_a \cdot T_a - 1 + e^{-\omega_a T_a})}{L_{in} \cdot \omega_a}$$

$$z_1 = \frac{1 - e^{-\omega_a T_a} - \omega_a \cdot T_a \cdot e^{-\omega_a T_a}}{\omega_a \cdot T_a - 1 + e^{-\omega_a T_a}}$$

$$z_2 = e^{-\omega_a T_a} \quad (156)$$

Fazendo uso da transformada bilinear:

$$z = \frac{1 + \frac{T_a}{2} \cdot w}{1 - \frac{T_a}{2} \cdot w} \quad (157)$$

Substituindo (157) em (155):

$$FTMAc(w) = G_1 \cdot \frac{(w - w_1) \cdot (w - w_2)}{w \cdot (w + w_3)} \quad (158)$$

Onde:

$$G_1 = \frac{(z_1 - 1) \cdot K_1}{(1 + z_2) \cdot 2}$$

$$w_1 = \frac{2 \cdot (1 + z_1)}{T_a \cdot (z_1 - 1)}$$

$$w_2 = \frac{2}{T_a}$$

$$w_3 = \frac{2 \cdot (1 - z_2)}{T_a \cdot (1 + z_2)} \quad (159)$$

Cabe destacar a presença do período de amostragem T_a nas equações obtidas anteriormente.

Estão descritos na Tabela 15, os valores de diversos parâmetros envolvidos no controle digital do conversor.

Tabela 15 – Parâmetros do controle digital.

	Nome	Valor	
Parâmetro	T_a	Período de amostragem	41.67 us
	G_{PWM}	Ganho PWM	1 V ⁻¹
	$G_{I_{Lin}}$	Ganho do sensor de corrente	2.2168
	G_{V_o}	Ganho do sensor de tensão	0.0075
	G_{ad}	Ganho do conversor A/D	0.303
	V_{ref}	Tensão de referência	0.909 V
	ω_a	Frequência de corte do filtro passa baixas	2π5 krad/s
	f_{cru_c}	Frequência de cruzamento da malha de corrente	5 kHz
	f_{cru_t}	Frequência de cruzamento da malha de tensão	10 Hz
	θ	Margem de fase das malhas	40 - 60 °

Fonte: Elaborado pelo autor.

Substituindo os valores das Tabelas 10, 13, 14 e 15 em (158) e (159):

$$FTMAc(w) = \frac{-0,03423 \cdot w^2 - 6100 \cdot w + 3,717 \cdot 10^8}{w^2 + 2,759 \cdot 10^4 \cdot w} \quad (160)$$

Os diagramas de Bode de (160), são mostrados na Figura 57(a). Com o objetivo de se obter um compensador que atenda aos requisitos descritos na Tabela 15, Erickson e Maksimović (2001) propõe que a obtenção dos parâmetros do compensador seja função da frequência de cruzamento e da margem de fase desejadas. Entretanto, no domínio da transformada bilinear, e com o objetivo de atenuar as influências tanto da alta frequência bem como dos filtros anti-aliasing, foi adotado o seguinte compensador:

$$H_c(s) = G_{FPc} \cdot \frac{(s + 2 \cdot \pi \cdot z_1)}{s \cdot (s + 2 \cdot \pi \cdot p_1)} \cdot \frac{(s + 2 \cdot \pi \cdot z_2)}{(s + 2 \cdot \pi \cdot p_2)} \quad (161)$$

Onde:

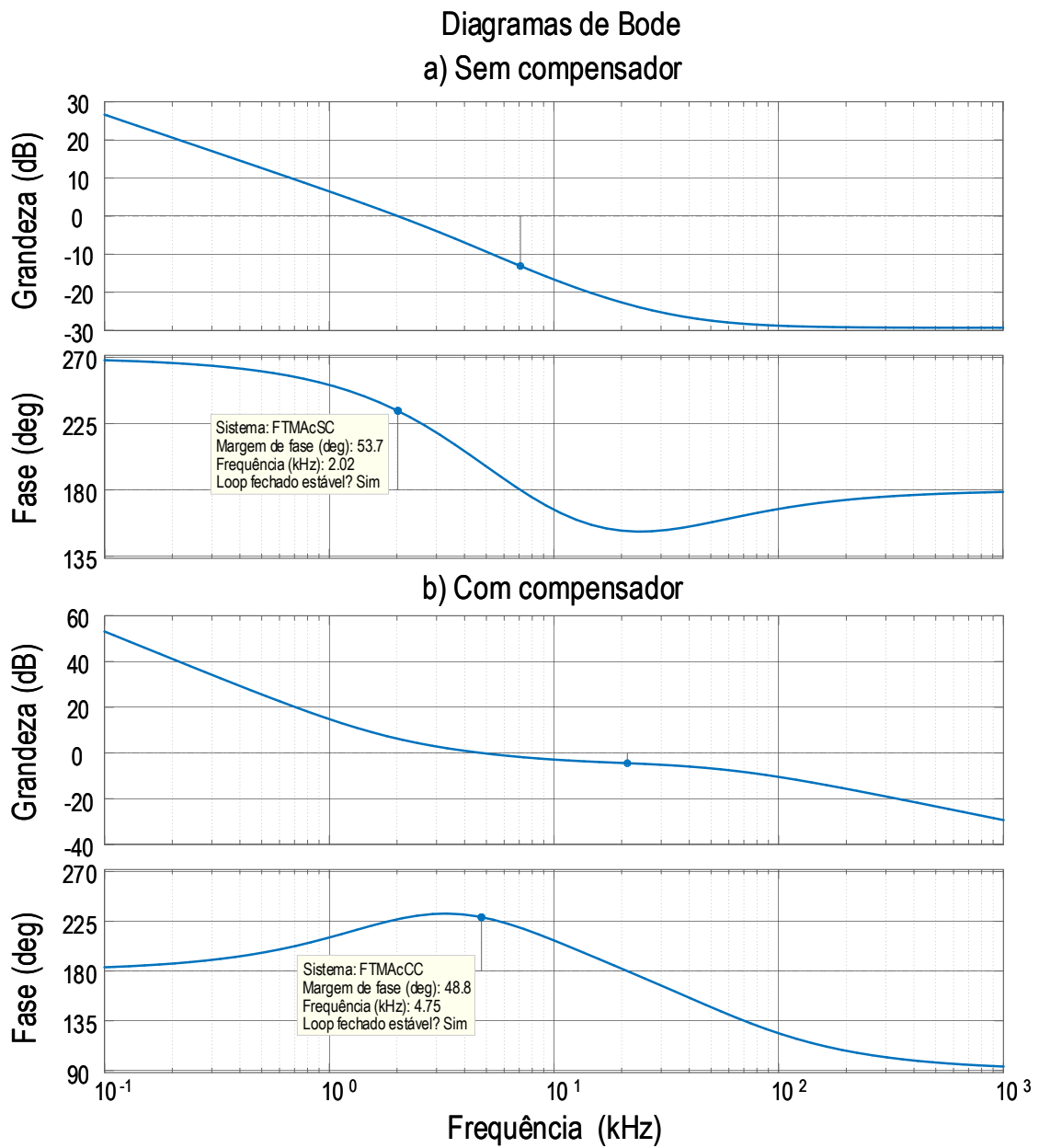
$$z_1 = f_{cru_c} \cdot \sqrt{\frac{1 - \sin(\theta)}{1 + \sin(\theta)}}$$

$$z_2 = \frac{0,45 \cdot \omega_a}{2 \cdot \pi}$$

$$p_1 = 2,51 \cdot f_{cru_c} \cdot \sqrt{\frac{1 + \sin(\theta)}{1 - \sin(\theta)}}$$

$$p_2 = 1.1784 \cdot f_s \quad (162)$$

Figura 57 – Diagramas de Bode da malha de controle de corrente.



Fonte: Elaborado pelo autor - Matlab.

Substituindo os dados das Tabelas 10 e 15 na equação (162), resulta:

$$z_1 = 1,82 \text{ kHz}$$

$$z_2 = 2,25 \text{ kHz}$$

$$p_1 = 34,48 \text{ kHz}$$

$$p_2 = 58,92 \text{ kHz}$$

(163)

No domínio da transformada bilinear, é necessário que os polos e zeros do plano s sofram a transformação descrita pela equação (164):

$$w = \frac{1}{T_a \cdot \pi} \cdot \tan[\pi \cdot (z \text{ ou } p) \cdot T_a] \quad (164)$$

Com isso, substituindo (163) em (164):

$$\begin{aligned} z_1 &= 1,855 \text{ kHz} \\ z_2 &= 2,32 \text{ kHz} \\ p_1 &= 37,91 \text{ kHz} \\ p_2 &= 53,68 \text{ kHz} \end{aligned} \quad (165)$$

Com o objetivo de se obter uma frequência de cruzamento no entorno do valor descrito na Tabela 15, foi escolhido o seguinte valor para o ganho G_{FPC} :

$$G_{FPC} = 6,2675 \cdot 10^6 \quad (166)$$

Substituindo (165) e (166) em (161):

$$H_c(w) = \frac{6,268 \cdot 10^6 \cdot w^2 + 1,643 \cdot 10^{11} \cdot w + 1,064 \cdot 10^{15}}{w^3 + 5,755 \cdot 10^5 \cdot w^2 + 8,033 \cdot 10^{10} \cdot w} \quad (167)$$

Fazendo uso da transformada inversa bilinear em (167), da qual se obtém a transformada Z a partir da transformada bilinear, resulta na função do compensador descrita em (168):

$$H_c(z) = \frac{4,42 \cdot z^3 - 0,64 \cdot z^2 - 3,62 \cdot z + 1,44}{z^3 + 0,42 \cdot z^2 - 0,92 \cdot z - 0,5} \quad (168)$$

Os diagramas de Bode de (160) incluindo a função do compensador (167), são apresentados na Figura 57(b), os quais mostram que foi obtido uma margem de fase de $48,8^\circ$ e uma frequência de cruzamento de 4,75 kHz. Além disso, ocorre uma atenuação da alta frequência do sinal e se obtém um elevado ganho em baixa frequência.

4.9.1.7 Ganho $G_{V_{rec}}$

A atuação correta do controle impõe que o sinal de erro, no compensador de corrente, seja zero, assim:

$$ec = V_{recpico} \cdot G_{V_{rec}} - I_{Linpico} \cdot G_{I_{Lin}} = 0$$

$$G_{V_{rec}} = \frac{I_{Lin\,pico} \cdot G_{I_{Lin}}}{V_{rec\,pico}} \quad (169)$$

Substituindo (75) em (169):

$$G_{V_{rec}} = \frac{2 \cdot P_o \cdot G_{I_{Lin}}}{V_{rec\,pico}^2} \quad (170)$$

Com a substituição dos dados das Tabelas 10 e 15 na equação (170), resulta:

$$G_{V_{rec}} = \frac{2 \cdot 200 \cdot 2,2168}{(220 \cdot \sqrt{2})^2} = 9,16 \cdot 10^{-3} \quad (171)$$

4.9.2 Controle de tensão

A Figura 58 mostra a malha de controle de tensão, a qual é responsável por atualizar a corrente de referência I_{ref} , quando ocorrerem variações na carga, mantendo fixa a tensão de saída.

Como mostrado na Figura 58, a malha de controle de tensão atualiza o valor da corrente de referência, a partir do produto da corrente de referência I_{ref} , não atualizada, pela saída do compensador $H_t(z)$.

O diagrama de blocos da malha de controle de tensão é mostrado na Figura 59, para o qual um compensador de tensão com valor unitário resulta na seguinte função de transferência a malha aberta:

$$FTMA_t(s) = G \cdot H_{oh}(s) \cdot H_{pv}(s) \cdot G_{V_o} \cdot G_{ad} \quad (172)$$

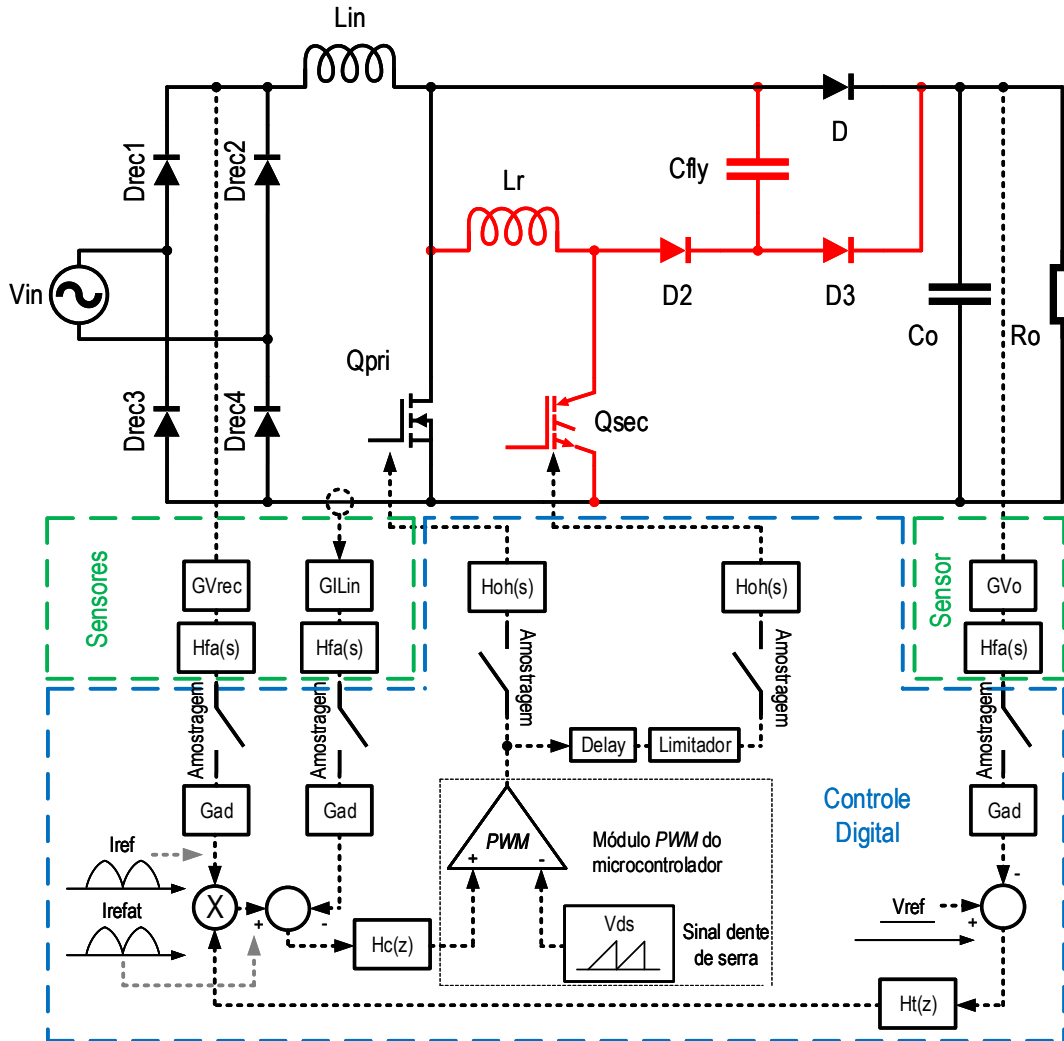
Observa-se em (172) a ausência do filtro anti-aliasing, devido ao fato da operação em baixa frequência da malha de controle de tensão, resultando em ganho unitário para os filtros.

4.9.2.1 Função de transferência $H_{pv}(s)$

Para garantir o desacoplamento dinâmico, a malha de controle de tensão deve atuar de forma bem mais lenta que a malha de controle de corrente. Portanto, foi empregada uma outra estratégia para obtenção de $H_{pv}(s)$, baseada na frequência da tensão da rede. Escolhendo o pico da tensão da rede, como um ponto de referência, pode-se obter, de acordo com a Figura 54(a):

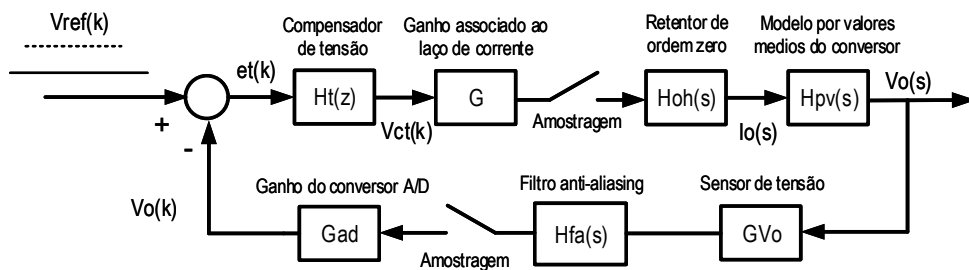
$$V_o = RSE \cdot I_{C_o} + V_{C_o} \quad (173)$$

Figura 58 – Estrutura da malha de controle.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 59 – Diagrama de blocos da malha de controle de tensão.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Derivando (173):

$$\frac{dV_o}{dt} = RSE \cdot \frac{dI_{C_o}}{dt} + \frac{I_{C_o}}{C_o} \tag{174}$$

Fazendo uso da transformada de Laplace em (174), com condições iniciais $V_o(0) \cong 0$ e $I_{C_o}(0) \cong 0$:

$$s \cdot V_o(s) - V_o(0) = RSE \cdot [s \cdot I_{C_o}(s) - I_{C_o}(0)] + \frac{I_{C_o}(s)}{C_o}$$

$$I_{C_o}(s) = \frac{s}{s \cdot RSE + \frac{1}{C_o}} \cdot V_o(s) \quad (175)$$

Ainda, a partir da Figura 54(a) e fazendo uso da transformada de Laplace:

$$I_o(s) = I_{C_o}(s) + \frac{V_o(s)}{R_o} \quad (176)$$

Substituindo (175) em (176):

$$I_o(s) = \frac{s}{s \cdot RSE + \frac{1}{C_o}} \cdot V_o(s) + \frac{V_o(s)}{R_o}$$

$$H_{pv}(s) = \frac{V_o(s)}{I_o(s)} = R_o \cdot \frac{1 + s \cdot RSE \cdot C_o}{1 + s \cdot (R_o + RSE) \cdot C_o} \quad (177)$$

Em baixas frequências, tem-se que:

$$|s \cdot RSE \cdot C_o| \ll 1$$

$$|s \cdot (R_o + RSE) \cdot C_o| \not\ll 1 \quad (178)$$

Substituindo (178) em (177):

$$H_{pv}(s) = R_o \cdot \frac{1}{1 + s \cdot (R_o + RSE) \cdot C_o} \quad (179)$$

A função de transferência (179) descreve o comportamento entre a tensão de saída V_o e a corrente média de saída I_o .

4.9.2.2 Ganho G

A sua obtenção é realizada a partir do produto de três diferentes ganhos. O primeiro deles é o ganho entre a corrente média de saída I_{R_o} e a corrente no indutor $I_{L_{in}}$ no pico da tensão de entrada, isto é, quando $I_{L_{in}} = I_{L_{in}pico}$:

$$G_{I_o} = \frac{I_{R_o}}{I_{L_{in}pico}} \quad (180)$$

Desprezando as perdas no conversor:

$$V_{in} \cdot I_{in} = \frac{V_{recpico} \cdot I_{Linpico}}{2} = V_o \cdot I_{R_o} = P_o \quad (181)$$

Portanto:

$$G_{I_o} = \frac{I_{R_o}}{I_{Linpico}} = \frac{V_{recpico}}{2 \cdot V_o} \quad (182)$$

O segundo deles, é o ganho entre a corrente no indutor I_{Lin} , no pico da tensão de entrada, e a corrente de referência já atualizada I_{refat} :

$$G_i = \frac{I_{Linpico}}{I_{refat}} \quad (183)$$

O último deles, é obtido retirando a malha de realimentação de tensão, e tornando unitário o valor do ganho do compensador de tensão. Assim, a tensão de referência V_{ref} fica conectada diretamente ao bloco $G_{I_{ref}}$, cujo produto resultaria em I_{refat} , ou seja:

$$G_{I_{ref}} = \frac{I_{refat}}{V_{ref}} \quad (184)$$

Desta forma, o produto destes três ganhos resulta em:

$$G = \frac{V_{recpico}}{2 \cdot V_o} \cdot \frac{I_{Linpico}}{I_{refat}} \cdot \frac{I_{refat}}{V_{ref}} \quad (185)$$

$$G = \frac{V_{recpico} \cdot I_{Linpico}}{2 \cdot V_o \cdot V_{ref}}$$

Substituindo (181) em (185):

$$G = \frac{P_o}{V_o \cdot V_{ref}} \quad (186)$$

4.9.2.3 Função de transferência $H_t(s)$

Substituindo as funções de transferência (150) e (179) em (172):

$$FTMA_t(s) = G \cdot G_{V_o} \cdot G_{ad} \cdot \frac{1 - e^{-T_a \cdot s}}{s} \cdot R_o \cdot \frac{1}{1 + s \cdot (R_o + RSE) \cdot C_o} \quad (187)$$

Fazendo uso da transformada Z em (187):

$$FTMA_t(z) = G \cdot G_{V_o} \cdot G_{ad} \cdot R_o \cdot Z \left\{ \left(1 - e^{-T_a \cdot s} \right) \cdot \frac{1}{s \cdot [1 + s \cdot (R_o + RSE) \cdot C_o]} \right\}$$

$$FTMA_t(z) = G \cdot G_{V_o} \cdot G_{ad} \cdot R_o \cdot (1 - z^{-1}) \cdot Z \left\{ \frac{1}{(R_o + RSE) \cdot C_o} \right\} \left(s \cdot \left[s + \frac{1}{(R_o + RSE) \cdot C_o} \right] \right) \quad (188)$$

Utilizando a transformada Z em (188):

$$FTMA_t(z) = G \cdot G_{V_o} \cdot G_{ad} \cdot R_o \cdot (1 - z^{-1}) \cdot \frac{z^{-1} \cdot \left(1 - e^{-\frac{T_a}{(R_o + RSE) \cdot C_o}} \right)}{(1 - z^{-1}) \cdot \left(1 - e^{-\frac{T_a}{(R_o + RSE) \cdot C_o}} \cdot z^{-1} \right)}$$

Após a simplificação, tem-se:

$$FTMA_t(z) = K_2 \cdot \frac{1}{z - z_3} \quad (189)$$

Onde:

$$z_3 = e^{-\frac{T_a}{(R_o + RSE) \cdot C_o}}$$

$$K_2 = G_{V_o} \cdot G_{ad} \cdot \frac{V_o}{V_{ref}} \cdot (1 - z_3) \quad (190)$$

Fazendo uso da transformada bilinear (157) em (189):

$$FTMA_t(w) = G_2 \cdot \frac{(w_4 - w)}{(w + w_5)} \quad (191)$$

Onde:

$$G_2 = \frac{K_2}{(1 + z_3)}$$

$$w_4 = \frac{2}{T_a}$$

$$w_5 = \frac{2}{T_a} \cdot \frac{(1 - z_3)}{(1 + z_3)} \quad (192)$$

Observa-se novamente a presença do período de amostragem T_a nas equações obtidas.

Substituindo os dados das Tabelas 10, 13, 14 e 15 em (191) e (192):

$$FTMA_t(w) = \frac{-2,309 \cdot 10^{-9} \cdot w + 0.0001108}{4,166 \cdot 10^{-5} \cdot w + 0.0001108} \quad (193)$$

Os diagramas de Bode de (193), são mostrados na Figura 60(a).

Uma vez que a função de transferência da equação (193) é de primeira ordem, o projeto do compensador pode ser realizado de forma simples. Uma estratégia é inserir um polo na origem para se obter elevado ganho em baixas frequências. Pode-se inserir também um zero para cancelar o polo da função de transferência da equação (179). Além disso, é desejável inserir um polo distante da frequência de cruzamento desejada. Este procedimento resulta no seguinte compensador:

$$H_t(s) = G_{FPt} \cdot \frac{(s + 2 \cdot \pi \cdot z_3)}{s \cdot (s + 2 \cdot \pi \cdot p_3)} \quad (194)$$

Onde:

$$z_3 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_o + RSE) \cdot C_o}$$

$$p_3 = \frac{50}{2 \cdot \pi \cdot (R_o + RSE) \cdot C_o} \quad (195)$$

Utilizando os dados das Tabelas 13 e 15 em (195):

$$z_3 = 0.42 \text{ Hz}$$

$$p_3 = 21.16 \text{ Hz} \quad (196)$$

Substituindo (196) em (164):

$$z_3 = 0.4233 \text{ Hz}$$

$$p_3 = 21.16 \text{ Hz} \quad (197)$$

Com o objetivo de se obter uma frequência de cruzamento no entorno do valor descrito na Tabela 15, foi escolhido o seguinte valor para o ganho G_{FPt} :

$$G_{FPt} = 3.64 \cdot 10^3 \quad (198)$$

Substituindo (197) e (198) em (194):

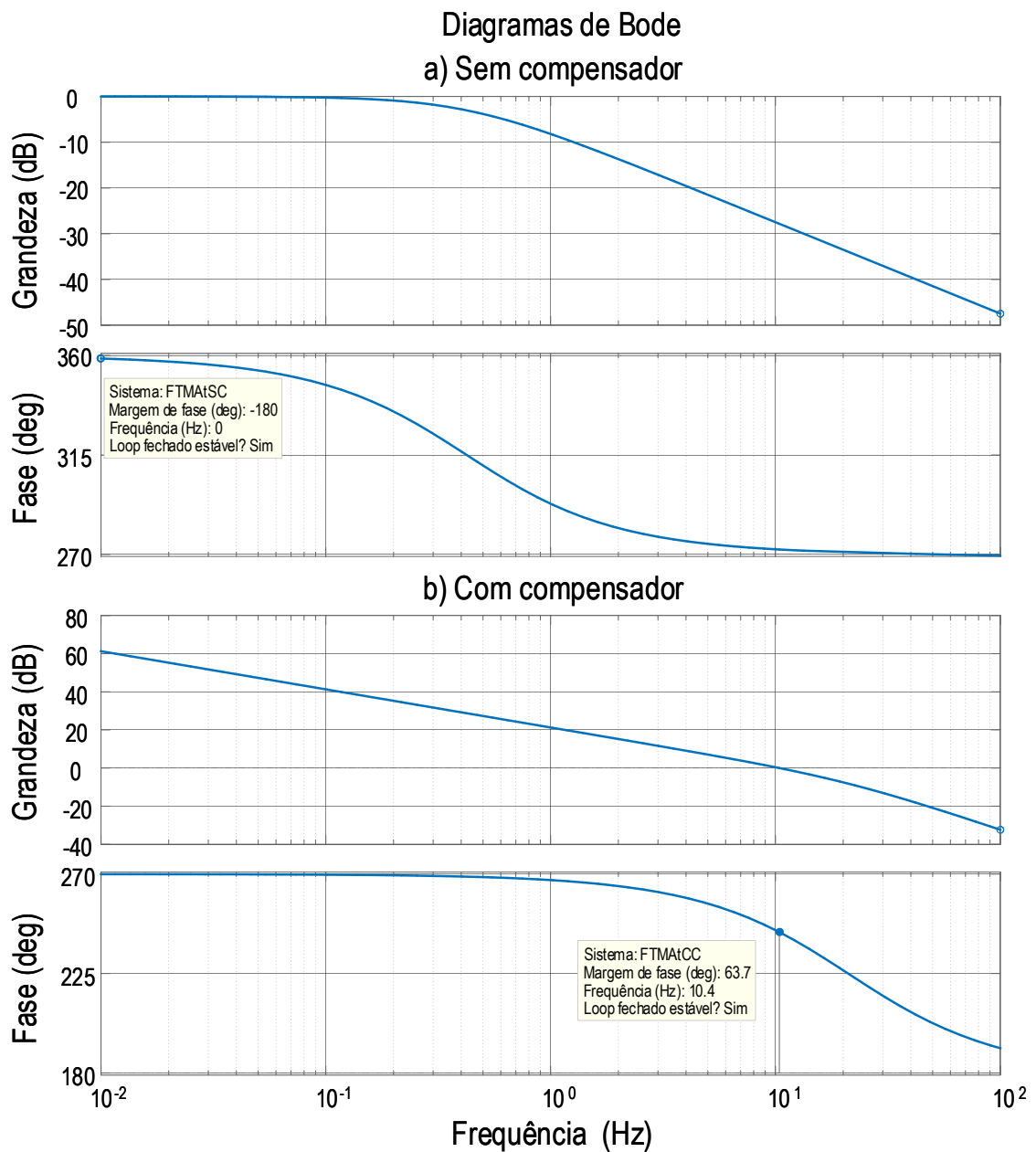
$$H_t(w) = \frac{3642 \cdot w + 9687}{w^2 + 133 \cdot w} \quad (199)$$

Fazendo uso da transformada inversa bilinear em (199), obtém-se o compensador de tensão descrito na equação (200):

$$H_t(z) = \frac{0.07567 \cdot z^2 + 8.39 \cdot 10^{-6} \cdot z - 0.07566}{z^2 - 1.9945 \cdot z + 0.9945} \quad (200)$$

Os diagramas de Bode de (187) incluindo o compensador de tensão da equação (199), são mostrados na Figura 60(b), os quais mostram que foi obtido uma margem de fase de $63,7^\circ$ e uma

Figura 60 – Diagramas de Bode da malha de controle de tensão.



Fonte: Elaborado pelo autor - Matlab.

frequência de cruzamento de 10,4 Hz. Além disso, ocorre uma atenuação da alta frequência do sinal e se obtém um elevado ganho em baixa frequência.

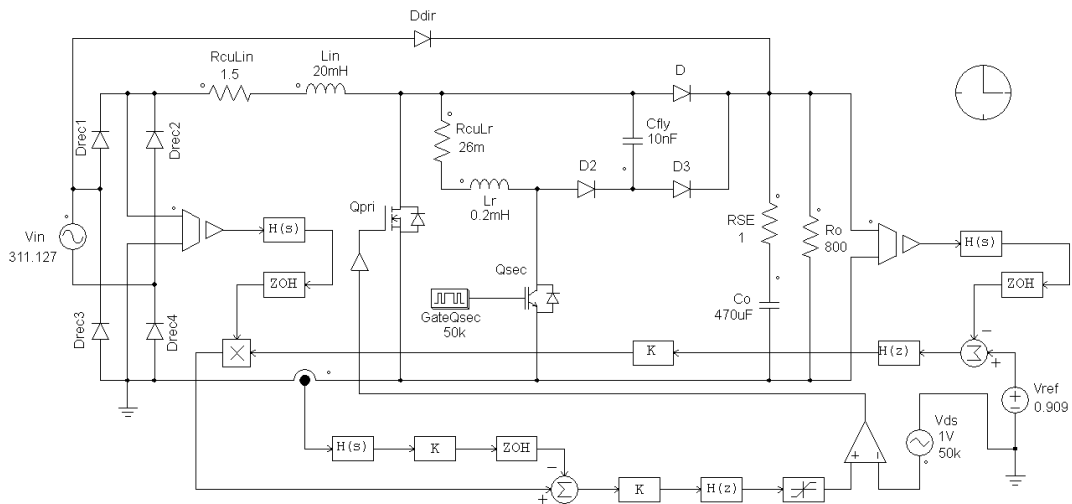
5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A fim de validar e verificar a operação do conversor e do inversor, foi utilizado o simulador *PSIM*. Optou-se por um passo de cálculo de 20 ns, o que representa 1000 pontos por período de chaveamento. Além disso, foram incluídos os parâmetros relacionados às perdas de condução dos componentes, ou seja, tensão direta nos diodos, resistência dreno-fonte, tensão coletor-emissor de saturação, resistência nos indutores e capacitores.

5.1 CONVERSOR *PFC BOOST “FLYING CAPACITOR” CCM*

A Figura 61 mostra o diagrama de circuito do conversor *PFC Boost “Flying Capacitor” CCM* incluindo perdas e controle.

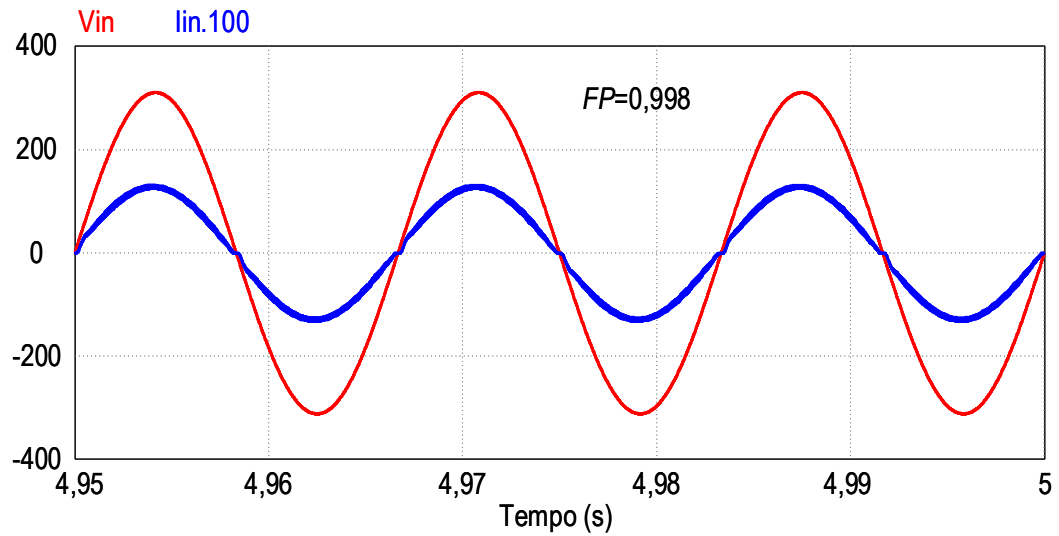
Figura 61 – Circuito do conversor *PFC Boost “Flying Capacitor” CCM*.



Fonte: Elaborado pelo autor - *PSIM*.

5.1.1 Tensão e corrente de entrada

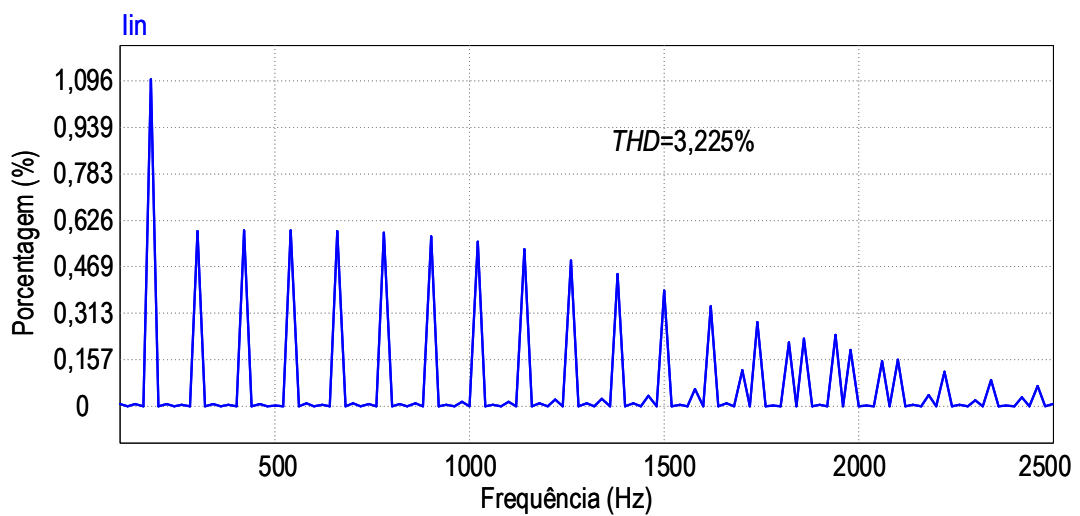
Pode-se observar pela Figura 62, que ocorre a correção ativa do fator de potência, imposta pela estratégia de controle implementada. O resultado da simulação do conversor apresentou um fator de potência de 0,998. Observa-se a pequena deformação do sinal de corrente obtido no cruzamento por zero da tensão de entrada, fato conhecido para o modo de condução contínua.

Figura 62 – Tensão e corrente de entrada.

Fonte: Elaborado pelo autor - *PSIM*.

5.1.1.1 Harmônicos da corrente de entrada

Observa-se na Figura 63, que os harmônicos da corrente de entrada não ultrapassam o valor de 1,1% em relação a fundamental de 1,277 A. A distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion - THD*) obtido foi de 3,225%.

Figura 63 – Harmônicos da corrente de entrada.

Fonte: Elaborado pelo autor - *PSIM*.

A Tabela 16 mostra a comparação dos harmônicos da corrente de entrada com a IEC 61000-3-2 classe D, para uma potência ativa de entrada de 198,52 W.

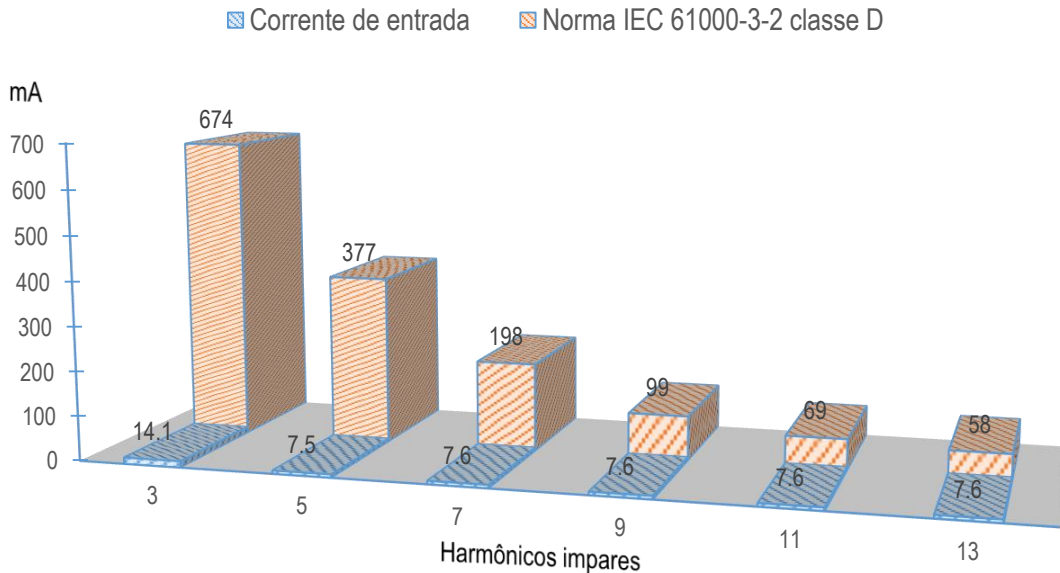
Tabela 16 – Comparação dos harmônicos da corrente de entrada com a IEC 61000-3-2 classe D - Simulação.

		IEC 61000-3-2 Classe D (> 75 W, < 600 W) [mA/W]	IEC 61000-3-2 Classe D 198,52 W [A]	Valores obtidos em simulação [A]
Ordem do harmônico n	3	3,4	0,674	0,0141
	5	1,9	0,377	0,0075
	7	1,0	0,198	0,0076
	9	0,5	0,099	0,0076
	11	0,35	0,069	0,0076
	13	0,296	0,058	0,0076
	15 ≤ n ≤ 39	$\frac{3,85}{n}$	0,051 ... 0,019	≤ 0,0076

Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 64 mostra de forma gráfica a comparação dos harmônicos da corrente de entrada com a IEC 61000-3-2 classe D.

Figura 64 – Comparação gráfica dos harmônicos da corrente de entrada com a IEC 61000-3-2 classe D - Simulação.



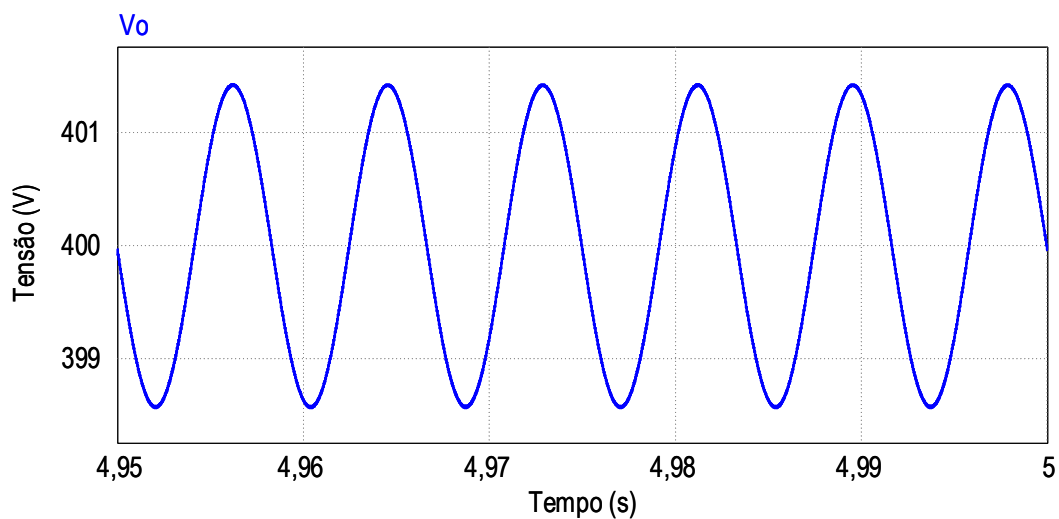
Fonte: Elaborado pelo autor.

Portanto, cabe destacar que os harmônicos da corrente de entrada estão de acordo com o que é exigido pela IEC 61000-3-2 classe D.

5.1.2 Tensão de saída

Observa-se na Figura 65, uma ondulação na tensão de saída de 2,86 V, sobre o valor médio de 400 V.

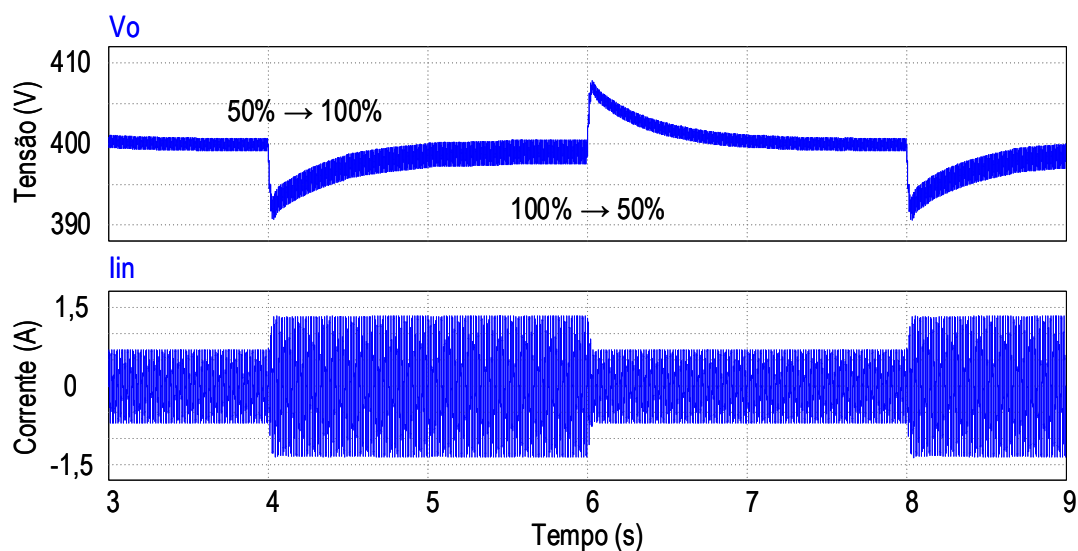
Figura 65 – Tensão de saída.



Fonte: Elaborado pelo autor - *PSIM*.

A Figura 66 mostra os resultados obtidos da tensão de saída e corrente de entrada quando o conversor é submetido a uma variação na carga de 50% para 100%, e logo após a uma variação de 100% para 50%.

Figura 66 – Degraus de carga.

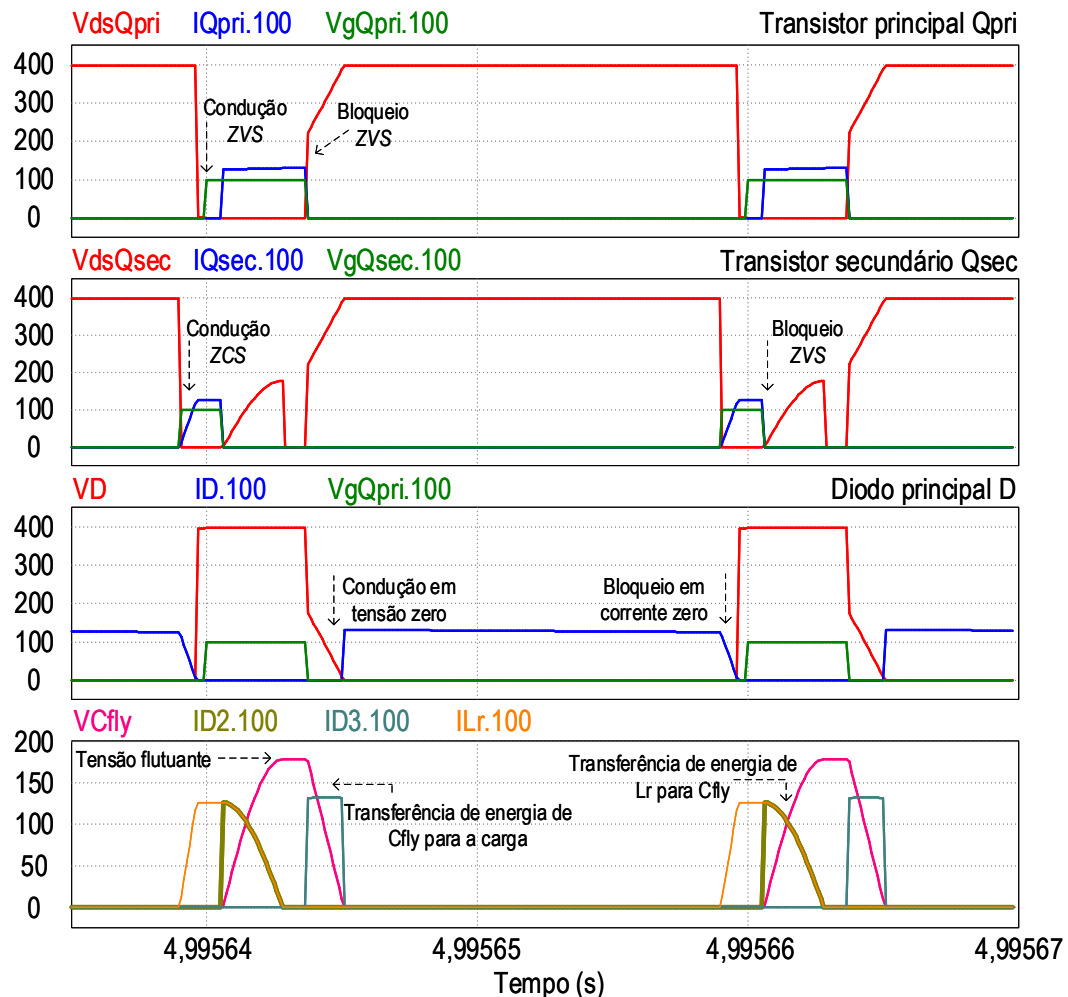


Fonte: Elaborado pelo autor - *PSIM*.

5.1.3 Principais formas de onda de interesse

A Figura 67 mostra as principais formas de onda referente à comutação do conversor.

Figura 67 – Tensões e correntes de interesse.



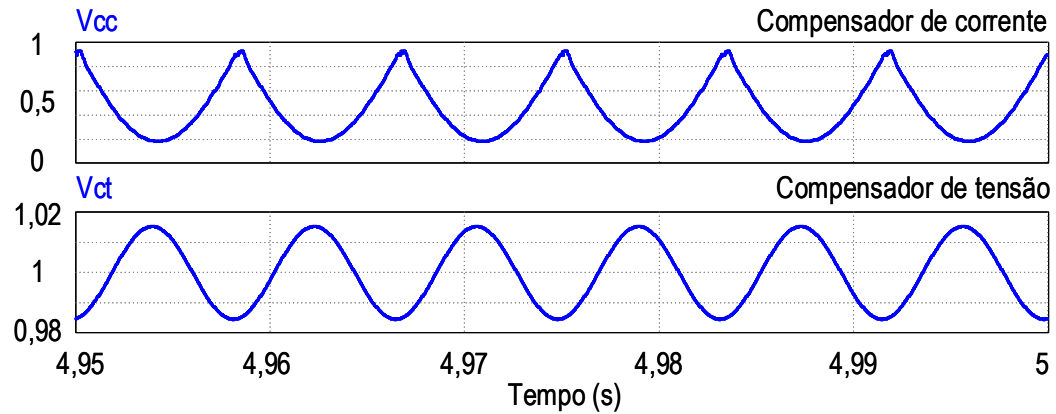
Fonte: Elaborado pelo autor - PSIM.

Observa-se na Figura 67, o detalhe da comutação suave dos transistores Q_{pri} e Q_{sec} , bem como a entrada e a saída de condução do diodo principal D . Além disso, é mostrado o detalhe das formas de onda da célula AASS. Outro detalhe observado na Figura 67, são os esforços de tensão de 400 V suportados pelos elementos semicondutores, sem sobretensões. Além disso, o nível de tensão de 178 V do capacitor C_{fly} , está bem próximo do valor esperado de 181,82 V descrito na Tabela 11.

Ressalta-se a semelhança entre as formas de onda das Figuras 47 e 67, fato que valida a operação adequada do conversor. A Figura 68 mostra os sinais de saída dos compensadores de corrente e tensão. Pode-se observar a necessária limitação da saída do compensador de corrente,

isto garante a sequência dos estágios de operação mostrados na Figura 47.

Figura 68 – Sinais de controle dos compensadores.



Fonte: Elaborado pelo autor - PSIM.

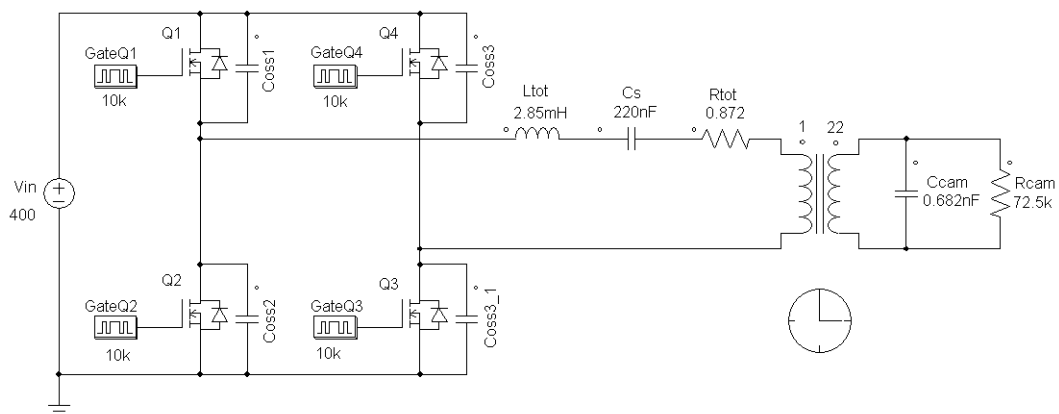
5.1.4 Eficiência do conversor em simulação

A eficiência obtida em simulação, incluindo perdas, para o conversor *PFC Boost “Flying Capacitor” CCM*, foi de aproximadamente 98%.

5.2 INVERSOR *PHASE-SHIFT FULL-BRIDGE* RESSONANTE

A Figura 69 mostra o diagrama de circuito do inversor *Phase-Shift Full-Bridge* ressonante incluindo perdas e comando.

Figura 69 – Circuito do inversor *Phase-Shift Full-Bridge* ressonante.

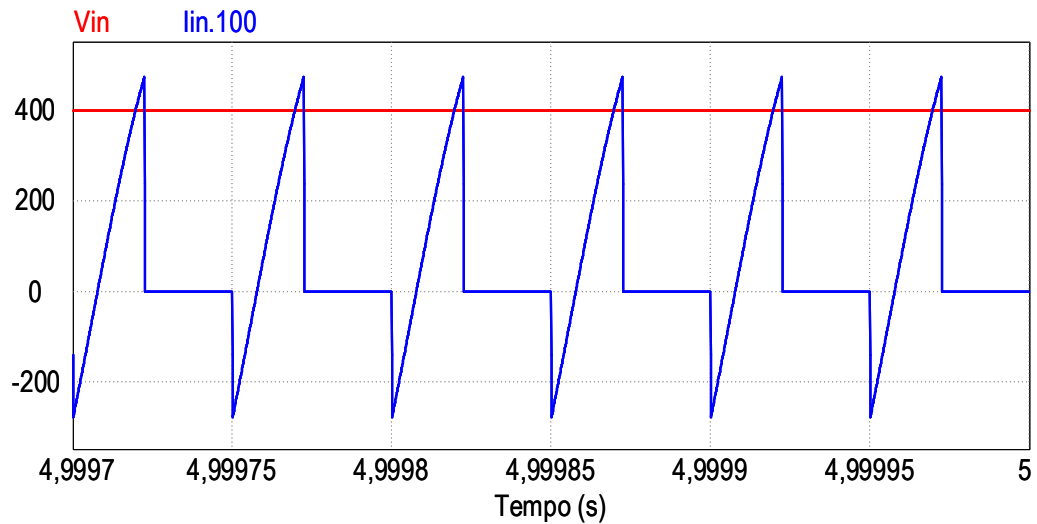


Fonte: Elaborado pelo autor - PSIM.

5.2.1 Formas de onda de entrada no inversor

A Figura 70 mostra um detalhe da tensão e a corrente de entrada do inversor.

Figura 70 – Tensão e corrente de entrada.

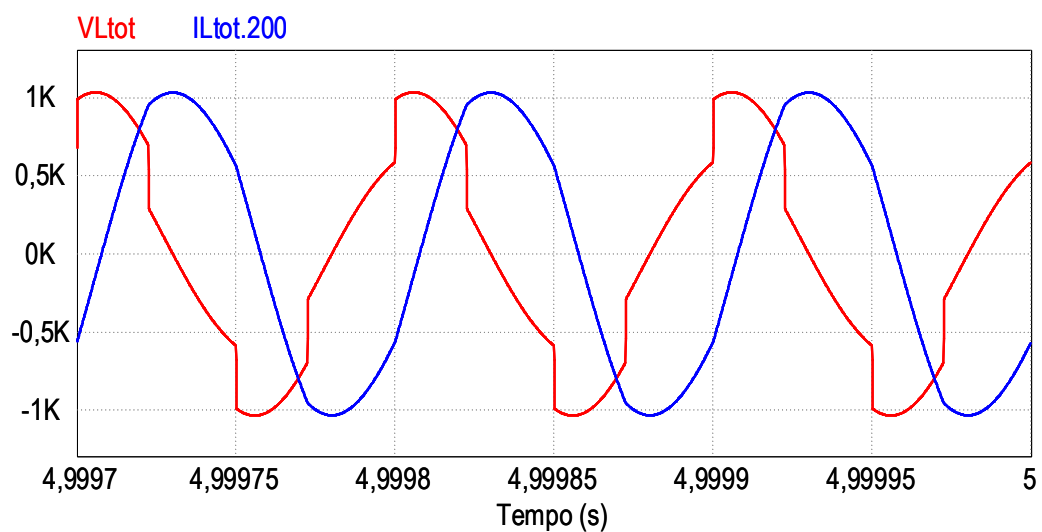


Fonte: Elaborado pelo autor.

5.2.2 Formas de onda no indutor série

A Figura 71 mostra a tensão e a corrente no indutor série.

Figura 71 – Tensão e corrente no indutor série.

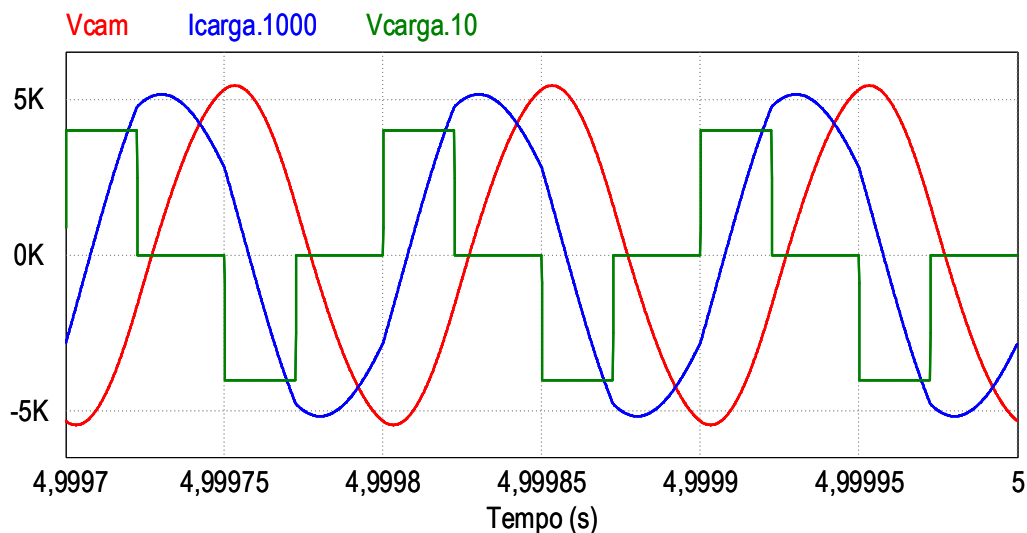


Fonte: Elaborado pelo autor.

5.2.3 Formas de onda na carga e nas câmaras de descarga

A Figura 72 mostra a tensão nas câmaras de descarga, bem como a tensão e a corrente de carga.

Figura 72 – Tensão nas câmaras de descarga, bem como a tensão e a corrente de carga.



Fonte: Elaborado pelo autor - *PSIM*.

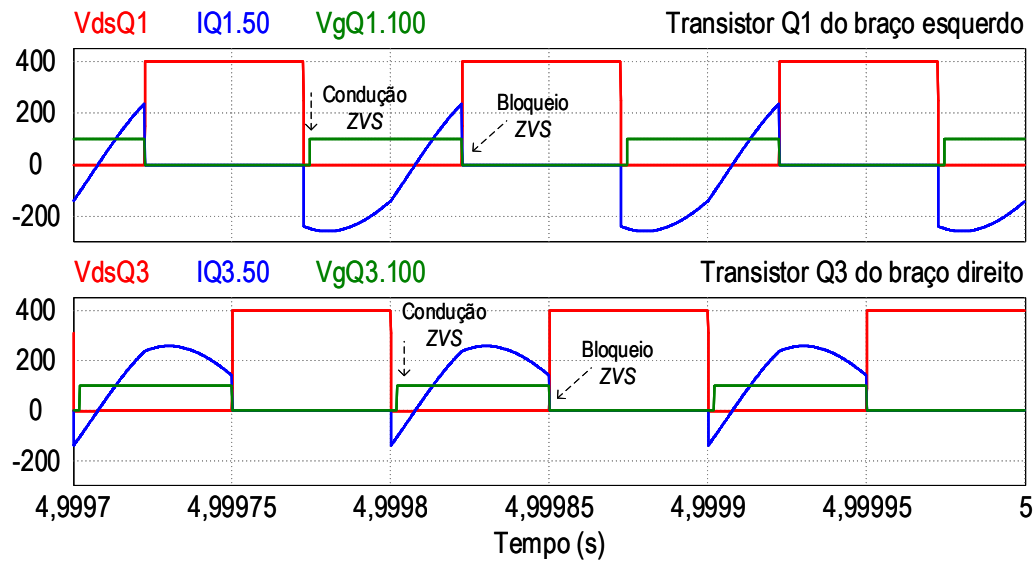
Observa-se na Figura 72, o comportamento indutivo da carga ressonante, onde a corrente de carga I_{carga} fica atrasada em relação à tensão de carga V_{carga} . Além disso, pode-se observar o comportamento capacitivo das câmaras de descarga, onde a tensão V_{cam} fica atrasada em relação à corrente de carga I_{carga} . Os níveis obtidos foram os seguintes: $V_{cámpico} = 5,44$ kV e $I_{carga_{ef}} = 3,8$ A, os quais estão de acordo com os valores que constam nas Figuras 42 e 43.

5.2.4 Comutação suave nos transistores

A Figura 73 mostra a formas de onda das tensões e correntes em cada braço do inversor, da qual pode-se verificar a ocorrência da comutação suave.

Pode-se observar na Figura 73, a presença da comutação suave nos transistores de cada braço. Destaca-se que os sinais de tensão e corrente dos transistores de um mesmo braço apresentam uma defasagem de 180° . Pode-se observar ainda que todos os transistores são comandados a conduzir enquanto seus diodos antiparalelo estão em condução. O bloqueio dos transistores ocorre com um aumento gradual da tensão dreno-fonte, devido a presença das capacitâncias de saída. Além disso, observa-se na Figura 73 que não ocorre sobretensão nos transistores, eles ficam submetidos a 400 V.

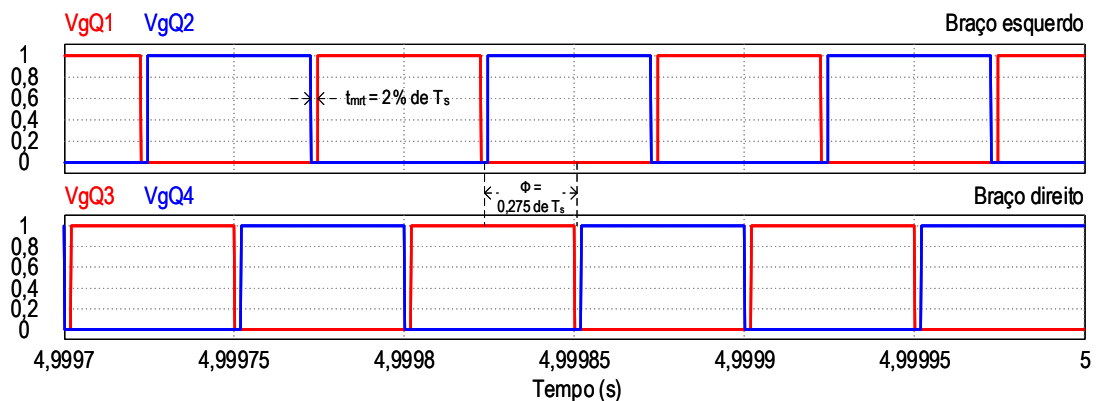
Figura 73 – Tensões e correntes em cada braço.



Fonte: Elaborado pelo autor - PSIM.

A Figura 74 mostra o controle por deslocamento de fase dos transistores dos braços do inversor. Pode-se observar a presença de um tempo morto de 2 μ s na tensão de comando dos transistores de cada braço. Pode-se observar também o deslocamento de fase correspondente a um tempo de 27,5 μ s em conformidade com o exemplo feito para obter a equação (51).

Figura 74 – Tensões de comando dos transistores dos braços do inversor.



Fonte: Elaborado pelo autor - PSIM.

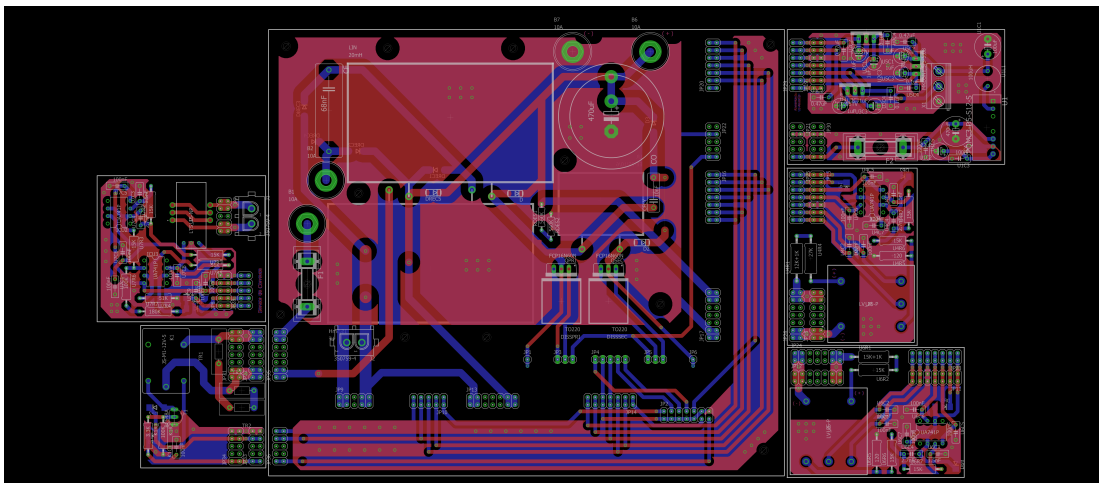
5.2.5 Eficiência do inversor em simulação

O inversor *Phase-Shift Full-Bridge* ressonante apresentou em simulação uma eficiência de 94,88%, resultado que está em conformidade com o que foi apresentado na Figura 41.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

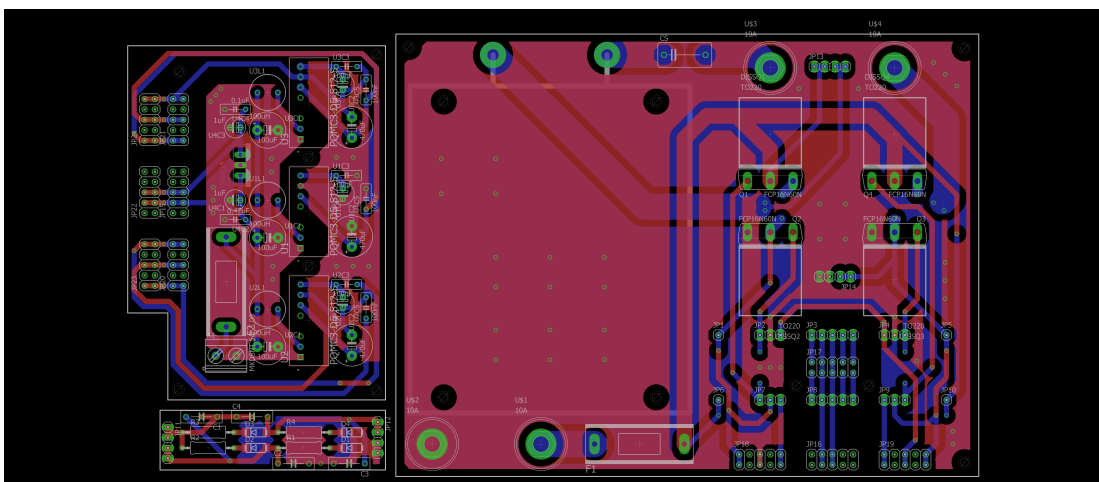
Para obtenção de resultados experimentais, foram desenvolvidas as placas de circuito impresso (*Printed Circuit Board - PCB*) tanto do conversor *PFC Boost “Flying Capacitor” CCM*, mostrado na Figura 75, como do inversor *Phase-Shift Full-Bridge* ressonante, mostrado na Figura 76, empregando o software *Eagle*. Pode-se observar nas Figuras 75 e 76 a modularidade e o isolamento entre os circuitos de comando e de acondicionamento de sinais (esquerda e direita) e no contorno) com o circuito de potência (centro).

Figura 75 – PCB do conversor *PFC Boost “Flying Capacitor” CCM*.



Fonte: Elaborado pelo autor - Eagle.

Figura 76 – PCB do inversor *Phase-Shift Full-Bridge* ressonante.

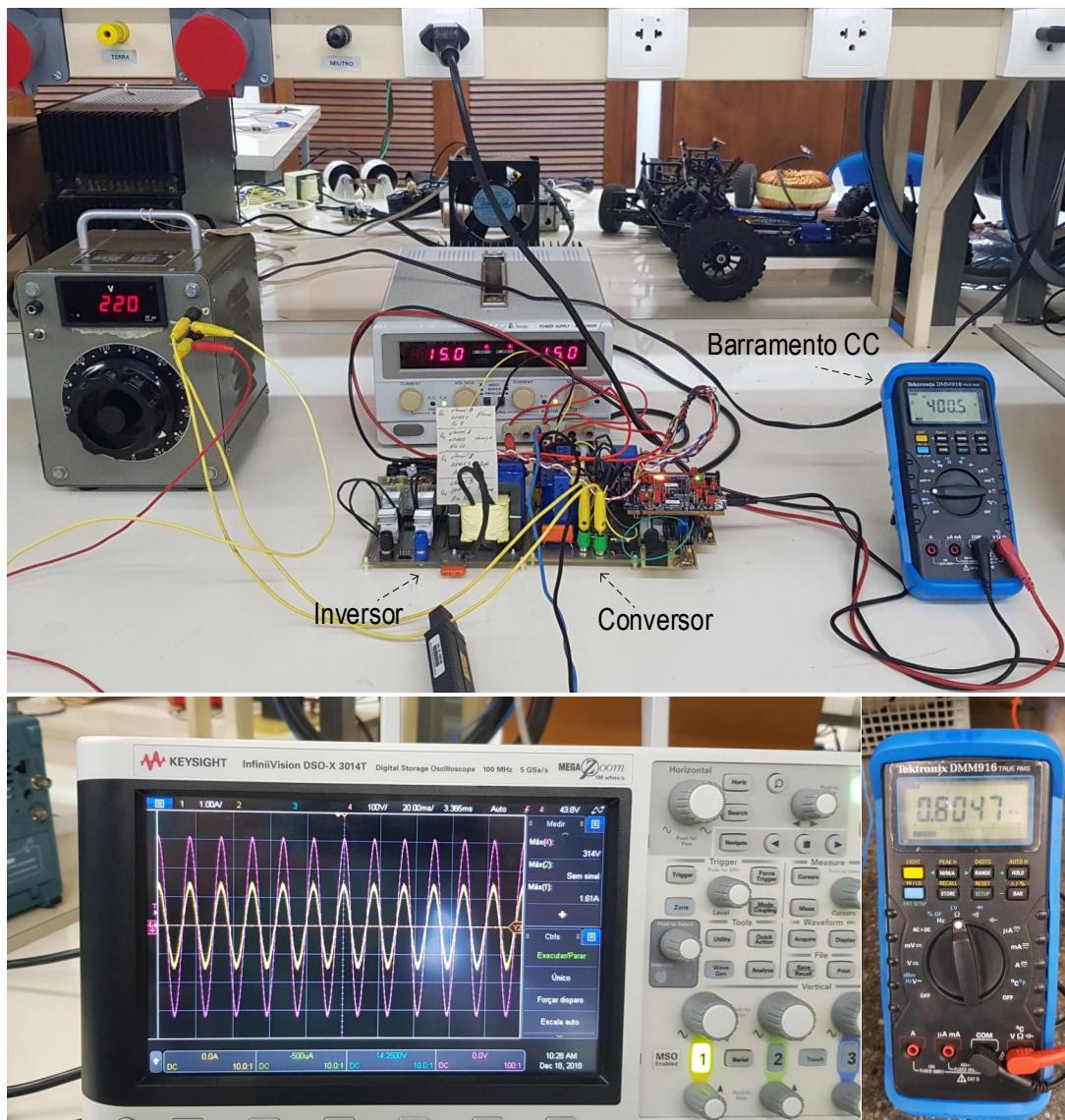


Fonte: Elaborado pelo autor - Eagle.

6.1 CONVERSOR PFC BOOST “FLYING CAPACITOR” CCM

A Figura 77 mostra o protótipo que foi implementado para o conversor *PFC Boost “Flying Capacitor” CCM* que pode alimentar uma carga nominal de 200 W. Pode-se observar na parte superior da Figura 77 a placa de circuito impresso, com os componentes montados do conversor, a alimentação alternada que se trata de um variador de tensão e uma fonte dupla de tensão contínua que alimenta os circuitos de comando e acondicionamento de sinais. Na parte inferior esquerda da Figura 77, pode-se observar o osciloscópio utilizado para coletar as formas de onda. Na parte inferior direita da Figura 77, observa-se a carga que foi utilizada de 804.7Ω , que possibilitou a obtenção da eficiência do conversor.

Figura 77 – Protótipo do conversor *PFC Boost “Flying Capacitor” CCM*.

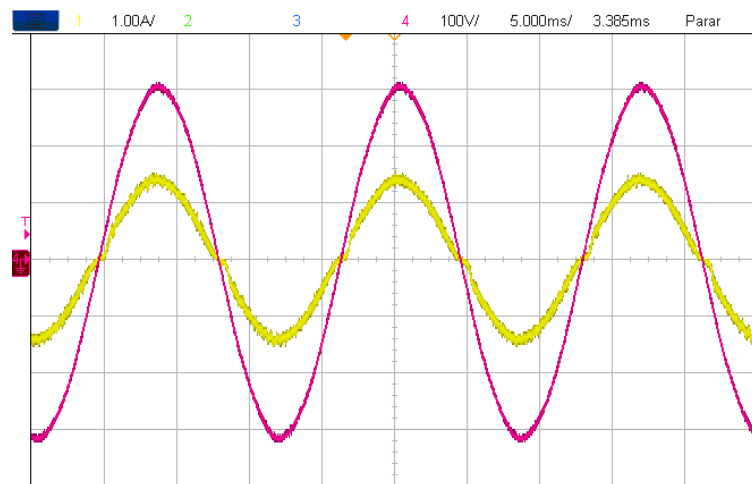


Fonte: Elaborado pelo autor.

6.1.1 Formas de onda na entrada do conversor

Utilizando o software *WaveStar*, foi possível obter a Figura 78, a qual mostra que foi obtida a correção ativa do fator de potência, onde foi obtido um fator de potência de 0,994 e uma taxa de distorção harmônica de 5,791%. Estes resultados estão de acordo com os das Figuras 62 e 63. Pode-se também observar na Figura 78 que a potência de entrada apresentou o valor de 210,82 W. Este valor é utilizado na obtenção da eficiência do conversor.

Figura 78 – Tensão e corrente de entrada.



WaveStar : PowerHarmonics Page: 1

Voltage = 218.97 V

Current = 968.26m

Power = 210.82

Voltage THD = 0.853 %

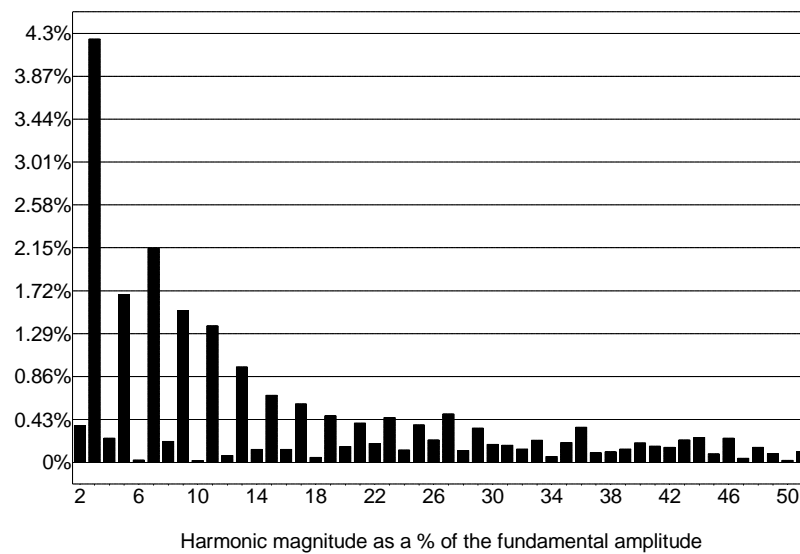
Current THD = 5.791 %

Power Factor = 994.35m

Displacement Power Factor = -1.8476 Degrees

Instantaneous Power = 212.02 VA

Reactive Power = 22.502 VAR



Fonte: Elaborado pelo autor - *WaveStar*.

A Tabela 17 mostra a comparação dos hârmônicos da corrente de entrada com a IEC 61000-3-2 classe D, para uma potência ativa de entrada de 210,82 W.

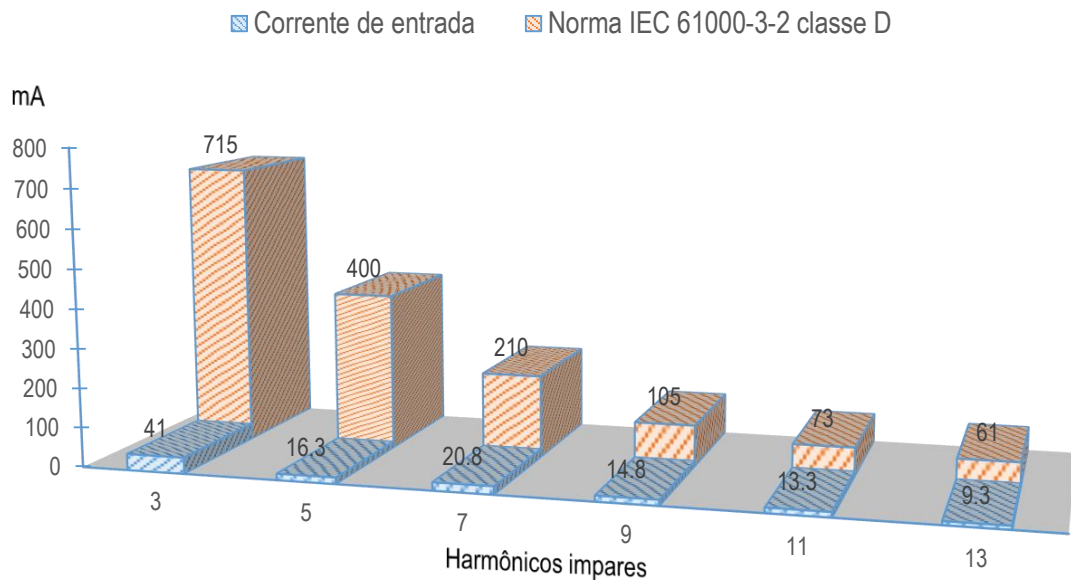
Tabela 17 – Comparação dos harmônicos da corrente de entrada com a IEC 61000-3-2 classe D - Experimental.

		IEC 61000-3-2 Classe D (> 75 W, < 600 W) [mA/W]	IEC 61000-3-2 Classe D 210,82 W [A]	Valores obtidos em simulação [A]
Ordem do harmônico n	3	3,4	0,715	0,0410
	5	1,9	0,400	0,0163
	7	1,0	0,210	0,0208
	9	0,5	0,105	0,0148
	11	0,35	0,073	0,0133
	13	0,296	0,061	0,0093
	15 ≤ n ≤ 39	$\frac{3,85}{n}$	0,051 ... 0,019	≤ 0,0076

Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 79 mostra de forma gráfica a comparação dos harmônicos da corrente de entrada com a IEC 61000-3-2 classe D.

Figura 79 – Comparação gráfica dos harmônicos da corrente de entrada com a IEC 61000-3-2 classe D - Experimental.



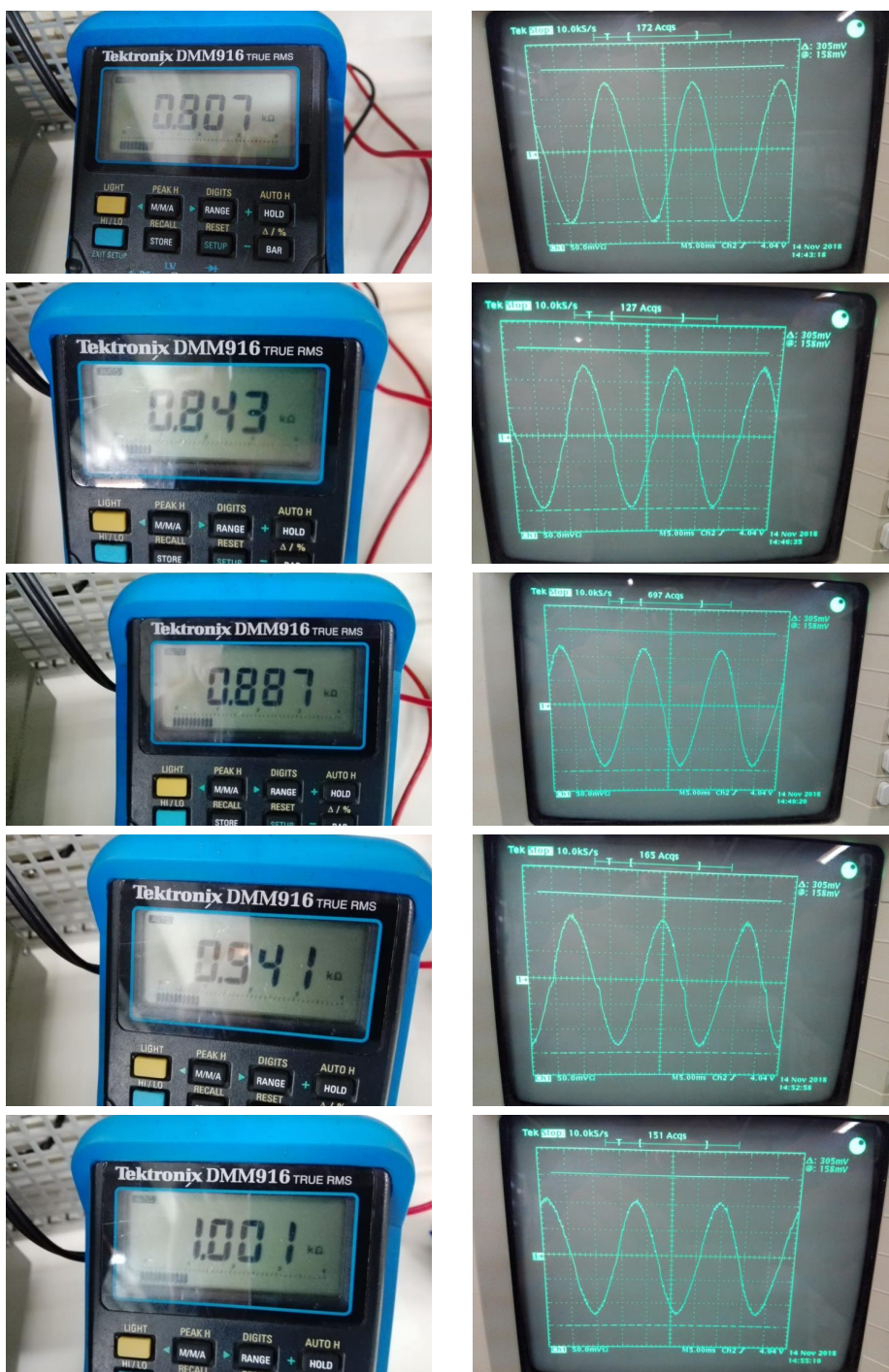
Fonte: Elaborado pelo autor.

Portanto, cabe destacar que os harmônicos da corrente de entrada estão de acordo com o que é exigido pela IEC 61000-3-2 classe D.

6.1.1.1 Corrente de entrada para diferentes valores de potência na carga

A Figura 80 mostra os valores obtidos para a corrente de entrada do conversor e a sua correspondente forma de onda para diversos valores de potências na carga: 198,76 W, 190,27 W, 180,83 W, 170,46 W e 160,24 W.

Figura 80 – Diferentes valores de potência na carga na carga.



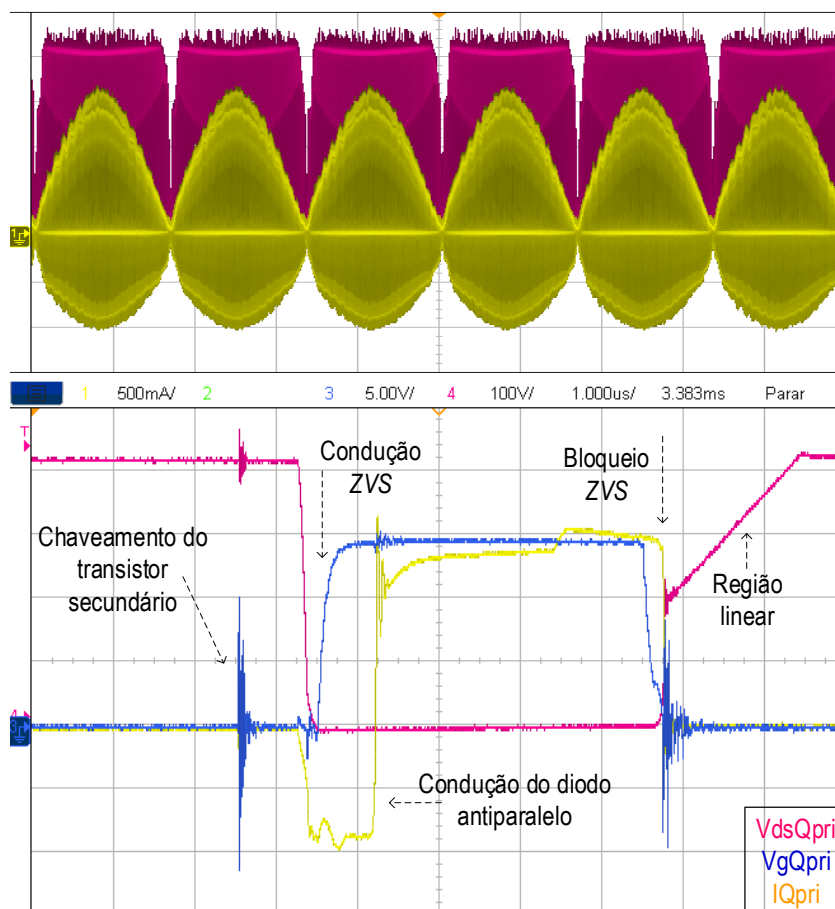
Fonte: Elaborado pelo autor.

6.1.2 Principais formas de onda de interesse

6.1.2.1 Transistor principal

A Figura 81 mostra as formas de onda de tensão e corrente do transistor principal do conversor, bem como um detalhe das suas comutações.

Figura 81 – Esforço de tensão e comutação suave do transistor principal.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 81 mostra um detalhe da comutação do transistor principal Q_{pri} , da qual verifica-se que ocorre comutações suaves. Pode-se observar também que antes da entrada em condução do transistor Q_{pri} , o diodo em antiparalelo conduz a corrente o que torna nula a tensão dreno-fonte. Este intervalo com tensão nula é aproveitado para comandar a entrada em condução do transistor Q_{pri} . No bloqueio do transistor Q_{pri} , a corrente cai para zero enquanto a tensão aumenta gradualmente devido a capacitância de saída de Q_{pri} . Portanto, obteve-se comutação ZVS tanto na entrada em condução como no bloqueio do transistor Q_{pri} , conforme mostrado pelas Figuras 47 e 67.

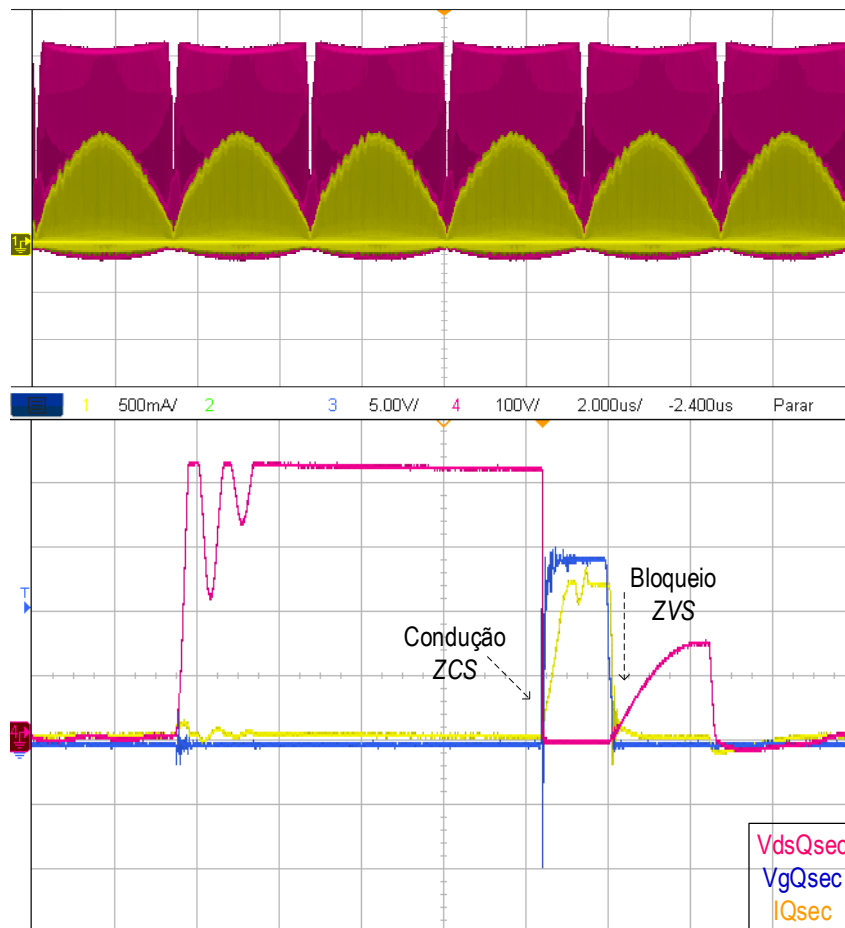
Observa-se ainda na Figura 81 a região que a tensão dreno-fonte aumenta linearmente, a qual corresponde ao estágio 7, mostrado da Figura 48, de devolução da energia armazenada em C_{fly} à carga.

Pode-se observar também na Figura 81 que somente ocorre uma pequena sobretensão transitória, sobre a tensão de 400 V, devido o chaveamento do transistor secundário Q_{sec} .

6.1.2.2 Transistor secundário

A Figura 82 mostra as formas de onda de tensão e corrente do transistor secundário do conversor, bem como um detalhe das suas comutações.

Figura 82 – Esforço de tensão e comutação suave do transistor secundário.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 82 mostra um detalhe da comutação do transistor secundário Q_{sec} , no qual é possível verificar a realização de comutações suaves. A entrada em condução do transistor Q_{sec} é realizada com um aumento gradual da corrente de dreno, o que ocorre devido a presença do

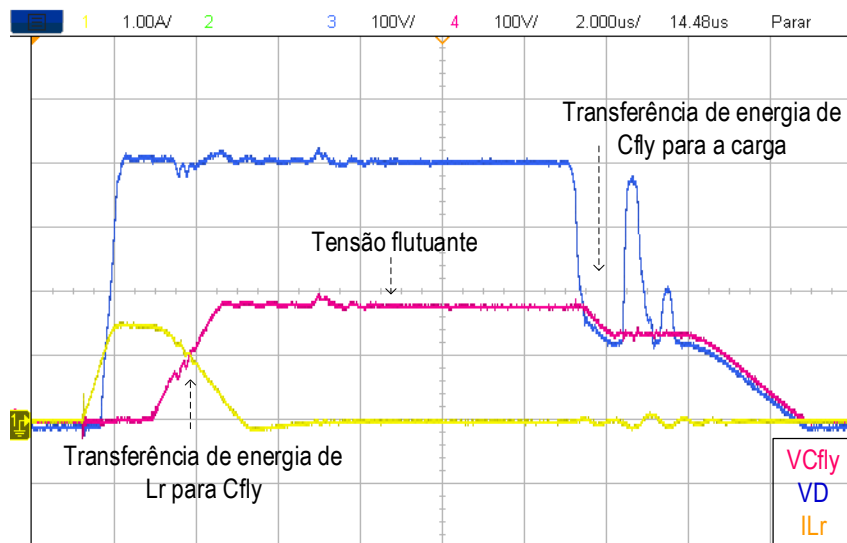
indutor L_r . No bloqueio do transistor Q_{sec} a tensão dreno-fonte aumenta seguindo a forma de onda senoidal gerada pelo circuito $L_r - C_{fly}$, correspondente ao estágio 4 mostrado na Figura 48. Portanto, obteve-se comutação ZCS na entrada em condução e ZVS no bloqueio do transistor secundário Q_{sec} , conforme mostrado nas Figuras 47 e 67.

Pode-se observar também na Figura 82 que não ocorre sobretensão no transistor secundário Q_{sec} , pelo contrário, a tensão se mantém em torno de 400 V durante seu bloqueio. Nota-se entretanto, uma pequena oscilação do tipo $L - C$, mas que fica grampeada em torno de 400 V.

6.1.2.3 Diodo principal e “Flying Capacitor”

A Figura 83 mostra as formas de onda de tensão no diodo principal, a tensão no “Flying Capacitor” e a corrente no indutor L_r .

Figura 83 – Esforço de tensão no diodo principal, tensão no “Flying Capacitor” e corrente no indutor L_r .



Fonte: Elaborado pelo autor.

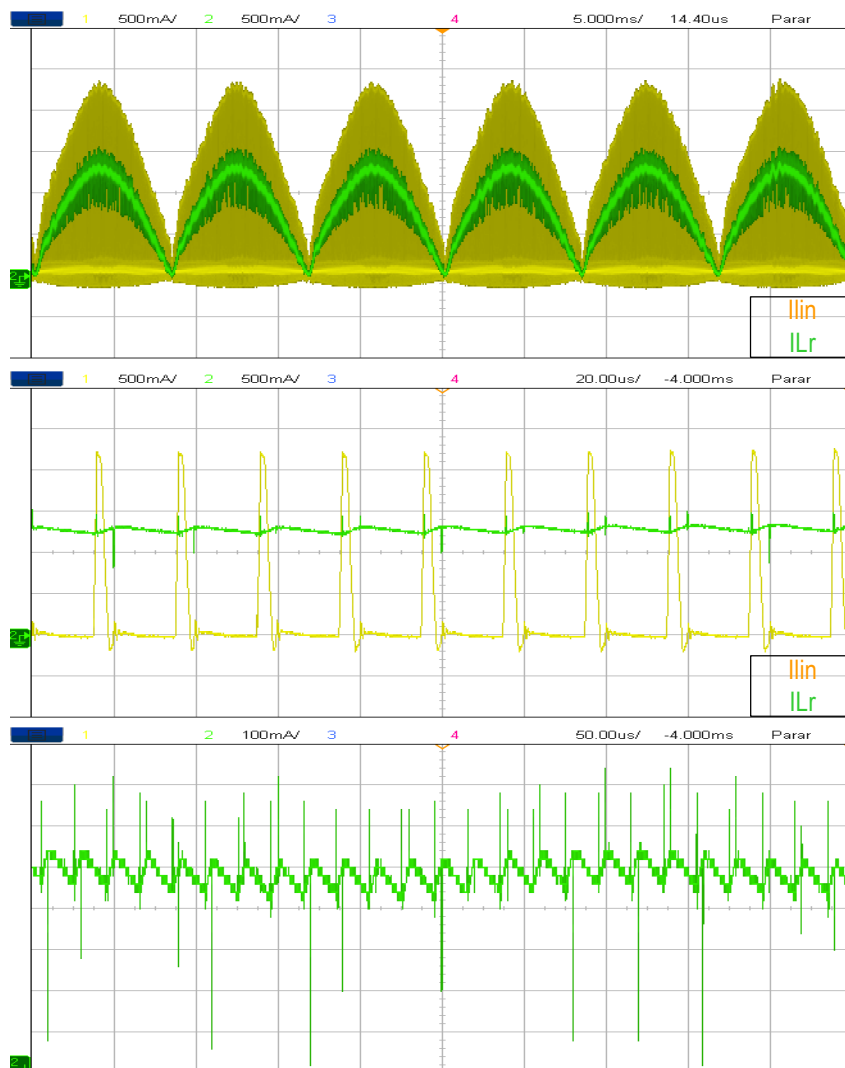
Pode-se observar na Figura 83 as formas de onda que mostram os intervalos em que ocorre a transferência de energia da célula AASS. Inicia-se com a transferência de energia do indutor L_r para o capacitor C_{fly} . Na sequência, a energia armazenada no capacitor C_{fly} fica flutuante até que a tensão no diodo principal D , reduza e iguale a de C_{fly} . A partir deste ponto, inicia-se a transferência de energia do capacitor C_{fly} para a carga. Pode-se verificar que a tensão flutuante apresenta um valor de aproximadamente 190V, que está em conformidade com o da Figura 67. Verifica-se também que praticamente não ocorre sobretensão no diodo principal, ficando a sua tensão em torno de 400 V. As oscilações na sua tensão não provocam sobretensões.

Pode-se também verificar na Figura 83, o intervalo em que ocorre a condução do diodo D_2 quando a corrente no indutor L_r vai para zero a partir de um valor fixo. Este intervalo pode ser confirmado com as formas de onda da corrente do diodo D_2 mostrado nas Figuras 47 e 67.

6.1.2.4 Corrente nos indutores L_{in} e L_r

A Figura 84 mostra as formas de onda das correntes nos indutores L_{in} e L_r . Pode-se observar que ocorre a operação em modo de condução contínua (CCM) da corrente nos indutores L_{in} e L_r , conforme mostrado nas Figuras 46 e 47. Cabe ressaltar que a componente de frequência de 120 Hz se faz presente não só nos indutores L_{in} e L_r , mas também nas correntes dos transistores Q_{pri} e Q_{sec} , conforme mostrado nas Figuras 81 e 82.

Figura 84 – Corrente nos indutores L_{in} e L_r .



Fonte: Elaborado pelo autor.

6.1.3 Eficiência experimental obtida do conversor

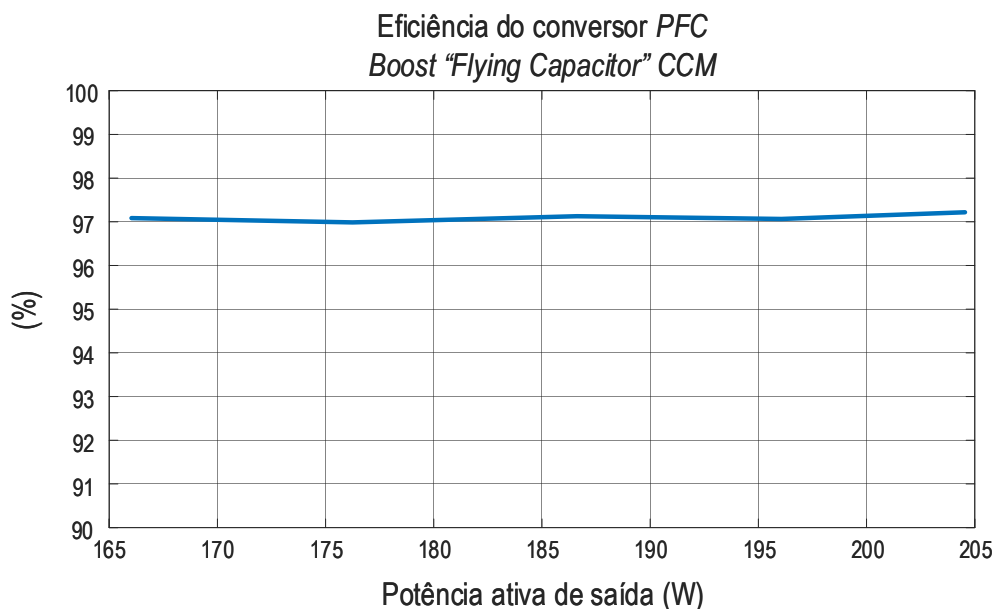
Para a determinação da potência ativa na carga, foi considerado, além de carga resistiva de $804,7 \Omega$, uma resistência de $40 \text{ k}\Omega$ (correspondente ao sensor de tensão) e uma resistência de $1,12 \text{ M}\Omega$ (necessária para a descarga do capacitor de saída) a qual fica em paralelo com a resistência de carga. Além disso, deve-se considerar a resistência de $31 \text{ k}\Omega$ (referente ao sensor da tensão retificada) a qual dissipa $1,56 \text{ W}$. Considerando a tensão de $400,5 \text{ V}$, pode-se determinar a potência de saída a partir da seguinte equação:

$$P_o = \frac{400,5^2}{804,7 \parallel 40 \cdot 10^3 \parallel 1,12 \cdot 10^6} + 1,56 = 205,04 \text{ W}$$

A potência ativa de entrada de $210,82 \text{ W}$ consta na Figura 78. Com isso, encontra-se uma eficiência de $97,26\%$ para o estágio conversor, valor este que está em conformidade com o obtido em simulação e com o que foi estimado na seção 4.8.

Em adição, para os valores mostrados na Figura 80, foi obtida a Figura 85, que apresenta a eficiência do conversor em função da potência de saída.

Figura 85 – Eficiência do conversor.



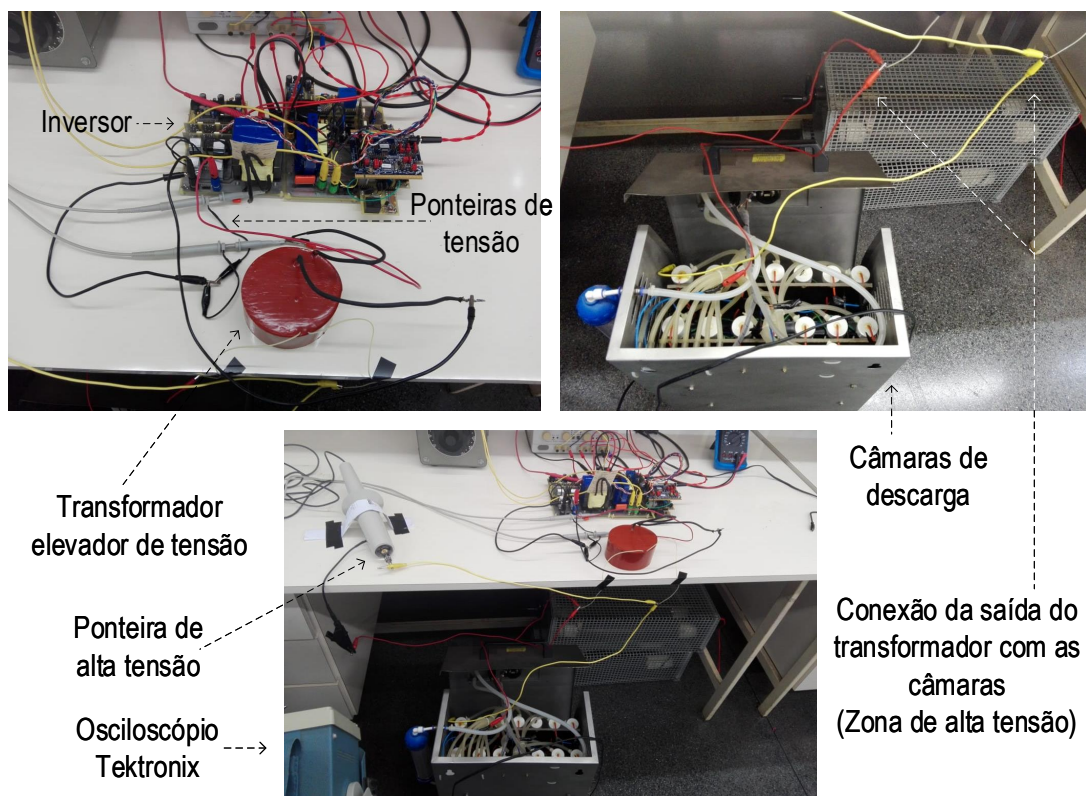
Fonte: Elaborado pelo autor.

Observa-se na Figura 85, o comportamento quase constante da eficiência do conversor *PFC Boost "Flying Capacitor" CCM*. Cabe ressaltar que isto é uma característica do conversor.

6.2 INVERSOR *PHASE-SHIFT FULL-BRIDGE* RESSONANTE

A Figura 86 mostra o protótipo completo do conversor, ou seja, o estágio *PFC Boost* “*Flying Capacitor*” *CCM* em cascata com o inversor *Phase-Shift Full-Bridge* ressonante. Pode-se observar na parte superior esquerda da Figura 86 a placa de circuito impresso, com os componentes montados, do inversor, as ponteiras de tensão do lado primário do transformador, bem como o transformador elevador de tensão. Na parte superior a direita da Figura 86, pode-se observar as conexões do secundário do transformador elevador de tensão com as câmaras de descarga. Na parte inferior da Figura 86 pode-se observar os cabos de conexão da ponteira de alta tensão com osciloscópio Tektronix. Cabe destacar que foram utilizados dois diferentes osciloscópios, um deles mostrado na Figura 77 e o outro na Figura 86.

Figura 86 – Protótipo do conversor completo implementado.



Fonte: Elaborado pelo autor.

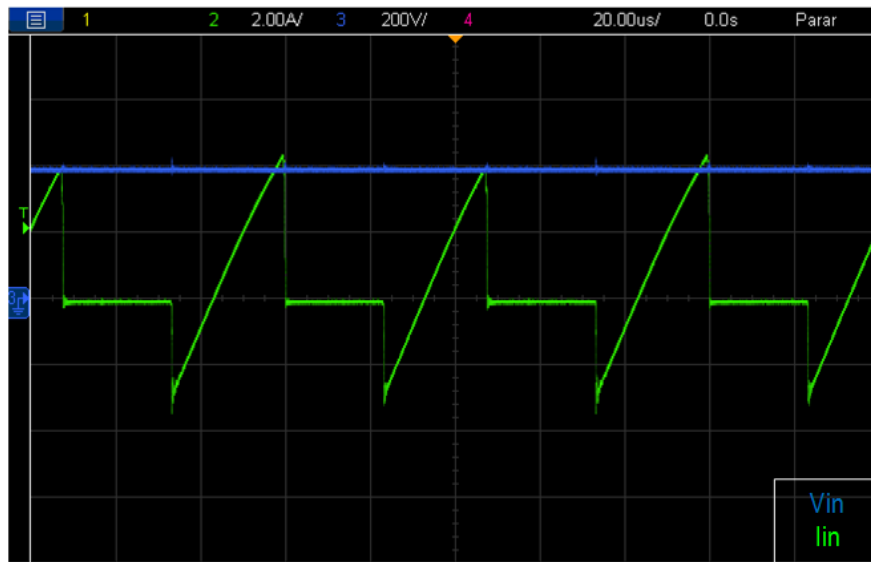
6.2.1 Resultados para carga equivalente

Inicia-se a obtenção de resultados experimentais para o estágio inversor *Phase-Shift Full-Bridge* ressonante, com o emprego de uma carga equivalente $R - C$ ($150 \Omega - 330 \text{ nF}$).

6.2.1.1 Formas de onda na entrada do inversor

A Figura 87 mostra as formas de onda de tensão e corrente na entrada do inversor.

Figura 87 – Tensão e corrente na entrada do inversor.



Measurement Method	Value	Units
Frequency	9.5488k	Hz
Pos. Pulse Width	1.6795u	s
Neg. Pulse Width	103.05u	s
Rise Time	11.355u	s
Fall Time	86.309u	s
Pos. Duty Cycle	16.037m	%
Neg. Duty Cycle	983.96m	%
Pos. Overshoot	0.0000	%
Neg. Overshoot	0.0000	%
Peak to Peak	24.958	V
Amplitude	24.958	V
High	410.89	V
Low	385.93	V
Maximum	410.89	V
Minimum	385.93	V
Mean	393.28	V
Cycle Mean	384.03	V
RMS	393.39	V
BurstWidth	4.1867m	s
Period	104.73u	s
Energy	773.38	
CEnergy	15.823	
ACRMS	2.2385	V
CRMS	388.70	V

Measurement Method	Value	Units
Frequency	21.076k	Hz
Pos. Pulse Width	13.785u	s
Neg. Pulse Width	33.663u	s
Rise Time	20.419u	s
Fall Time	24.305u	s
Pos. Duty Cycle	290.52m	%
Neg. Duty Cycle	709.48m	%
Pos. Overshoot	0.0000	%
Neg. Overshoot	0.0000	%
Peak to Peak	7.4179	
Amplitude	7.4179	
High	4.4221	
Low	-2.9958	
Maximum	4.4221	
Minimum	-2.9958	
Mean	421.12m	
Cycle Mean	202.74m	
RMS	1.6501	
BurstWidth	4.9499m	s
Period	47.447u	s
Energy	13.607m	
CEnergy	90.024u	
ACRMS	1.5954	
CRMS	1.3774	

WaveStar : PowerHarmonics(1) Page: 1

Voltage = 388.70 V

Current = 1.3774

Power = 165.50

Voltage THD = 1244.941 %

Current THD = 3172.563 %

Power Factor = 309.11m

Displacement Power Factor = 57.361 Degrees

Instantaneous Power = 535.42 VA

Reactive Power = 509.20 VAR

Fonte: Elaborado pelo autor - WaveStar.

Para as tabelas da Figura: Barramento CC de entrada (esquerda) e corrente de entrada (direita).

Observa-se na Figura 87, uma potência ativa na entrada do inversor de 165,5 W. Este valor é utilizado na obtenção da eficiência do inversor.

6.2.1.2 Formas de onda de saída no inversor e potência ativa de saída

A Figura 88 mostra as formas de onda de tensão e corrente na saída do inversor.

Figura 88 – Tensão e corrente de saída, bem como a tensão de carga.



WaveformMeasurement(1)].Var1		
Measurement Method	Automatic	
Measurement	Value	Units
Frequency	9.9751k	Hz
Pos. Pulse Width	50.673u	s
Neg. Pulse Width	49.577u	s
Rise Time	29.493u	s
Fall Time	29.326u	s
Pos. Duty Cycle	505.47m	%
Neg. Duty Cycle	494.53m	%
Pos. Overshoot	9.6169m	%
Neg. Overshoot	7.0478m	%
Peak to Peak	433.17	V
Amplitude	426.07	V
High	208.97	V
Low	-217.10	V
Maximum	213.07	V
Minimum	-220.10	V
Mean	-1.7541	V
Cycle Mean	-1.5389	V
RMS	151.80	V
BurstWidth	950.49u	s
Period	100.25u	s
Energy	23.032	
CEnergy	2.3118	
ACRMS	151.79	V
CRMS	151.86	V

WaveformMeasurement(1)].Var2		
Measurement Method	Automatic	
Measurement	Value	Units
Frequency	9.9785k	Hz
Pos. Pulse Width	50.790u	s
Neg. Pulse Width	49.425u	s
Rise Time	28.321u	s
Fall Time	28.621u	s
Pos. Duty Cycle	506.81m	%
Neg. Duty Cycle	493.19m	%
Pos. Overshoot	4.3919m	%
Neg. Overshoot	8.7903m	%
Peak to Peak	9.3668	
Amplitude	9.2450	
High	4.5021	
Low	-4.7429	
Maximum	4.5427	
Minimum	-4.8241	
Mean	-61.609m	
Cycle Mean	-55.109m	
RMS	3.3486	
BurstWidth	950.22u	s
Period	100.22u	s
Energy	11.208m	
CEnergy	1.1279m	
ACRMS	3.3481	
CRMS	3.3547	

WaveStar : PowerHarmonics(1) Page: 1

Voltage = 151.86 V

Current = 3.3547

Power = 160.13

Voltage THD = 1.551 %

Current THD = 4.487 %

Power Factor = 314.32m

Displacement Power Factor = -71.602 Degrees

Instantaneous Power = 509.44 VA

Reactive Power = 483.62 VAR

Fonte: Elaborado pelo autor - WaveStar.

Para as tabelas da Figura: Tensão equivalente no primário (esquerda) e corrente de carga (direita).

Observa-se na Figura 88, uma potência ativa de saída do inversor de 160,13 W. Este valor é utilizado na obtenção da eficiência do inversor. Portanto, com os dados obtidos nas Figuras 87 e 88, encontra-se uma eficiência de 97,755% para o estágio inversor com carga equivalente.

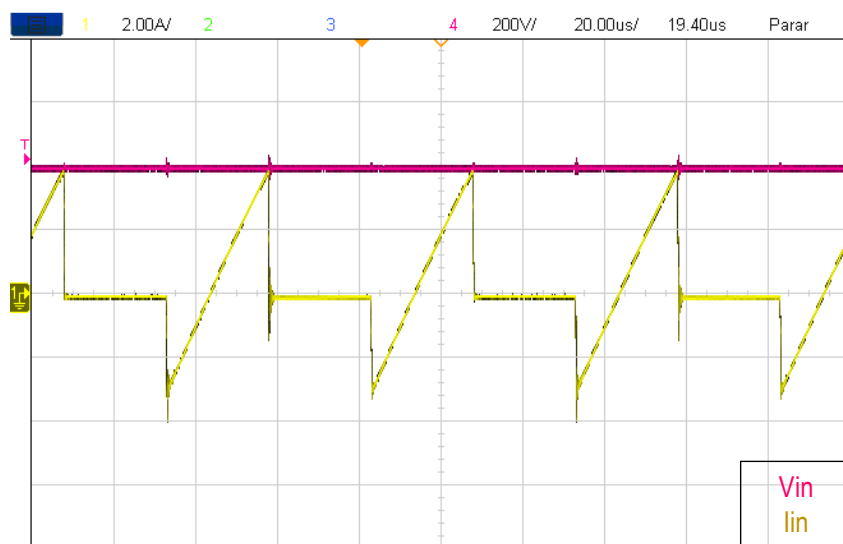
6.2.2 Resultados com transformador elevador de tensão e câmaras de descarga

Contínua-se com a obtenção de resultados experimentais, retirando a carga $R - C$ e colocando como carga o transformador elevador de tensão em cascata com as câmaras de descarga.

6.2.2.1 Formas de onda de entrada no inversor

A Figura 89 mostra as formas de onda de tensão e corrente na entrada do inversor.

Figura 89 – Tensão e corrente na entrada do inversor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

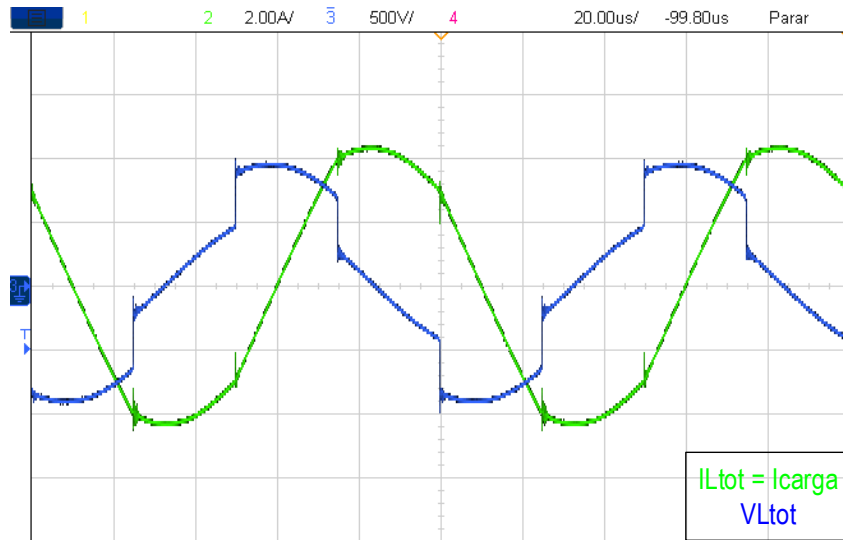
6.2.2.2 Formas de onda no indutor série

A Figura 90 mostra as formas de onda de tensão e corrente no indutor série. Cabe destacar a semelhança entre as Figuras 70 e 71 com as Figuras 89 e 90 respectivamente.

6.2.2.3 Formas de onda na carga e no primário do transformador

A Figura 91 mostra as formas de onda de tensão no primário do transformador, bem como a tensão e a corrente de carga. Pode-se observar que há semelhanças entre as Figuras 72 e 91, tanto nas proporções entre os níveis de tensão no primário do transformador V'_{cam} e na corrente de carga I_{carga} , assim como na defasagem entre elas. Entretanto, verifica-se que há uma diferença no ganho do circuito ressonante, o qual foi menor, obtido experimentalmente. Mas deve-se

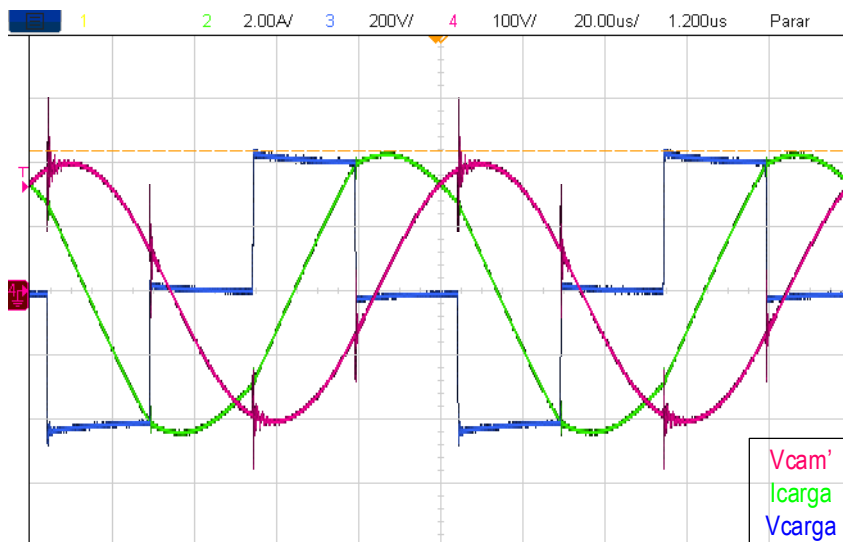
Figura 90 – Tensão e corrente no indutor série.



Fonte: Elaborado pelo autor.

levar em consideração que o deslocamento de fase empregado experimentalmente foi de 25% do período de chaveamento, menor do que o utilizado na simulação de 27,5% do período de chaveamento.

Figura 91 – Tensão no primário do transformador, bem como a tensão e a corrente de carga.



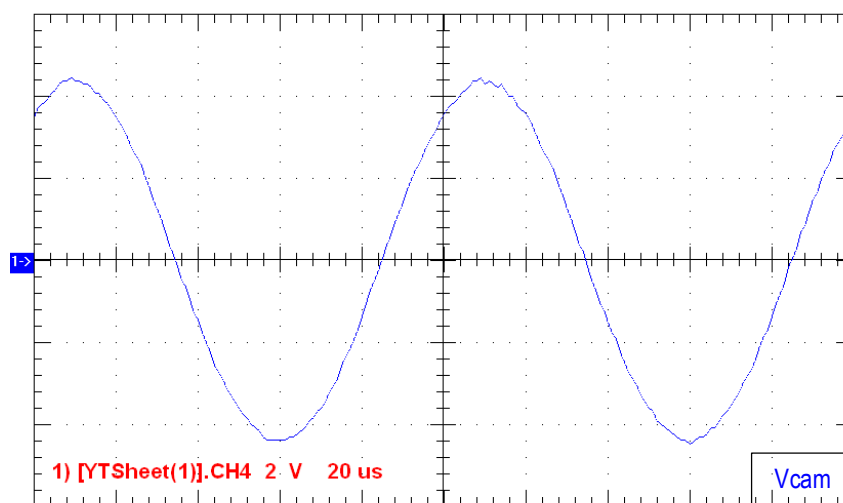
Fonte: Elaborado pelo autor.

Destaca-se na Figura 91 que aparece oscilações na tensão do primário do transformador. Isto acontece dado que as câmaras de descarga não são realmente uma carga $R - C$ em paralelo.

6.2.2.4 Tensão nas câmaras de descarga

A forma de onda de tensão nas câmaras de descarga, mostrada na Figura 92, foi obtida a partir da ponteira de alta tensão acoplada ao osciloscópio Tektronix. Como a atenuação da ponteira é de 1000:1, a tensão de pico nas câmaras de descarga atinge 4,4 kV. Destaca-se também que não aparece oscilações na tensão do secundário do transformador que alimenta as câmaras de descarga.

Figura 92 – Tensão nas câmaras de descarga.



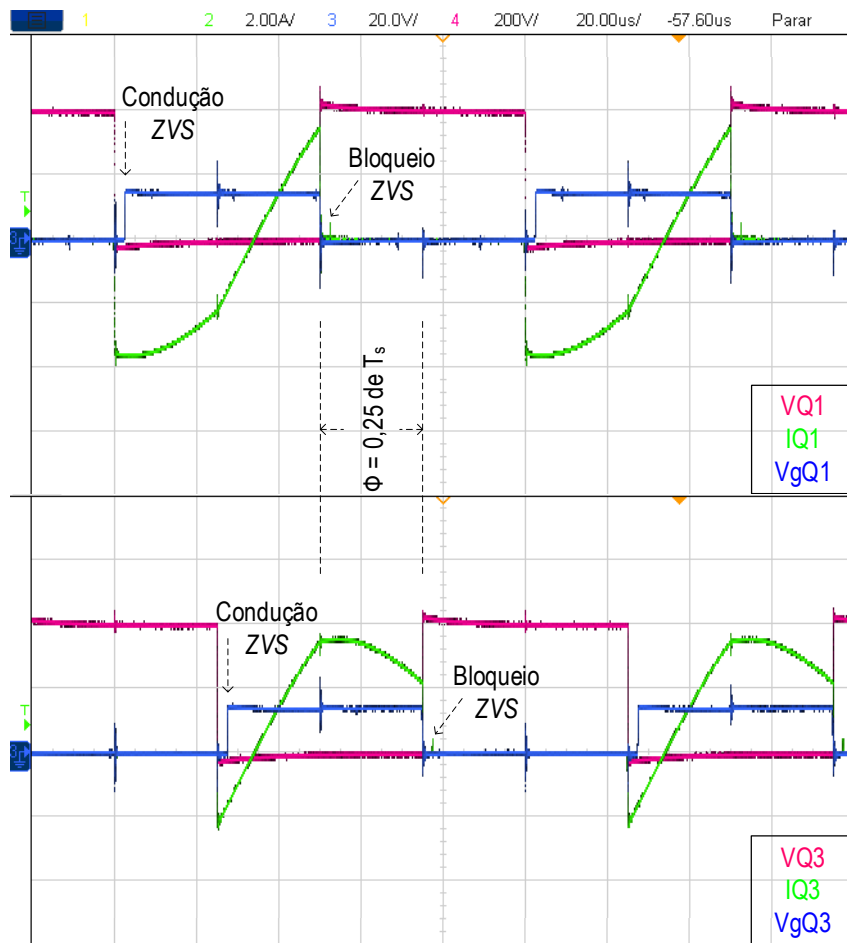
Fonte: Elaborado pelo autor.

6.2.2.5 Comutação suave nos transistores

A Figura 93 mostra as formas de onda de tensão e corrente em cada braço do inversor, da qual se verifica as comutações suaves. Pode-se observar que as formas de onda obtidas experimentalmente e mostradas na Figura 93, guardam grande semelhanças com as formas de ondas de simulação mostradas na Figura 73. Entretanto, na Figura 93 aparece os efeitos de chaveamento dos componentes na forma de ruídos. Pode-se verificar também a presença do tempo morto de 2,5 us no comando de cada braço, além do deslocamento de fase de 25 us.

6.2.3 Eficiência experimental obtida do inversor

A partir dos valores de potência ativa das câmaras de descarga, igual a 137,7 W, e da entrada do inversor, igual a 146,25 W, resultou em uma eficiência de 94,15%.

Figura 93 – Tensões e correntes em cada braço.

Fonte: Elaborado pelo autor.

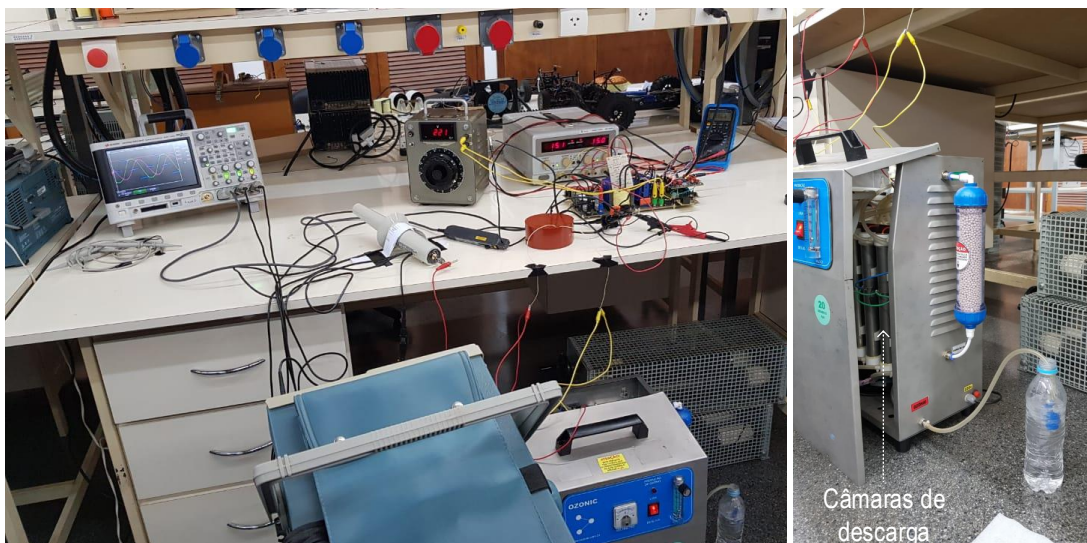
6.3 GERAÇÃO DE OZÔNIO

O ozônio foi gerado nas câmaras por descarga de barreira dielétrica (DBD), a partir do oxigênio do ar, e logo depois foi injetado na água.

Pode-se observar na Figura 94 a implementação do protótipo de geração de ozônio, protótipo onde o ozônio aparece sendo injetado em uma garrafa de água. O ozonizador comercial, apresenta internamente uma pequena bomba de ar, a qual gera um fluxo de 0 a 20 l/min. Para a realização do experimento, estabeleceu-se um fluxo de 5 l/min. Cabe destacar que o ozônio dissolvido em água aumenta o valor de PH da água, de um valor neutro entre 6 e 7 para um valor acima de 8 (água alcalina), ideal para a saúde humana.

O kit utilizado para realizar os testes de PH, é mostrado na Figura 95. O reagente utilizado para verificar a presença do ozônio na água, é mostrado na Figura 96.

Figura 94 – Protótipo implementado do gerador de ozônio desenvolvido.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 95 – Kit utilizado no teste de PH.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 96 – Reagente para verificação.



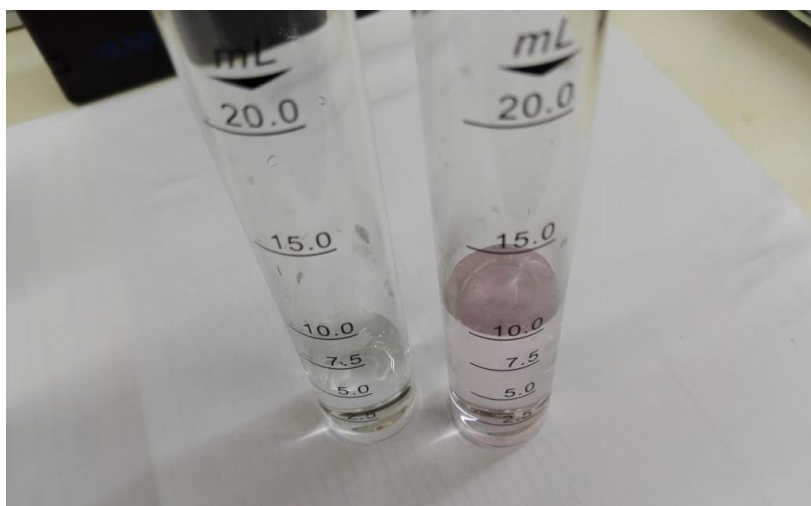
Fonte: Elaborado pelo autor.

6.3.1 Resultados da geração de ozônio

A Figuras 97, 98 e 99, mostram uma comparação entre a água da torneira, sem injeção de ozônio (esquerda), e a água da torneira, após injeção de ozônio e reagente (direita), para:

Picos de tensão de 3 kV nas câmaras de descarga:

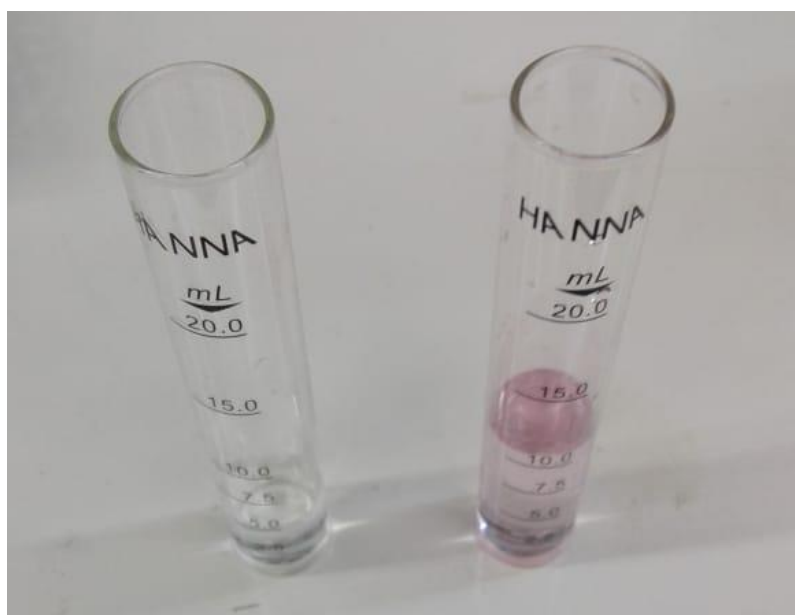
Figura 97 – Teste com reagente para 3 kV.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Picos de tensão de 4 kV nas câmaras de descarga:

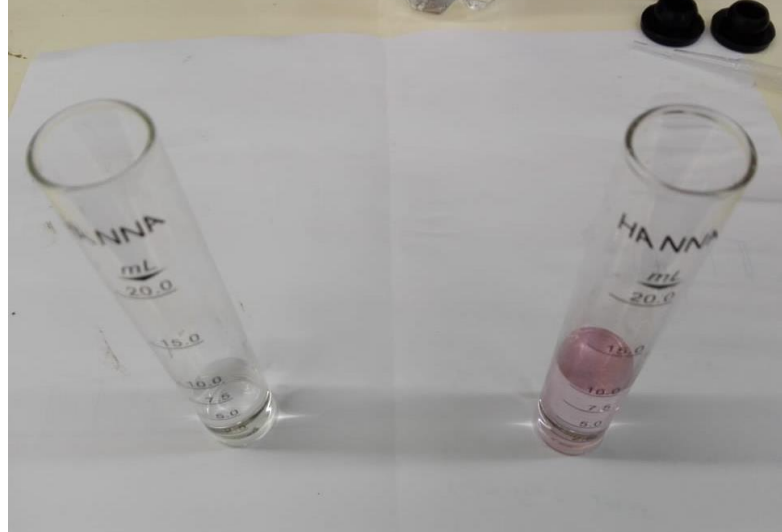
Figura 98 – Teste com reagente para 4 kV.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Picos de tensão de 4,4 kV nas câmaras de descarga:

Figura 99 – Teste com reagente para 4,4 kV.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Observa-se pelas Figuras 97, 98 e 99, um aumento na percepção da cor rosa equanto aumenta o nível de tensão nas câmaras de descarga. Quanto maior é a percepção da cor rosa, maior foi a concentração de ozônio dissolvido na água.

6.3.2 Resultados de PH

A Figura 100 mostra como se realizou a medição do PH para picos de tensão de 3kV nas câmaras de descarga.

Pode-se observar a partir da Figura 100, que ocorreu um aumento do PH de 7,2 para 8,2 (no limite da escala do kit) para o teste de 3 kV, que está em conformidade com a Figura 95. Trata-se de um resultado promissor, confirmando a eficácia do ozônio no tratamento de água. Peleg (1976) sugere que a estequiometria do ozônio na água é a seguinte:

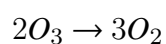
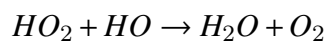
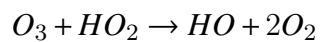
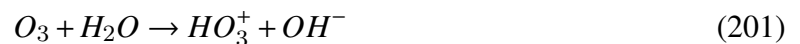
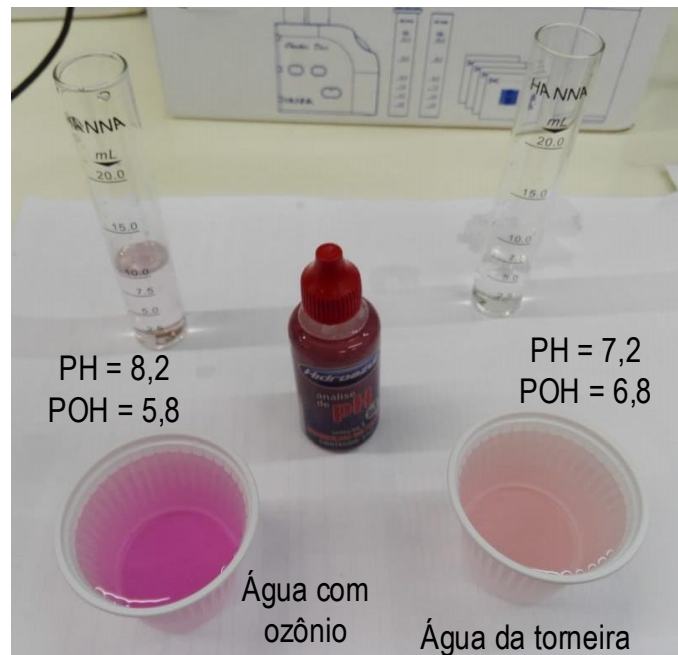


Figura 100 – Medição do PH para 3kV.

Fonte: Elaborado pelo autor.

A equação (201) sugere que uma molécula de ozônio faz parte da geração de um ânion hidróxido. Com os dados de POH no começo e no final ($[OH^-] = 10^{-POH^-}$):

$$[OH^-]_{com} = 10^{-6,8} = 158,5 \text{ nmol/L}$$

$$[OH^-]_{fin} = 10^{-5,8} = 1585 \text{ nmol/L}$$

$$\Delta[OH^-] = +1426,5 \text{ nmol/L}$$

Conforme (201), para mudar a concentração de anião hidróxido, foi necessário empregar $[O_3]=+1426,5 \text{ nmol/L}$ de ozônio. Levando em consideração a massa atômica do ozônio de 48 g/mol:

$$[O_3] = (1426,5 \text{ nmol/L}) \cdot (48 \text{ g/mol})$$

$$[O_3] = 0,07 \text{ mg/L} \quad (202)$$

O valor obtido em (202), confirma que, pelo menos, eram necessários 0,07 mg/L de ozônio para mudar o valor de PH de 7,2 para 8,2 no experimento realizado para picos de tensão de 3kV nas câmaras de descarga, além da concentração de ozônio dissolvida no experimento. Para tensões acima de 3kV melhora ainda mais o valor de PH obtido.

7 CONCLUSÕES

Foi desenvolvido um conversor ressonante que atua como fonte de alimentação de um arranjo de câmaras de descarga empregados em aplicações de geração de ozônio. O conversor ressonante desenvolvido atendeu determinados critérios de eficiência e de fator de potência com o emprego de topologias ressonantes com comutação suave ou não dissipativa em sua estrutura composta por um conversor *PFC Boost “Flying Capacitor” CCM* em cascata com um inversor *Phase-Shift Full-Bridge* ressonante. Resultando em uma estrutura completa capaz de gerar ozônio.

O estágio conversor *PFC Boost “Flying Capacitor” CCM* proporcionou uma eficiência de 97,26%, enquanto o estágio inversor *Phase-Shift Full-Bridge* ressonante apresentou eficiência de 94,15%. Como resultado a eficiência do conversor completo, formado pelos dois estágios em cascata, foi de 91,57%, fato que atende com o objetivo de obter uma eficiência no mínimo de 90%.

Destaca-se a obtenção de elevado fator de potência, que alcançou 0,994 para uma potência ativa de entrada de 210,82 W. Obteve-se uma distorção harmônica total de 5,79% para a corrente de entrada, a qual atende as normas internacionais, como a IEC 61000-3-2 classe D.

O conversor *PFC Boost “Flying Capacitor” CCM* foi analisado detalhadamente, com o objetivo de fornecer um barramento estável de corrente contínua (CC). Foi implementado um protótipo deste conversor que proporcionou uma tensão de 400,5 V e com a sua corrente de entrada sendo estável para diversos valores de carga. Além disso, foi comprovada a realização de comutação sob tensão zero (ZVS) na entrada em condução e no bloqueio do transistor principal. Foi também verificado a realização de comutação sob tensão zero no bloqueio e comutação sob corrente zero (ZCS) na entrada em condução do transistor secundário. Verificou-se que o diodo principal conduz corrente após a descarga de sua capacitância de junção e o seu bloqueio ocorre depois que sua corrente atinge zero. Isto remove as principais perdas no diodo, associadas ao seu tempo de recuperação reversa.

O inversor *Phase-Shift Full-Bridge* ressonante foi estudado detalhadamente. O protótipo experimental do inversor foi responsável por fornecer uma tensão senoidal de alta tensão para as câmaras de descarga, responsáveis pela geração de ozônio. Com ênfase na eficiência energética foi adotado estratégias de realização de comutação suave, ou seja, não dissipativa, para todos os

transistores. Para tanto, o inversor deve operar com frequência de operação acima da frequência de ressonância para garantir a comutação sob tensão zero (*ZVS*), tanto na entrada em condução como no bloqueio dos transistores. O emprego destas estratégias de comutação também reduzem a interferência eletromagnética.

Os níveis de tensão gerados de 4,4 kV a uma frequência de 10 kHz, foram suficientes para garantir a produção de ozônio nas câmaras de descarga disponíveis no laboratório.

Trabalhos futuros:

São sugeridas as seguintes propostas para a continuidade e aperfeiçoamento deste trabalho:

- Alteração da estrutura da topologia do estágio inversor, da LCC por LCLC ou mesmo por uma de outro tipo, com o objetivo de aumentar ainda mais a eficiência energética;
- Implementação de um controle no estágio inversor com o objetivo de limitar e monitorar a tensão no secundário do transformador elevador de tensão;
- Avaliar os efeitos do aumento da frequência de operação do inversor que ainda garantam elevado valor de eficiência e de concentração de ozônio gerada.

REFERÊNCIAS

- BAENA, A. H. **Conversor para pulsos elétricos de alta tensão, de curta duração, para processos de geração de ozônio.** 2014. 138 f. Dissertação de mestrado — Universidade Estadual Paulista Julio de Mesquita Filho, 2014.
- BEN-YAAKOV, S. et al. Optimization of the auxiliary switch components in a flying capacitor ZVS PWM converters. In: IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION - APEC'95, 1995, Dallas. **Proceedings** [...] Dallas: IEEE, 1995. p. 503-509.
- CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de máquinas elétricas.** [S.l.: s.n.], 2013. 684 p. ISSN 1098-6596. ISBN 9788578110796.
- DONGSHENG, W.; FUCHUN, J.; XINGBO, W. Case study on the advanced control for ozone dosing process of drinking water treatment. In: 34TH CHINESE CONTROL CONFERENCE (CCC), 2015, Hangzhou. **Proceedings** [...] Hangzhou: IEEE, 2015. p. 4091–4094.
- DONGSHENG, W. et al. A case study on the IMC for ozone dosing process of drinking water treatment. In: 36TH CHINESE CONTROL CONFERENCE (CCC), 2017, Dalian. **Proceedings** [...] Dalian: IEEE, 2017. p. 4430–4434.
- DRAGONAS, F. A. et al. High-Voltage High-Frequency Arbitrary Waveform Multilevel Generator for DBD Plasma Actuators. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Piscataway, v. 51, n. 4, p. 3334–3342, jul 2015. ISSN 0093-9994. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7055891/>>. Acesso em: 09 mar. 2019.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics.** [s.n.], 2001. 7–59 p. ISSN 09953914. ISBN 0412085410. Disponível em: <<http://link.springer.com/10.1007/b100747>>. Acesso em: 09 mar. 2019.
- GODIN-BEEKMANN, S. **Stratospheric and tropospheric ozone.** Hoboken: John Wiley & Sons, 2017.
- GOTTSCHALK, C.; SAUPE, A.; Ann Libra, J. **Biological wastewater treatment organic pollutants in the water cycle risk analysis of water pollution rapid chemical and biological techniques for water monitoring membranes in clean technologies: Theory and Practice, 2 Volume Set.** [S.l.: s.n.], 2010. 369 p. ISBN 9783527312191.
- GREENE, A. K.; GÜZEL-SEYDIM, Z. B.; SEYDIM, A. C. **Chemical and Physical Properties of Ozone: Ozone in Food Processing.** Oxford: Wiley-Blackwell, 2012. p. 19–32. Disponível em: <<http://doi.wiley.com/10.1002/9781118307472.ch3>>. Acesso em: 09 mar. 2019.
- HUANG, G. M. et al. A comparative study of ozone generation using pulsed and continuous AC dielectric barrier discharges. In: IEEE DIGEST OF TECHNICAL PAPERS - INTERNATIONAL PULSED POWER CONFERENCE, 2013, San Francisco. **Proceedings** [...] San Francisco: IEEE, 2013.
- JAIN, V.; SRINIVASAN, R.; AGARWAL, V. An accurate electrical model for atmospheric

pressure DBD plasma in air with experimental validation. In: 7TH INDIA INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS (IICPE), 2016, Patiala. **Proceedings** [...] Patiala: IEEE, 2016. p. 1–4.

KINNARES, V.; HOTHONGKHAM, P. Circuit analysis and modeling of a phase-shifted pulsewidth modulation full-bridge-inverter-fed ozone generator with constant applied electrode voltage. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 25, n. 7, p. 1739–1752, 2010. ISSN 0885-8993.

KOÁEK, J.; JAKUBOWSKI, T.; BALCERAK, M. Impact of voltage shape on efficiency of ozone generation. In: 19TH EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS (EPE'17 ECCE EUROPE), 2017, Warsaw. **Proceedings** [...] Warsaw: IEEE, 2017.

MEAS, Y.; GODINEZ, L. A.; BUSTOS, E. **Ozone generation using boron-doped diamond electrodes**. Hoboken: John Wiley & Sons, 2011.

MOUSAVI, A. **Soft-Switching DC-DC Converters**. Tese (Electronic Thesis and Dissertation Repository. 1435.), 2013. Disponível em: <<https://ir.lib.uwo.ca/etd/1435>>. Acesso em: 09 mar. 2019.

NASSOUR, K. et al. Comparative experimental analysis of ozone generation between surface and volume DBD generators. **IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation**, Piscataway, v. 25, n. 2, p. 428–434, apr 2018. ISSN 1070-9878. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/8341634/>>. Acesso em: 09 mar. 2019.

NUR, M.; RESTIWIJAYA, M.; WINARDI, T. A. Dielectric barrier discharge plasma reactor analysis as ozone generator. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON TECHNOLOGY MANAGEMENT AND EMERGING TECHNOLOGIES (ISTMET), 2014, Bandung. **Proceedings** [...] Bandung: IEEE, 2014. p. 129–132.

PELEG, M. The chemistry of ozone in the treatment of water. **Water Research**, London, v. 10, n. 5, p. 361–365, 1976. ISSN 0043-1354.

PUSHKAREV, A. S.; PUSHKAREVA, I. V.; GRIGORIEV, S. A. Electrochemical Generation of Ozone in a System with a Solid Polymer Electrolyte. **Russian Journal of Applied Chemistry**, Moscow, v. 89, n. 7, p. 1070–1072, 2016. ISSN 1070-4272.

SABAGHI, M.; Feshki Farahani, H.; HAFEZI, H. R. Load type effects on the operation of the high voltage pulse generator based on DC-DC converter. In: JOINT INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS, DRIVES AND ENERGY SYSTEMS & POWER INDIA, 2010, New Delhi. **Proceedings** [...] Delhi: IEEE, 2010. p. 1–5.

SALVERMOSER, M.; MURNICK, D. E.; KOGELSCHATZ, U. Influence of Water Vapor on Photochemical Ozone Generation with Efficient 172 nm Xenon Excimer Lamps. **Ozone: Science & Engineering**, New York, v. 30, n. 3, p. 228–237, may 2008. ISSN 0191-9512. Disponível em: <<http://www.tandfonline.com/doi/abs/10.1080/01919510802070611>>. Acesso em: 09 mar. 2019.

SCH, C. F. **Ozone**: van nostrand's scientific encyclopedia. Hoboken: John Wiley & Sons, 2007. p. 1–10. Disponível em: <<http://doi.wiley.com/10.1002/0471743984.vse9628>>. Acesso em: 09 mar. 2019.

SHIN, Y.-C.; KIM, B.; KO, K.-C. Considerations on the DBD power supply for surface change of ozone reactor. In: IEEE INTERNATIONAL POWER MODULATOR AND HIGH VOLTAGE CONFERENCE, 2010, Atlanta. **Proceedings** [...] Atlanta: IEEE, 2010. p. 679–685.

SMITH, W. Principles Of Ozone Generation. **Watertec Engineering Pty Ltd.**, Australia, p. 1–17, 2011.

UDHAYAKUMAR, G. et al. Implementation of high-frequency high-voltage power supply for ozone generator system using embedded controller. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON CIRCUIT, POWER AND COMPUTING TECHNOLOGIES (ICCPCT), 2016, Nagercoil. **Proceedings** [...] Nagercoil: IEEE, 2016. p. 1–6.

US EPA, O. **Ozone Basics**. [S. l.], 2017. Disponível em: <<https://www.epa.gov/ozone-pollution/basic-information-about-ozone>>. Acesso em: 09 mar. 2019.

WAI, R.-J.; DUAN, R.-Y. High step-up converter with coupled-inductor. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 20, n. 5, p. 1025–1035, sep 2005. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1504873/>>. Acesso em: 09 mar. 2019.

WANG, B.; QIU, T.; CHEN, B. Photochemical process modeling and analysis of ozone generation. **Chinese Journal of Chemical Engineering**, Beijing, v. 22, n. 6, p. 721–729, jun 2014. ISSN 1004-9541. Disponível em: <<http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S100495411460080X>>. Acesso em: 09 mar. 2019.

WEI, C. et al. Ozonation in water treatment: the generation, basic properties of ozone and its practical application. **Reviews in Chemical Engineering**, Berlin, v. 33, n. 1, p. 49–89, jan 2017. ISSN 2191-0235.

YOU, C.; WANG, M.; YE, J. An isolated high-voltage high-frequency pulsed power converter for non-thermal plasma ozone generation. In: IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE), 2017, Cincinnati. **Proceedings** [...] Cincinnati: IEEE, 2017. p. 2232–2237.

ZARGHANI, M.; MOHSENZADE, S.; KABOLI, S. A Fast and Series-Stacked IGBT Switch with Balanced Voltage Sharing for Pulsed Power Applications. **IEEE Transactions on Plasma Science**, Piscataway, v. 44, n. 10, p. 2013–2021, 2016. ISSN 0093-3813.

ZHAO, B.; WANG, G.; HURLEY, W. G. Analysis and Performance of LCLC Resonant Converters for High-Voltage High-Frequency Applications. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, Piscataway, v. 5, n. 3, p. 1272–1286, 2017. ISSN 2168-6785.

ZHAO, B. et al. Analysis of LCLC resonant converters for high-voltage high-frequency applications. In: IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE), 2016, Milwaukee. **Proceedings** [...] Milwaukee: IEEE, 2016. p. 1–8.

ZHOU, Y. et al. Optimization of Ozone Generation by Investigation of Filament Current Characteristics Under Dielectric Barrier Discharge. **IEEE Transactions on Plasma Science**, Piscataway, v. 44, n. 10, p. 2129–2136, oct 2016. ISSN 0093-3813. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7505602/>>. Acesso em: 09 mar. 2019.

APÊNDICE A – PROJETO DO NÚCLEO DOS INDUTORES E DETALHE DOS COMPONENTES

A.1 METODOLOGIA DE PROJETO

Foi utilizada a metodologia de projeto proposta por Erickson e Maksimović (2001), que faz uso do método K_g e leva em consideração somente as perdas de cobre desprezando as perdas no núcleo. A metodologia utiliza as seguintes equações:

$$n \cdot I_{max} = B_{max} \cdot \frac{l_g}{\mu_o} \quad (203)$$

$$L = \frac{\mu_o \cdot A_c \cdot n^2}{l_g} \quad (204)$$

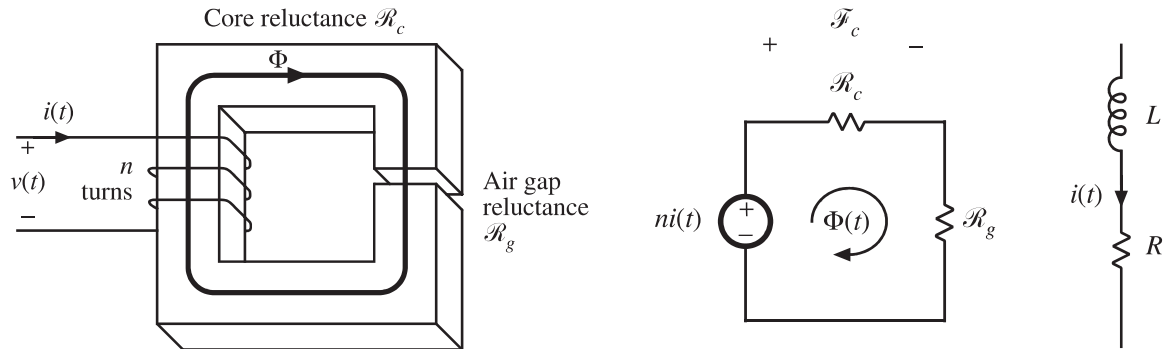
$$K_u \cdot W_A \geq n \cdot A_W \quad (205)$$

$$R_{cu} = \rho \cdot \frac{n \cdot MLT}{A_W} \quad (206)$$

Onde:

$A_c \rightarrow$ Área transversal do núcleo	$MLT \rightarrow$ Comprimento médio por volta
$W_A \rightarrow$ Área da janela do núcleo	estão em função da geometria do núcleo.
$I_{max} \rightarrow$ Corrente pico no enrolamento	$K_u \rightarrow$ Fator de preenchimento
$B_{max} \rightarrow$ Densidade máxima de fluxo	$R_{cu} \rightarrow$ Resistência do enrolamento
$\mu_o \rightarrow$ Permeabilidade no vácuo	$\rho \rightarrow$ Resistividade do fio
$L \rightarrow$ Indutância	são especificações conhecidas.
$n \rightarrow$ Número de voltas	$A_W \rightarrow$ Área sem fio
$l_g \rightarrow$ Comprimento do entreferro	não são conhecidos.

Figura 101 – Indutor de filtragem - Geometria (esquerda), modelo magnético (médio) e circuito equivalente (direita).



Fonte: Erickson e Maksimović (2001).

Eliminando n , l_g e A_W de (203), (204), (205) e (206):

$$\frac{A_c^2 \cdot W_A}{MLT} \geq \frac{\rho \cdot L^2 \cdot I_{max}^2}{B_{max}^2 \cdot R_{cu} \cdot K_u} \quad (207)$$

Com:

$$K_g = \frac{A_c^2 \cdot W_A}{MLT} \quad (208)$$

Onde K_g em (208) é chamada constante geométrica do núcleo.

A.1.1 Litz

O diâmetro de qualquer fio empregado deve atender a seguinte relação:

$$D_W < 2 \cdot \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \text{ cm} \quad (209)$$

Substituindo $f_s = 50 \text{ kHz}$ da Tabela 10 em (209):

$$D_W < 2 \cdot \frac{7,5}{\sqrt{50 \cdot 10^3}} \text{ cm}$$

$$D_W < 0,067082 \text{ cm} \quad (210)$$

A.1.2 Indutor L_{in} para o conversor *PFC Boost* “Flying Capacitor” CCM

Da Tabela 13:

$$L_{in} = 20 \text{ mH} \quad (211)$$

A equação (91) descreve o cálculo para obter a corrente pico no transistor Q_{pri} , sendo também a corrente de pico no indutor L_{in} . Portanto, da Tabela 12:

$$I_{L_{in}pico} = I_{Q_{pri}pico} = 1,3356 \text{ A} \quad (212)$$

Considerando um comportamento senoidal da corrente no indutor e sendo conservador:

$$I_{L_{in}ef} = 1 \text{ A} \quad (213)$$

Sejam as perdas no indutor: 1% da potência de saída do conversor conforme a Tabela 10:

$$\begin{aligned} P_{cu} &= \frac{1}{100} \cdot 200 \text{ W} \\ P_{cu} &= 2 \text{ W} \end{aligned} \quad (214)$$

Da Figura 101, fazendo uso do circuito equivalente para o indutor:

$$P_{cu} = I_{L_{in}ef}^2 \cdot R_{cuL_{in}} \quad (215)$$

Substituindo (213) e (214) em (215):

$$\begin{aligned} 2 &= 1^2 \cdot R_{cuL_{in}} \\ R_{cuL_{in}} &= 2 \text{ } \Omega \end{aligned} \quad (216)$$

É conhecido que:

$$\mu_o = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m} \quad (217)$$

Para um fio de cobre:

$$\rho = 1,724 \cdot 10^{-6} \text{ } \Omega \cdot cm \text{ (20}^\circ\text{C)} \rightarrow 2,3 \cdot 10^{-6} \text{ } \Omega \cdot cm \text{ (100}^\circ\text{C)} \quad (218)$$

Para um indutor simples:

$$K_u = 0,5 \quad (219)$$

Seja:

$$B_{max} = 0,3 \text{ T} \quad (220)$$

As equações (211), (212), (216), (217), (218), (219) e (220) definem as especificações conhecidas.

A.1.2.1 Tamanho do núcleo

Substituindo (211), (212), (216), (218), (219) e (220) em (207):

$$K_g \geq \frac{(1,724 \cdot 10^{-6}) \cdot (20 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 1,3356^2}{0,3^2 \cdot 2 \cdot 0,5} \cdot 10^8 \text{ cm}^5$$

$$K_g \geq 1,3668 \text{ cm}^5 \quad (221)$$

Segundo (221), é escolhido um núcleo de tipo **EE-65/33/13** conforme a Figura 102, onde:

$$A_c = 2,66 \text{ cm}^2$$

$$W_A = 3,7 \text{ cm}^2$$

$$MLT = 11,5 \text{ cm} \quad (222)$$

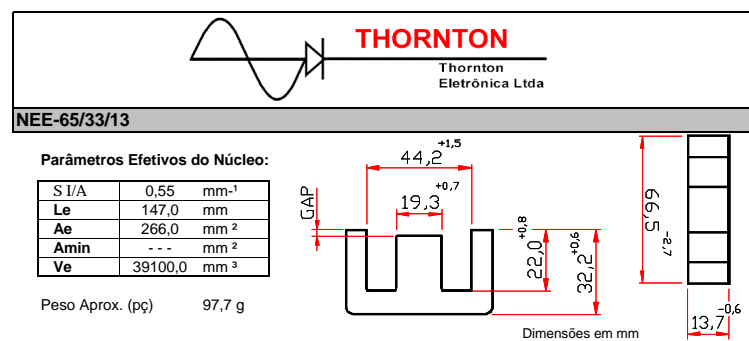
Substituindo o conjunto (222) em (208):

$$K_g = \frac{2,66^2 \cdot 3,7}{11,5}$$

$$K_g = 2,2765 \text{ cm}^5 \quad (223)$$

Observa-se que (223) cumpre com o valor limite procurado para K_g na relação (221).

Figura 102 – Núcleo EE-65/33/13.



Fonte: <http://www.thornton.com.br/>.

A.1.2.2 Comprimento do entreferro

Conforme Erickson e Maksimović (2001):

$$l_g = \frac{\mu_o \cdot L \cdot I_{max}^2}{B_{max}^2 \cdot A_c} \cdot 10^4 \text{ m} \quad (224)$$

Substituindo (211), (212), (217), (220) e o valor de A_c do conjunto (222) em (224):

$$l_g = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 20 \cdot 10^{-3} \cdot 1,3356^2}{0,3^2 \cdot 2,66} \cdot 10^4 \text{ m}$$

$$l_g = 1,88 \text{ mm} \quad (225)$$

A.1.2.3 Número de voltas

Conforme Erickson e Maksimović (2001):

$$n = \frac{L \cdot I_{max}}{B_{max} \cdot A_c} \cdot 10^4 \quad (226)$$

Substituindo (211), (212), (220) e o valor de A_c do conjunto (222) em (226):

$$n = \frac{20 \cdot 10^{-3} \cdot 1,3356}{0,3 \cdot 2,66} \cdot 10^4$$

$$n = 335 \text{ voltas} \quad (227)$$

A.1.2.4 Avaliar o tamanho do fio

Nesta etapa, não só deve ser cumprida (221), considerando também a seguinte relação para o máximo valor da densidade de corrente nos fios do indutor:

$$\frac{I_{max}}{A_W} \leq J_{max} \quad (228)$$

$$J_{max} = 350 \frac{A}{cm^2} \quad (229)$$

Assim, de (205) e (228):

$$\frac{I_{max}}{J_{max}} \leq A_W \leq \frac{K_u \cdot W_A}{n} \quad (230)$$

Substituindo (212), (219), (227), (229) e o valor de W_A do conjunto (222) em (230):

$$\frac{1,3356}{350} \leq A_W \leq \frac{0,5 \cdot 3,7}{335}$$

$$3,816 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2 \leq A_W \leq 5,522 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (231)$$

Segundo (210) e (231), para formar um litz de 6 fios, é escolhido o fio AWG#28 conforme a Figura 103:

$$A_W = 0,8046 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (232)$$

A.1.2.5 Resistência do enrolamento

Conforme Erickson e Maksimović (2001):

$$R_{cuL_{in}} = \frac{\rho \cdot n \cdot MLT}{A_W} \quad (233)$$

Substituindo (218), (227), o valor obtido em (232) e o valor de MLT do conjunto (222) em (233):

$$R_{cuL_{in}} = \frac{1,724 \cdot 10^{-6} \cdot 335 \cdot 11,5}{(6 \cdot 0,8046 \cdot 10^{-3})} \Omega$$

$$R_{cuL_{in}} = 1,5 \Omega \quad (234)$$

Observa-se que o valor obtido para $R_{cuL_{in}}$ é menor que o valor projetado em (216).

A.1.2.6 Resumo

Para o conversor *PFC Boost “Flying Capacitor” CCM* foi projetado uma indutância de 20 mH com núcleo EE-65/33/13 e entreferro de 1,88 mm de comprimento total. Para o enrolamento será utilizado um Litz de 6 fios AWG#28, enrolado 335 vezes, resultando em uma resistência de 1,5 Ω .

Figura 103 – Dados de medição de fio.

AWG#	Bare area, 10^{-3} cm^2	Resistance, $10^{-6} \Omega/\text{cm}$	Diameter, cm
26	1.280	1345.0	0.0452
27	1.021	1687.6	0.0409
28	0.8046	2142.7	0.0366
29	0.6470	2664.3	0.0330
30	0.5067	3402.2	0.0294

Fonte: Erickson e Maksimović (2001).

A.1.3 Indutor L_r para o conversor *PFC Boost “Flying Capacitor” CCM*

Em analogia com o projeto do núcleo do indutor L_{in} :

Para o conversor *PFC Boost “Flying Capacitor” CCM* foi projetado uma indutância de 0,2 mH com núcleo EE-25/10/6 e entreferro de comprimento total de 0,12 mm. Para o enrolamento será utilizado um Litz de 9 fios AWG#28, o qual deve ser enrolado 22 vezes, resultando em uma resistência de 26 m Ω .

A.1.4 Indutor L_s para o inversor *Phase-Shift Full-Bridge* ressonante

Como foi mencionado na seção 3.4, a indutância L_{tot} é a soma entre a indutância série L_s e a indutância L_{eqp} obtida no ensaio de curto circuito, isto é, (49) e (17) respectivamente:

$$L_{tot} = L_s + L_{eqp}$$

$$2,85 \cdot 10^{-3} = L_s + 11,15 \cdot 10^{-6}$$

$$L_s = 2,84 \text{ mH} \quad (235)$$

Em conformidade com as Figuras 42 e 43:

$$I_{L_s\text{ef}} = 3,5 \text{ A} \quad (236)$$

$$I_{L_s\text{pico}} = 5 \text{ A} \quad (237)$$

Sejam as perdas no indutor: 1,5% da potência de entrada ao inversor conforme a Tabela 10:

$$P_{cu} = \frac{1,5}{100} \cdot 200 \text{ W}$$

$$P_{cu} = 3 \text{ W} \quad (238)$$

Substituindo (236) e (238) em (215):

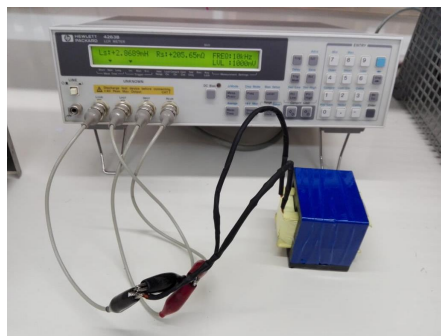
$$3 = 3,5^2 \cdot R_{cuL_s}$$

$$R_{cuL_s} = 245 \text{ m}\Omega \quad (239)$$

Em analogia com o projeto do núcleo do indutor L_{in} :

Para o inversor *Phase-Shift Full-Bridge* ressonante foi projetado uma indutância de 2,86 mH

Figura 104 – Indutor L_s desenvolvido.



Fonte: Elaborado pelo autor.

com núcleo EE-65/33/52 e entreferro de comprimento total de 0,94 mm. Para o enrolamento

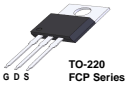
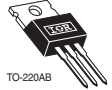
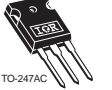


será utilizado um Litz de 30 fios AWG#28, enrolado 45 vezes, resultando (conforme a Figura 104) em uma resistência de:

$$R_{cuL_s} = 205,65 \text{ m}\Omega \quad (240)$$

Observa-se que o valor obtido para R_{cuL_s} é menor que o valor projetado em (239).

A.2 DETALHE DOS COMPONENTES

Tabela 18 – Semicondutores.

	FPC16N60N	IRG4BC30U	IRFPC50A	BYG20J	RS1K
Tensão máxima dreno-fonte	600 V		600 V		
Tensão máxima coletor-emissor		600 V			
Tensão reversa máxima				600 V	600 V
Corrente contínua máxima	16 A (25°) 10,1 A (100°)	23 A (25°) 12 A (100°)	11 A (25°) 7 A (100°)	1,5 A	1 A
Corrente pulsada máxima	48 A	92 A	44 A	30 A	30 A
Dissipação total de energia	134,4 W (25°)	100 W (25°)	180 W (25°)		
Resistência estática em condução	0,17 Ω		0,58 Ω		
Tensão coletor-emissor de saturação		1,95 V			
Queda de tensão				1,3 V	1,3 V
Capacitância de saída	176 pF	73 pF	81 pF		
Corrente contínua no diodo máxima	16 A		11 A		
Corrente pulsada no diodo máxima	48 A		44 A		
Queda de tensão no diodo	1,2 V 		1,4 V 		

Fonte: <https://www.alldatasheet.es/>.

Tabela 19 – Capacitores.

	Eletrólítico de 470 μ F	Poliéster de 220 nF	Poliéster de 10 nF
ESR máximo 0,608 Ω (20 kHz) 1,520 Ω (120 Hz)			

Fonte: <https://www.alldatasheet.es/>.