

UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



Carlos Elmano de Alencar e Silva

**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO EXPERIMENTAL DE UM SISTEMA
EÓLICO INTERLIGADO À REDE ELÉTRICA**

Fortaleza, fevereiro de 2012.

CARLOS ELMANO DE ALENCAR E SILVA

**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO EXPERIMENTAL DE UM SISTEMA
EÓLICO INTERLIGADO À REDE ELÉTRICA**

Tese submetida à Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador:

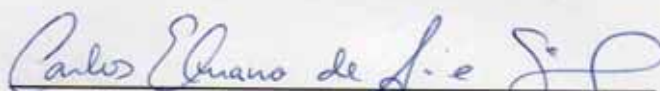
Demercil de Souza Oliveira Júnior

Fortaleza, fevereiro de 2012.

Carlos Elmano de Alencar e Silva

ESTUDO E DESENVOLVIMENTO EXPERIMENTAL DE UM SISTEMA EÓLICO INTERLIGADO À REDE ELÉTRICA

Esta Tese foi julgada adequada para a obtenção de título de Doutor em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência e Acionamentos, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará.



Carlos Elmano de Alencar e Silva

Orientador:



Prof. Demercil de Souza Oliveira Júnior, Dr.

Banca Examinadora:




Prof. Luiz Carlos de Freitas, Dr.



Prof. Ivo Barbi, Dr.



Prof. René Pastor Torrico Bascopé, Dr.



Prof. Fernando Luiz Marcelo Antunes, Dr.

Fortaleza, 07 de fevereiro de 2012

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca de Ciências e Tecnologia

S579e Silva, Carlos Elmano de Alencar e.
Estudo e desenvolvimento experimental de um sistema eólico interligado a rede elétrica / Carlos Elmano de Alencar e Silva. – 2012.
147 f. : il. enc. ; 30 cm.

Tese (doutorado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Departamento de Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2012.
Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica.
Orientação: Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior.

1. Energia eólica. 2. Conversores de corrente elétrica. I. Título.

CDD 621.3

Aos meus pais, Maria Amélia de Alencar e Manuel dos Reis Almeida da Silva, pelo sustento e apoio que me permitiram alcançar este objetivo e por jamais terem descuidado de minha educação.

AGRADECIMENTO

Quero agradecer, em primeiro lugar, a Deus, sabedoria em si, pelo dom da vida. Não posso deixar de manifestar também minha gratidão aos meus pais, Maria Amélia de Alencar e Manuel dos Reis Almeida da Silva, pelo amor, dedicação e desvelo educacional para comigo. Meu muito obrigado à professora PhD. Ruth Pastora Saraiva Leão pelo auxílio e confiança que me abriram os horizontes acadêmicos, sem os quais não teria chegado até aqui.

Agradeço ainda ao meu orientador, professor Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior, peça fundamental na elaboração deste trabalho, pela confiança em mim depositada, pela presença constante, pela disponibilidade nos momentos de dificuldade e pela experiência e conhecimento transmitidos. A todos os professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, pelos conhecimentos transmitidos.

Às minhas queridas irmãs, Marie Emannelle e Bárbara Elígia, por acreditarem em mim e me apoiarem em todos os momentos. À minha noiva e amiga, Raquel Passoa Ramos, por me incentivar e apoiar incondicionalmente. Aos meus caros colegas professores do Campus de Sobral da UFC, em especial ao André Lima, ao Daniel Benevides e ao Raimundo Furtado pelo apoio nos momentos de fraqueza e palavras de incentivo quando as dificuldades pareciam intransponíveis.

Aos companheiros do GPEC (Grupo de Processamento de Energia e Controle), que tanto contribuíram com sugestões nos momentos de dificuldade, em especial ao técnico Pedro Augusto. Aos colegas e professores do Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas (LEIAM) do Departamento de Engenharia Elétrica (DEE) da Universidade Federal de Campina Grande (UFCG), onde desenvolvi parte dos trabalhos de doutoramento.

À Fundação Cearense de Apoio ao Desenvolvimento Científico e Tecnológico (FUNCAP), à Financiadora de Estudos e Projetos (FINEP), ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) e à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelos apoios financeiro e institucional sem os quais esse trabalho não poderia ter sido realizado.

“A imaginação é mais importante que o conhecimento”.

(Albert Einstein)

Silva, C. E. A. “ESTUDO E DESENVOLVIMENTO EXPERIMENTAL DE UM SISTEMA EÓLICO INTERLIGADO À REDE ELÉTRICA”, Universidade Federal do Ceará – UFC, 2012, 147p.

Este trabalho apresenta o estudo e desenvolvimento de um sistema eletrônico de aproveitamento de energia eólica a partir de um gerador síncrono de ímã permanente conectado a uma turbina de vento. O sistema opera com velocidade variável, permitindo o máximo aproveitamento da energia cinética incidente na turbina de vento. Essa energia cinética é convertida em energia elétrica pelo gerador síncrono de ímã permanente e depois de totalmente condicionada, injetada na rede elétrica convencional. Esse condicionamento é feito por um sistema eletrônico objeto de estudo e desenvolvimento deste trabalho, o qual consiste em um retificador trifásico interligado a um inversor monofásico em ponte completa com saída em corrente. São apresentadas a revisão bibliográfica de sistemas de aproveitamento de energia eólica para geração de energia elétrica pertinentes ao escopo do trabalho, a análise do estágio retificador (potência e controle), a análise do estágio inversor (potência e controle), uma comparação teórica de rendimento entre o retificador trifásico proposto neste trabalho (*bridgeless* trifásico) e o retificador trifásico dois níveis, e os resultados experimentais de um protótipo de validação de 5kW do sistema proposto.

Palavras-chave: conversão eólio-elétrica, correção de fator de potência, controle indireto da corrente, inversor trifásico com saída em corrente, retificador trifásico PWM.

Silva, C. E. A. “STUDY AND EXPERIMENTAL DEVELOPMENT OF THE A GRID CONNECTED WIND POWER SYSTEM”, Universidade Federal do Ceará – UFC, 2012, 147p.

This work presents the study and development of an electronic system for wind energy exploitation from a permanent magnet synchronous generator connected to a wind turbine. The system operates with variable speed, allowing maximum use of the kinetic energy incident on the wind turbine. This kinetic energy is converted into electrical energy by the permanent magnet synchronous generator and, after being fully conditioned, injected into the conventional power grid. This conditioning is done by an electronic system object of study and development of this work, which consists of a rectifier connected to a single-phase full-bridge inverter with current output. Are presented the literature review of the relevant wind energy conversion systems to the scope of work, the analysis of the rectifier stage (power and control), the analysis of the inverter stage (power and control), a efficiency theoretical comparison between the proposed rectifier (three-phase bridgeless) and the three-phase fullbridge rectifier, and the experimental results of an 5kW validation prototype of the proposed system.

Key-words: power factor correction, indirect current control, PWM three-phase rectifier, three-phase current inverter, wind energy conversion systems.

LISTA DE FIGURAS

Fig. 1.2 – principais turbinas eólicas utilizadas no mundo: (a) três pás, (b) duas pás, (c) holandesa de quatro pás, (d) multi-pás americana, (e) Darrieus e (f) Savonius.....	7
Fig. 1.3 – C_p vs. λ para as principais turbinas eólicas [5].....	8
Fig. 1.4 – ilustração dos ângulos de <i>pitch</i> (β) e de ataque (α) [5].	8
Fig. 1.5 – influência do número de pás no C_p de uma HAWT [6].	9
Fig. 1.6 – ilustração do aerogerador no qual o trabalho se baseia (Enersud).	13
Fig. 1.7 – diagrama de blocos geral de um WECS de velocidade variável conectado à rede elétrica.	14
Fig. 1.8 – diagrama de blocos de um WECS com conversor cc-cc intermediário.	15
Fig. 1.9 – diagrama de blocos de um WECS com retificador PWM.....	15
Fig. 1.10 – WECS com conversor <i>boost</i> no estágio de conversão cc-cc intermediário.	16
Fig. 1.11 – WECS com retificador PWM empregando o conversor <i>back-to-back</i> tradicional.	16
Fig. 1.12 – WECS ca-cc-ca empregando o conversor <i>back-to-back</i> de 8 interruptores.....	17
Fig. 1.13 – WECS ca-cc-ca empregando um retificador semicontrolado.	18
Fig. 1.14 – diagrama funcional do WECS proposto.....	19
Fig. 1.15 – modelo elétrico simplificado de um WECS.....	20
Fig. 2.1 – diagrama esquemático do retificador <i>bridgeless</i> trifásico.....	22
Fig. 2.2 – diagrama esquemático do conversor <i>bridgeless</i> monofásico associado à fase 'a'....	22
Fig. 2.3 – etapas de operação do conversor <i>bridgeless</i> monofásico em CCM.....	23
Fig. 2.4 – rearranjo do diagrama esquemático do conversor <i>bridgeless</i> monofásico.....	26
Fig. 2.5 – modelo reduzido do conversor <i>bridgeless</i> como uma fonte de tensão controlada...	27
Fig. 2.6 – representação gráfica da Eq. 2.16.....	29
Fig. 2.7 – esboço das principais formas de onda de corrente associadas à operação do retificador <i>Bridgeless</i> monofásico.....	30
Fig. 2.8 – esboço das principais formas de onda de tensão associadas à operação do retificador <i>Bridgeless</i> monofásico.....	31
Fig. 2.9 – diagrama de blocos do fluxo de potência no <i>link cc</i>	34

Fig. 3.1 – organograma das técnicas para obtenção de elevado fator de potência em retificadores.	38
Fig. 3.2 – diagrama funcional do controle aplicado ao retificador <i>boost</i> monofásico tradicional operando no modo de condução descontínua.	39
Fig. 3.3 – diagrama funcional do controle aplicado ao retificador <i>boost</i> monofásico tradicional operando no modo de condução crítica.	39
Fig. 3.4 – diagrama funcional do controle por histerese aplicado ao retificador <i>boost</i> monofásico tradicional.	39
Fig. 3.5 – diagrama funcional do controle por corrente média.	41
Fig. 3.6 – diagrama funcional do controle por corrente de pico.	41
Fig. 3.7 – diagrama esquemática do retificador <i>bridgeless</i> emulando uma resistência R_e	43
Fig. 3.8 – diagramas funcionais do retificador <i>bridgeless</i> sob controle indireto da corrente de entrada a) por razão cíclica complementar e b) por razão cíclica.	45
Fig. 3.9 – diagramas funcionais do retificador <i>bridgeless</i> sob controle indireto da corrente com portadora fixa através a) da razão cíclica complementar e b) da razão cíclica.	47
Fig. 3.10 – integrador com reset para geração de uma portadora com inclinação variável.	48
Fig. 3.11 – diagramas funcionais do retificador <i>bridgeless</i> sob controle indireto da corrente com portadora variável através a) da razão cíclica complementar e b) da razão cíclica.	48
Fig. 3.12 – diagrama funcional da forma proposta de implementar o controle indireto com portadora variável através a) da razão cíclica complementar e b) da razão cíclica.	49
Fig. 3.13 – representação no domínio da frequência do retificador <i>bridgeless</i> operando com elevado fator de potência.	50
Fig. 3.14 – diagrama de Bode da função de transferência que relaciona a corrente e a tensão de entrada do retificador <i>bridgeless</i> sob controle indireto da corrente.	51
Fig. 3.15 – filtro passa-baixa de primeira ordem.	52
Fig. 4.1 – diagrama esquemático do estágio inversor do WECS objeto de estudo deste trabalho.	54
Fig. 4.2 – etapas de operação do inversor monofásico em ponte completa sob modulação bipolar.	55
Fig. 4.3 – etapas de operação do inversor monofásico em ponte completa sob modulação unipolar.	55
Fig. 4.4 – modulação unipolar senoidal utilizada neste trabalho.	56
Fig. 4.5 – modelagem do conversor <i>bridgeless</i> como uma fonte de tensão controlada.	57

Fig. 4.6 – circuito equivalente simplificado do inversor.	59
Fig. 4.7 – representação gráfica da Eq. 4.14.....	60
Fig. 4.8 – diagrama funcional do controle por corrente média aplicado ao conversor ponte completa.	64
Fig. 4.9 – representação esquemática do conversor ponte completa operando com elevado fator de potência a) como retificador e b) como inversor, ambas utilizando o conceito de resistência emulada.	65
Fig. 4.10 - diagrama funcional do controle indireto modificado aplicado ao conversor ponte completa.	67
Fig. 4.11 – esquemático de simulação do circuito de potência do conversor ponte completa trifásico sob controle indireto modificado.....	69
Fig. 4.12 – esquemático de simulação do circuito que implementa o controle indireto modificado.....	69
Fig. 4.13 – diagrama de simulação do circuito responsável pela geração dos <i>shapes</i> de corrente.....	70
Fig. 4.14 – fator de potência e THD de corrente da fase ‘a’ para um potência de 500W.	70
Fig. 4.15 – fator de potência e THD de corrente da fase ‘a’ para um potência de 5000W.	71
Fig. 4.16 – resultado de simulação para um degrau de corrente de entrada (I_i) de 0 para nominal (12,5A).	71
Fig. 4.17– resultado de simulação para um degrau de corrente de entrada (I_i) de 0 para inverso da nominal (-12,5A).	72
Fig. 5.1 – curva de tensão de entrada vs. potência de entrada do estágio retificador.....	77
Fig. 5.2 – curva do valor de pico da corrente de entrada do retificador vs. potência de entrada do retificador.	77
Fig. 5.3 – curva da potência dissipada nos indutores de entrada do estágio retificador.....	78
Fig. 5.4 – curva que relaciona a queda de tensão sobre o diodo HFA25PB60 durante a condução em função da corrente que o atravessa.....	78
Fig. 5.5 – perdas nos diodos <i>boost</i> do retificador <i>bridgeless</i>	80
Fig. 5.6 – relação entre o valor médio da corrente direta e a queda de tensão sobre o diodo em antiparalelo do IRGP50B60PD1.	81
Fig. 5.7 – variação da queda de tensão coletor-emissor com o valor médio da corrente de coletor para o IGBT IRGP50B60PD1.....	82
Fig. 5.8 – curvas de energia dissipada durante a saída (E_{off}) e a entrada (E_{on}) em condução do IGBT IRGP50B60PD1.....	82

Fig. 5.9 – comparação entre as curvas de energia dissipada durante a comutação do IRGP50B60PD1 obtidas na folha de dados e por regressão.	83
Fig. 5.10 – relação entre a energia dissipada por comutação e a resistência de base do IRGP50B60PD1, para uma corrente de coletor de 33A.....	84
Fig. 5.11 – curvas aproximadas de energia dissipada durante a comutação do IRGP50B60PD1 para $R_G=22\Omega$	84
Fig. 5.12 – perdas nos interruptores do retificador <i>bridgeless</i>	86
Fig. 5.13 – curva de rendimento estimado para o retificador <i>bridgeless</i>	87
Fig. 5.14 – diagrama esquemático do retificador trifásico dois níveis.	87
Fig. 5.15 – perdas por condução e comutação nos interruptores do retificador trifásico dois níveis.....	93
Fig. 5.16 – perdas estimadas totais para o retificador <i>bridgeless</i> (P_{TR}) e para o retificador trifásico dois níveis (P_{TR2N}).	94
Fig. 5.17 – rendimentos teóricos do retificador <i>bridgeless</i> (η_{TR}) e do retificador trifásico dois níveis.....	94
Fig. 5.18 – histograma das perdas no retificador <i>bridgeless</i> trifásico e no retificador trifásico dois níveis.	95
Fig. 6.1 – visão geral do protótipo de validação do WECS proposto neste trabalho.	96
Fig. 6.2 – detalhe das placas de controle, gerenciamento e fonte auxiliar do protótipo.....	96
Fig. 6.3 – formas de onda da tensão de entrada (1 – 100V/div – 4ms) e da corrente no indutor (2 – 5A/div – 4ms) em uma fase do retificador <i>Bridgeless</i> para uma potência total de entrada de 500W.	97
Fig. 6.4 – formas de onda de tensão (1 – 100V/div – 4ms) e corrente (2 – 5A/div – 4ms) em uma fase do aerogerador para uma potência total de entrada de 500W.	97
Fig. 6.5 – formas de onda das correntes drenadas (1, 2 e 3 – 5A/div – 4ms) das três fases do aerogerador.	98
Fig. 6.6 – formas de onda da tensão da rede elétrica (1 – 100V/div – 4ms) e corrente (2 – 5A/div – 4ms) injetada na rede elétrica para uma potência total de entrada do retificador de 500W.	98
Fig. 6.7 – espectro harmônico, distorção harmônica e fator de potência das correntes de entrada do retificador <i>bridgeless</i> trifásico para potência de entrada de 500W.....	99
Fig. 6.8 – espectro harmônico, distorção harmônica e fator de potência da corrente injeta na rede elétrica pelo estágio inversor do protótipo para potência de entrada do retificador de 500W.	99

Fig. 6.9 – formas de onda da tensão de entrada (1 – 100V/div – 4ms) e da corrente no indutor (2 – 10A/div – 4ms) em uma fase do retificador <i>Bridgeless</i> para uma potência total de entrada de 5kW.....	100
Fig. 6.10 – formas de onda de tensão (1 – 100V/div – 4ms) e corrente (2 – 10A/div – 4ms) em uma fase do aerogerador para uma potência total de entrada de 5kW.	100
Fig. 6.11 – formas de onda das correntes drenadas (1, 2 e 3 – 10A/div – 4ms) das três fases do aerogerador.	101
Fig. 6.12 – formas de onda da tensão da rede elétrica (1 – 100V/div – 4ms) e corrente (2 – 20A/div – 4ms) injetada na rede elétrica para uma potência total de entrada do retificador de 5kW.....	101
Fig. 6.13 – espectro harmônico, distorção harmônica e fator de potência das correntes de entrada do retificador <i>bridgeless</i> trifásico para potência de entrada de 5kW.....	102
Fig. 6.14 – espectro harmônico, distorção harmônica e fator de potência da corrente injeta na rede elétrica pelo estágio inversor do protótipo para potência de entrada do retificador de 5kW.....	102
Fig. 6.15 – formas de onda do degrau de subida da tensão de entrada do retificador: tensão (1 – 100V/div – 20ms) e corrente (2 – 20A/div – 20ms) de entrada, tensão no <i>link cc</i> (3 – 100V/div – 20ms) e corrente injetada na rede elétrica (4 – 20A/div – 20ms).....	103
Fig. 6.16 – formas de onda do degrau de descida da tensão de entrada do retificador: tensão (1 – 100V/div – 20ms) e corrente (2 – 20A/div – 20ms) de entrada, tensão no <i>link cc</i> (3 – 100V/div – 20ms) e corrente injetada na rede elétrica (4 – 20A/div – 20ms).....	104
Fig. 6.17 – curvas de rendimento dos estágios retificador e inversor separadamente e do sistema completo.	105
Fig. A. 1 – diagrama esquemático da PCI da fonte auxiliar.....	115
Fig. A. 3 – diagrama esquemático da PCI do circuito supervisorio.	116
Fig. A. 4 – diagrama esquemático da PCI de potência do estágio retificador.....	117
Fig. A. 5 – diagrama esquemático da PCI de controle do estágio retificador.	118
Fig. A. 6 – diagrama esquemático da PCI de potência do estágio inversor.	119
Fig. A. 7 – diagrama esquemático da PCI de controle do estágio inversor.....	120

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – comparativo entre o DFIG e o PMSG.	12
Tabela 1.2 – ficha técnica do aerogerador utilizado.	12
Tabela 1.3 – valores típicos dos coeficientes C_1 a C_6	14
Tabela 5.1 – considerações de projeto para o estágio retificador.	74
Tabela 5.2 – esforços de tensão e corrente sobre os semicondutores do retificador.	75
Tabela 5.3 – principais características do diodo de potência HFA25PB60.	75
Tabela 5.4 – principais características do IGBT IRGP50B60PD1.	75
Tabela 5.5 – parâmetros de construção dos indutores <i>boost</i> de entrada do retificador.	76
Tabela 5.6 – conjunto de pontos das curvas de E_{on} e E_{off} da Fig. 5.8.	83
Tabela 5.7 – considerações de projeto para o retificador trifásico dois níveis.	90
Tabela 5.8 – esforços de tensão e corrente sobre os interruptores do retificador trifásico dois níveis.	90

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

avg	<i>Average</i> (indica valor médio)
BCM	<i>Boundary Conduction Mode</i>
ca	Corrente Alternada
cc	Corrente Contínua
CCM	<i>Continuous Conduction Mode</i>
DCM	<i>Discontinuous Conduction Mode</i>
DFIG	<i>Doubly Fed Induction Generator</i>
EIA	<i>Energy Information Administration</i>
EMI	<i>Eletromagnetic Interference</i>
F.T.	Função de transferência
HAWT	<i>Horizontal Axis Wind Turbine</i>
HPF	<i>High Power Factor</i>
IEO	<i>International Energy Outlook</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracker</i>
PMSG	<i>Permanent Magnetic Synchronous Generator</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
rms	<i>Root Mean Square</i> (indica valor eficaz)
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>

U.S.

United States

WECS

Wind Energy Conversion Systems

LISTA DE SÍMBOLOS

α	Ângulo de ataque do vento com relação ao plano da pá de uma turbina eólica
β	Ângulo de rotação da pá de uma turbina eólica em torno de seu próprio eixo
δ	Ângulo de defasagem entre a corrente e a tensão da fonte de entrada do retificador <i>bridgeless</i>
Δi_e	Ondulação da corrente nos indutores <i>boost</i> do retificador <i>bridgeless</i> trifásico
Δt_i	Tempo de interrupção do fornecimento de potência ao <i>link cc</i>
Δv_{dc}	Máximo afundamento da tensão do <i>link cc</i> durante períodos de interrupção da sua potência de entrada, mediante extração de potência nominal
η_i	Rendimento do estágio inversor
η_r	Rendimento do estágio retificador
η_{TR}	Rendimento estimado para o retificador <i>bridgeless</i> trifásico
η_{R2N}	Rendimento estimado para o retificador trifásico dois níveis
φ	Ângulo de defasagem entre a componente fundamental da tensão modulada pelo retificador <i>bridgeless</i> e sua tensão alternada de entrada
λ	Relação de velocidade de ponta
λ_i	Parâmetro de caracterização de turbinas reais (depende de β e de λ)
θ	Argumento da impedância vista pela fonte de entrada do retificador <i>bridgeless</i>
ρ_a	Densidade do ar
σ	Inclinação da portadora utilizado no modulador do estágio retificador
ω	Frequência angular de uma fonte de tensão alternada
ω_m	Velocidade angular de rotação do eixo da turbina eólica
ψ	Ângulo de defasagem entre a componente fundamental da tensão modulada pelo inversor monofásico em ponte completa e a tensão da rede elétrica
A_{shp}	Amplitude do <i>shape</i> de corrente da malha de corrente do estágio inversor

Btu	<i>British Thermal Unit</i>
$c_{0,1,2}^{on,off}$	Coefficientes das equações de energia dissipada por um interruptor durante o desligamento e ligamento
$C_{1,\dots,6}$	Coefficientes de caracterização da turbina na qual o trabalho se baseia
C_{dc}	Capacitância do <i>link cc</i>
C_{int}	Capacitância do integrador com <i>reset</i>
C_p	Coefficiente de potência de uma turbina eólica
C_{pmax}	Coefficiente de potência máximo
D	Razão cíclica de operação de um interruptor
\bar{D}	Razão cíclica equivalente de operação de um interruptor
D'	Razão cíclica complementar de operação de um interruptor
$D_{1,\dots,6}$	Diodos <i>boost</i> do retificador <i>bridgeless</i> trifásico
D_M	Diodo <i>buck</i>
D_{max}	Razão cíclica máxima de operação do retificador <i>bridgeless</i>
D_{min}	Razão cíclica mínima de operação do retificador <i>bridgeless</i>
$E_{a,b,c}$	Força eletromotriz induzida nas fases do PMSG
E_{off}	Energia dissipada durante o desligamento de um interruptor
E_{on}	Energia dissipada durante o ligamento de um interruptor
E_{rr}	Energia dissipada durante a recuperação reversa de um diodo
F_m	Ganho de um modulador
f_{je}	Frequência fundamental da fonte de entrada do retificador <i>bridgeless</i>
f_{pe}	Frequência do pólo da função de transferência que relaciona a tensão e a corrente de entrada do retificador <i>bridgeless</i>
f_{si}	Frequência de comutação do estágio inversor
\bar{f}_{si}	Frequência de comutação equivalente do estágio inversor
f_{SR}	Frequência de comutação dos interruptores do retificador <i>bridgeless</i>

$G_e(s)$	Função de transferência que relaciona a corrente e a tensão de entrada do retificador <i>bridgeless</i>
$G_i(s)$	Função de transferência que relaciona a corrente no indutor de interface e a razão cíclica do estágio inversor
$G_v(s)$	Função de transferência que relaciona a tensão de entrada e a corrente no indutor de interface do estágio inversor
GW	Gigawatt
$H_e(s)$	Função de transferência do ganho de amostragem
H_i	Ganho de realimentação da malha de corrente do estágio inversor
H_r	Ganho de obtenção do <i>shape</i> de corrente da malha de corrente do estágio inversor
H_v	Ganho de realimentação da malha de tensão do estágio inversor
$i_{a,b,c}$	Correntes nos enrolamentos do PMSG
I_C	Corrente que circula no <i>link cc</i>
I_d	Corrente de entrada do estágio inversor
I_D	Corrente direta através dos diodos <i>boost</i> do retificador <i>bridgeless</i>
I_F	Corrente direta de um diodo
I_{dACavg}	Valor médio da componente alternada da corrente de entrada do estágio inversor
I_{dACrms}	Valor eficaz da componente alternada da corrente de entrada do estágio inversor
I_{davg}	Valor médio da corrente de entrada do estágio inversor
I_{Davg}	Valor médio da corrente direta através dos diodos <i>boost</i> do retificador <i>bridgeless</i>
I_{drms}	Valor eficaz da corrente de entrada do estágio inversor
I_{Drms}	Valor eficaz da corrente direta através dos diodos <i>boost</i> do retificador <i>bridgeless</i>
I_e	Corrente de entrada de um conversor
I_{epk}	Valor de pico da corrente de entrada de um conversor
I_i	Corrente de saída do estágio retificador
I_{iavg}	Valor médio da corrente de saída do estágio retificador
I_{irms}	Valor eficaz da corrente de saída do estágio retificador

I_{Ls}	Corrente através do indutor de interface do estágio inversor
I_{Lspk}	Valor de pico da corrente através do indutor de interface do estágio inversor
I_M	Corrente direta através dos interruptores do estágio inversor
I_{Mavg}	Valor médio da corrente direta através dos interruptores do estágio inversor
I_{MR}	Corrente direta através dos diodos em antiparalelo dos interruptores do estágio inversor
I_{MRavg}	Valor médio da corrente direta através dos diodos em antiparalelo dos interruptores do estágio inversor
I_{Mrms}	Valor eficaz da corrente direta através dos interruptores do estágio inversor
I_{MRrms}	Valor eficaz da corrente direta através dos diodos em antiparalelo dos interruptores do estágio inversor
I_{rr}	Corrente de recuperação reversa de um diodo
I_S	Corrente direta através dos interruptores do retificador <i>bridgeless</i>
I_{Savg}	Valor médio da corrente direta através dos interruptores do estágio retificador
I_{Srms}	Valor eficaz da corrente direta através dos interruptores do estágio retificador
I_{SR}	Corrente reversa através dos interruptores do retificador <i>bridgeless</i>
I_{SRavg}	Valor médio da corrente através dos diodos em antiparalelo dos interruptores do estágio retificador
I_{SRrms}	Valor eficaz da corrente através dos diodos em antiparalelo dos interruptores do estágio retificador
$k_{0,1,2}$	Coefficientes da equação geral da energia dissipada durante a recuperação reversa de um diodo
kHz	Quilohertz
km	Quilômetro
K_p	Fator de proporcionalidade entre a tensão eficaz e a potência geradas pelo conjunto turbina eólica mais gerador síncrono
K_{Re}	Ganho de laço aberto da malha de corrente do controle indireto
kWh	Quilowatt-Hora
L	Indutor boost genérico
$L_{1,2,3}$	Indutores <i>boost</i> do retificador <i>bridgeless</i> trifásico
$L_{a,b,c}$	Indutâncias dos enrolamentos do PMSG

L_e	Indutância dos indutores <i>boost</i> do retificador <i>bridgeless</i> trifásico
L_s	Indutor de interface do estágio inversor
m	Metro
m_a	Índice de modulação de retificador trifásico dois níveis
M	Interruptor <i>buck</i>
$M_{1,\dots,4}$	Interruptores do estágio inversor
M_a	Índice de modulação do estágio inversor
MW	Megawatt
P_D	Potência dissipada por condução nos diodos <i>boost</i> do retificador <i>bridgeless</i>
P_e	Potência de entrada do estágio retificador
P_i	Potência de saída do estágio retificador
P_{Le}	Potência dissipada por efeito Joule nos indutores <i>boost</i> do estágio retificador
P_m	Potência mecânica fornecida por uma turbina eólica
P_{rrD}	Potência dissipada por recuperação reversa nos diodos <i>boost</i> do retificador <i>bridgeless</i>
P_{rrQ}	Potência dissipada por recuperação reversa nos diodos em antiparalelo dos interruptores do retificador trifásico dois níveis
P_S	Potência dissipada por condução nos interruptores do retificador <i>bridgeless</i>
P_{Son_off}	Potência dissipada por comutação nos interruptores do retificador <i>bridgeless</i>
P_{SR}	Potência dissipada por condução nos diodos em antiparalelo dos interruptores do retificador <i>bridgeless</i>
P_Q	Potência dissipada por condução nos interruptores do retificador trifásico dois níveis
P_{QR}	Potência dissipada por condução nos diodos em antiparalelo dos interruptores do retificador trifásico dois níveis
P_{Qon_off}	Potência dissipada por comutação nos interruptores do retificador trifásico dois níveis
P_v	Potência cinética contida no vento que incide em uma turbina eólica
$Q_{1,\dots,6}$	Interruptores do retificador trifásico dois níveis
r	Raio de uma turbina eólica

R_e	Resistência emulada pelo retificador <i>bridgeless</i>
R_{ee}	Resistência emulada efetiva
R_i	Resistência nominal de carga do inversor
R_{int}	Resistência do integrador com <i>reset</i>
R_{Le}	Resistência dos indutores <i>boost</i> do estágio retificador
R_{sh}	Ganho do sensoriamento de corrente do estágio retificador
$S_{1,\dots,6}$	Interruptores do retificador <i>bridgeless</i> trifásico
t_{on}	Tempo de condução de um interruptor
t_{rr}	Tempo de recuperação reversa de um diodo
T_s	Período de comutação de um interruptor
u	Velocidade do vento que incide em uma turbina eólica
V	Volts – unidade de medida de tensão
V_{AB}	Tensão modulada pelo conversor <i>bridgeless</i>
$\overline{V_{AB}}$	Valor médio por ciclo de V_{AB}
V_b	Componente fundamental da tensão modulada pelo conversor <i>bridgeless</i>
V_{bpk}	Valor de pico da componente fundamental da tensão modulada pelo conversor <i>bridgeless</i>
v_c	Tensão de controle da malha de tensão do estágio retificador
V_{CD}	Tensão modulada pelo inversor monofásico em ponte completa
V_D	Tensão sobre os diodos <i>boost</i> do retificador <i>bridgeless</i>
V_{dc}	Tensão do <i>link cc</i>
V_{Dmax}	Máxima tensão sobre os diodos do retificador <i>bridgeless</i>
V_e	Tensão de entrada de um conversor
V_{epk}	Valor de pico da tensão de entrada de um conversor
V_f	Componente fundamental da tensão V_{CD}

v_{fe}	Tensão de entrada de um filtro
V_{FM}	Queda direta de tensão sobre um diodo em condução
v_{fs}	Tensão de saída de um filtro
V_{fpk}	Valor de pico de V_f
V_{GS}	Tensão de comando associada aos interruptores do retificador <i>bridgeless</i>
V_L	Queda de tensão sobre um indutor <i>boost</i> genérico
$V_{La,b,c}$	Queda de tensão nos enrolamentos do PMSG
v_m	Sinal que controla o valor de pico da corrente de entrada do retificador <i>bridgeless</i>
V_{Mmax}	Tensão reversa máxima sobre os interruptores do estágio inversor
V_p	Valor de pico de uma portadora
V_r	Tensão da rede elétrica
V_{rpk}	Valor de pico de V_r
V_{rms}	Tensão eficaz
V_S	Tensão sobre os interruptores do retificador <i>bridgeless</i>
V_{Smax}	Máxima tensão sobre um interruptor
Z_e	Impedância vista pela fonte de entrada do retificador <i>bridgeless</i>

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	X
LISTA DE TABELAS	XV
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	XVI
LISTA DE SÍMBOLOS	XVIII
INTRODUÇÃO.....	1
CAPÍTULO 1 – O APROVEITAMENTO DA ENERGIA EÓLICA.....	6
1.1 Introdução.....	6
1.2 Conversão de energia eólica em energia elétrica.....	6
1.2.1 Turbinas eólicas.....	7
1.2.2 Geradores elétricos em sistemas eólicos	10
1.2.3 Escopo do trabalho	12
1.3 Processamento da energia elétrica gerada	14
1.3.1 WECS com conversor cc-cc intermediário	16
1.3.2 WECS com retificador PWM.....	16
1.3.3 WECS empregando conversores multinível.....	18
1.4 Sistema proposto	19
1.4.1 Controle do fluxo de potência	20
1.4.2 Otimização da extração de potência	20
1.5 Considerações finais	21
CAPÍTULO 2 – ESTRUTURA DE POTÊNCIA DO ESTÁGIO RETIFICADOR	22
2.1 Introdução.....	22
2.2 Princípio de operação	23
2.2.1 Etapa de operação 1	24
2.2.2 Etapa de operação 2.....	24
2.2.3 Etapa de operação 3	24
2.2.4 Etapa de operação 4.....	25
2.3 Comando dos interruptores.....	25
2.3.1 Comando simétrico.....	25
2.3.2 Comando assimétrico	25

2.3.3	Comando utilizado.....	26
2.4	Operação com elevado fator de potência.....	26
2.5	Formas de onda de tensão e corrente.....	28
2.6	Esforços de tensão e corrente	32
2.7	Ruído de modo comum	35
2.8	Considerações finais	36
CAPÍTULO 3 – CONTROLE DO ESTÁGIO RETIFICADOR.....		37
3.1	Introdução.....	37
3.2	Controle para operação com elevado fator de potência.....	37
3.3	Controle direto da corrente de entrada	40
3.3.1	Controle por corrente média	41
3.3.2	Controle por corrente de pico	41
3.3.3	Desvantagens do controle direto da corrente de entrada	42
3.4	Controle Indireto da corrente de entrada	42
3.4.1	Controle indireto da corrente do retificador <i>bridgeless</i>	43
3.4.2	Controle indireto com portadora fixa	46
3.4.3	Controle indireto com portadora variável.....	47
3.4.4	Análise do comportamento dinâmico	50
3.4.5	Portadora fixa vs. portadora variável.....	52
3.5	Considerações finais	53
CAPÍTULO 4 – ESTÁGIO INVERSOR		54
4.1	Introdução.....	54
4.2	Modulação utilizada	55
4.3	Princípio de operação	57
4.4	Esforços de tensão e corrente	60
4.5	Modelagem do estágio inversor.....	62
4.6	Controle direto do estágio inversor	63
4.7	Controle indireto do estágio inversor	65
4.7.1	Operação como retificador	65
4.7.2	Operação como inversor.....	66
4.8	Controle indireto modificado do estágio inversor	67
4.8.1	Resultados de simulação do controle indireto modificado.....	68
4.9	Considerações finais	72
CAPÍTULO 5 – RETIFICADOR 3Φ <i>BRIDGELESS</i> VS. RETIFICADOR 3Φ 2 NÍVEIS		74
5.1	Introdução.....	74
5.2	Retificador <i>bridgeless</i> trifásico.....	74
5.2.1	Considerações de projeto.....	74
5.2.2	Esforços de tensão e corrente nos semicondutores.....	75

5.2.3	Especificação dos semicondutores	75
5.2.4	Indutores <i>boost</i> de entrada.....	76
5.2.5	Cálculo das perdas nos indutores boost.....	76
5.2.6	Perdas por condução nos diodos boost.....	78
5.2.7	Perdas por comutação nos diodos boost.....	79
5.2.8	Perdas por condução nos diodos em antiparalelo dos IGBT's.....	80
5.2.9	Perdas por comutação nos diodos em antiparalelo dos IGBT's.....	81
5.2.10	Perdas por condução no corpo dos IGBTs	81
5.2.11	Perdas por comutação no corpo dos IGBT's.....	82
5.3	Retificador trifásico dois níveis.....	87
5.3.1	Equacionamento dos esforços de corrente	88
5.3.2	Considerações de projeto.....	89
5.3.3	Esforços de tensão e corrente nos semicondutores.....	90
5.3.4	Especificação dos semicondutores	90
5.3.5	Cálculo das perdas nos indutores boost de entrada	91
5.3.6	Perdas por condução nos diodos em antiparalelo dos IGBTs	91
5.3.7	Perdas por comutação nos diodos em antiparalelo dos IGBTs	91
5.3.8	Perdas por condução no corpo dos IGBTs	92
5.3.9	Perdas por comutação no corpo dos IGBTs	92
5.4	Considerações finais.....	94
CAPÍTULO 6 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....		96
6.1	Introdução.....	96
6.2	Resultados em regime permanente.....	97
6.2.1	Potência de entrada de 500W	97
6.2.2	Potência de entrada de 5kW	100
6.3	Resultados sob transitórios	103
6.4	Curvas de rendimento.....	105
6.5	Considerações finais.....	105
CONCLUSÃO.....		107
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS		109
APÊNDICE A – DIAGRAMAS ESQUEMÁTICOS DAS PCIS DO PROTÓTIPO DE VALIDAÇÃO		115

INTRODUÇÃO

A equivalência massa-energia ($E=m.c^2$), proposta por Albert Einstein em 1905, formaliza matematicamente a relação intrínseca entre o universo material e a energia. Como agente ativo e consciente desse universo material, ao longo de sua existência, o homem tem se dedicado à compreensão e ao domínio dos processos de transformação da energia.

Biologicamente, todos os seres vivos são essencialmente máquinas de conversão energética, os quais através de um processo contínuo e equilibrado de conversão de energia mantêm a vida. Na base deste processo estão os seres autotróficos os quais, através da fotossíntese, garantem a produção de toda a matéria orgânica que mantém o ecossistema do planeta Terra.

A fotossíntese consiste, de forma simplificada, na reação entre gás carbônico (CO_2) e água (H_2O) dando origem a glicose ($C_6H_{12}O_6$) e oxigênio (O_2). Como se trata de uma reação endotérmica, a energia necessária para que a reação ocorra provém do sol. Pode-se, portanto, afirmar que é um processo de conversão de energia solar que sustenta todo o ecossistema do planeta Terra.

O ser humano, enquanto ser vivo, também é biologicamente uma máquina de conversão de energia. É por meio de um processo analogamente inverso ao da fotossíntese, denominado de respiração aeróbica, que o homem obtém a energia necessária a todos os processos celulares vitais, através da quebra das moléculas de alimento e consequente liberação de energia.

Além dos processos biológicos, desde os primórdios, o homem instintivamente também se beneficiou da conversão de energia quando, por exemplo, obteve a partir do fogo o calor necessário a sua sobrevivência. Em seguida, percebeu que a conversão energética poderia garantir-lhe, além da sobrevivência, uma vida mais cômoda através, por exemplo, da utilização do calor no cozimento dos alimentos. Ou ainda, através da agricultura e criação de animais, cuja transformação e armazenamento da energia solar em forma de alimento lhe permitiram fixar residência e não mais depender exclusivamente da natureza para garantir seu sustento.

Desde então, a busca por condições melhores de vida tem sido uma das principais razões de existir da humanidade. Foi assim que o fogo, além de aquecer e cozinhar, passou a ser utilizado na confecção de utensílios, ferramentas e armas. O vento foi aproveitado para impulsionar embarcações e mover moinhos. A tração animal passou a ser utilizada no transporte, locomoção e agricultura.

Essa forma primitiva de relação do homem com a conversão de energia perdurou por séculos, sofrendo uma mudança significativa apenas no século XVIII depois de Cristo, com o início da Revolução Industrial na Inglaterra. Tecnicamente, a primeira fase da Revolução Industrial foi baseada em máquinas a vapor, utilizadas na fabricação industrial de bens e na realização de tarefas tais como bombeamento de água e propulsão de trens e navios.

O vapor necessário à movimentação das máquinas era obtido através do aquecimento da água a partir da queima de carvão mineral. Pode-se afirmar, portanto, que o estopim da primeira fase da Revolução Industrial foi a quebra de paradigma na relação entre o homem e a conversão de energia, quando aquele percebe que pode transformar a energia térmica produzida pela queima de carvão mineral em energia mecânica utilizável em diversas atividades produtivas.

Com os adventos do aço, do motor a combustão interna e o domínio da tecnologia de conversão de energia elétrica em energia mecânica e vice-versa, dar-se início a segunda fase da Revolução Industrial, na segunda metade do século XIX. O aço resulta da adição de carbono ao ferro, dando origem a uma liga com a propriedade da ductibilidade, permitindo assim a utilização de processos de moldagem mais elaborados que a fundição, tais como a forja, a laminação e a extrusão. Já os primeiros motores de combustão interna comerciais nada mais eram do que uma evolução da máquina a vapor, cujas principais vantagens eram o menor tamanho e a partida mais rápida.

Portanto, o grande salto tecnológico da segunda fase da Revolução Industrial foi, mais uma vez, uma evolução na capacidade humana de converter energia, através do domínio das conversões mecânico-elétrica e elétrico-mecânica. Esse salto tecnológico foi tão importante que hoje não se imagina o mundo sem a energia elétrica. Para quantificar essa importância, segundo o *U.S. Department of Energy*, através do relatório *International Energy Outlook (IEO) 2011* [1] da *Energy Information Administration (EIA)*, o consumo global de energia elétrica no ano de 2008 foi de 19,1 trilhões de kWh (65,2 quadrilhões de Btu), representando aproximadamente 7,7% da energia total (505 quadrilhões de Btu) consumida no mundo naquele ano. Ainda segundo [1], o consumo mundial total de energia deve crescer 53% até 2035, enquanto o crescimento do consumo de energia elétrica no mesmo período

deve ser de 84%, passando de 19,1 trilhões de kWh em 2008 para 35,2 trilhões de kWh em 2035.

Há ainda a importância incomensurável da energia elétrica quando se leva em conta a quantidade de atividades e processos que dependem dela e sem os quais o mundo não funcionaria como o conhecemos. Exemplo disso são os equipamentos elétricos e eletrônicos, indispensáveis nas mais diversas atividades residenciais, comerciais e industriais, cujo princípio de funcionamento depende da energia elétrica.

Apesar de não ser disponibilizada diretamente pela natureza em condições de ser utilizada, a energia elétrica pode ser obtida através da conversão de diversas outras formas de energia. Dentre outras, pode-se citar a produção de energia elétrica através da queima de combustíveis fósseis (turbinas a vapor e geradores acionados por motores de combustão interna), através de energia nuclear (turbinas a vapor), através de energia química (célula a combustível), através da energia solar (painéis fotovoltaicos), através de biomassa (turbinas a vapor) e através da energia cinética dos ventos (aerogeradores).

A fonte de energia primária mais utilizada no mundo para produção de energia elétrica é o carvão, respondendo por 40,08% da energia elétrica gerada no mundo. Em seguida ficam praticamente empatados o gás natural com 21,98% e as fontes renováveis de energia – hidráulica, eólica, solar e biomassa, em ordem de importância – com 19,42% da energia elétrica produzida no mundo. Em penúltimo lugar está a energia nuclear, utilizada na produção de 13,28% da energia elétrica mundial. Em último lugar figura o petróleo, sendo responsável por apenas 5,24% da energia elétrica gerada no mundo. Esses dados dizem respeito ao ano de 2008 e foram obtidos em [1], onde são contabilizados apenas os recursos energéticos interligados à rede elétrica convencional, ficando de fora, portanto, boa parte da energia elétrica produzida a partir de biomassa em sistemas distribuídos (desconectados da rede elétrica convencional).

Pesa contra o carvão e o petróleo a falta de sustentabilidade, uma vez que são fontes não renováveis. O lixo atômico produzido e as consequências catastróficas observadas em acidentes em usinas nucleares são barreiras significativas a novos investimentos para produção de energia elétrica a partir da energia nuclear. O impacto ambiental dos lagos e as restrições geográficas limitam enormemente a produção hidráulica de energia elétrica, sem falar na inconveniente dependência de chuvas, fator climático não controlável. Assim, mesmo os países que possuem potencial hidráulico para produção de energia elétrica têm buscado, por questões estratégicas, a diversificação de sua matriz energética.

Seja por questões ambientais, estratégicas e/ou geográficas, a produção de energia elétrica a partir de energia eólica tem crescido de forma vertiginosa, passando de uma potência instalada global de 18 GW em 2000 para cerca de 200 GW em 2010 [2]. Diante das projeções do aumento na demanda por energia elétrica nos próximos anos, o crescimento da produção de energia elétrica a partir de energia eólica deve continuar.

O Brasil ainda possui uma matriz energética pouco diversificada, tendo como principais fontes energéticas as usinas hidrelétricas e termelétricas. Com uma faixa litorânea de mais de 7.000 km, estima-se o potencial eólico brasileiro em, no mínimo, 143.000 MW. Mas praticamente todo esse potencial é desperdiçado, haja vista que a potência instalada das usinas eólicas brasileiras em 2008 era de apenas 273 MW, representando inexpressivos 0,26% da potência instalada nacional [3].

Diante da importância da energia elétrica para todas as atividades produtivas do país, da necessidade estratégica de diversificação da matriz energética brasileira e do imenso potencial eólico ocioso do Brasil, é de suma importância os investimentos na formação de profissionais capazes de dar suporte ao adequado aproveitamento da energia eólica, bem como o desenvolvimento de tecnologia nacional que viabilize economicamente os investimentos em produção de energia elétrica a partir dos ventos.

Este trabalho se insere nesse contexto e relata o estudo, projeto e resultados experimentais de um sistema de processamento da energia fornecida por um gerador síncrono de ímã permanente (PMSG – *Permanent Magnetic Synchronous Generator*) acoplado a uma turbina eólica. A opção por um gerador síncrono está em consonância com a necessidade de operação com velocidade variável, já que o ponto ótimo da extração da energia eólica ocorre para um valor constante da relação entre a velocidade de rotação da turbina e a velocidade do vento (λ).

A turbina utilizada, por sua vez, é de eixo horizontal de três pás com perfil aerodinâmico de alta eficiência, permitindo a elevação do valor de λ para o qual ocorre o aproveitamento ótimo da energia eólica incidente. O alto λ associado ao elevado número de pólos do PMSG utilizado, permite dispensar o uso de caixa de engrenagens entre a turbina e o gerador, implicando menores peso, volume e manutenção, bem como maiores eficiência e confiabilidade.

O sistema eletrônico de processamento de energia eólica (WECS – *Wind Energy Conversion Systems*) objeto deste trabalho, através do ajuste da corrente drenada do PMSG, é responsável pela extração otimizada da energia do vento, garantindo que o aerogerador opere o mais próximo possível do ponto de máxima transferência de potência, ou seja, com um

valor de λ ótimo. Esse WECS consiste de um retificador trifásico PWM (*Pulse Width Modulation*) unidirecional e de um inversor monofásico em ponte completa controlado por corrente. O retificador extrai a energia disponível no vento por meio do aerogerador, formando um barramento de tensão contínua (*link cc*) a partir do qual o inversor de tensão, conectado a rede elétrica através de indutores de interface, injeta a energia produzida na rede elétrica convencional.

▪ Estrutura do trabalho

O trabalho é composto por seis capítulos. No Capítulo 1 é feita a contextualização do trabalho e a apresentação do seu objetivo. No Capítulo 2, a estrutura de potência do estágio retificador do WECS proposto é detalhadamente apresentada. No Capítulo 3 são apresentadas sucintamente as técnicas de controle que permitem operar os retificadores ativos com elevado fator de potência e no modo de condução contínua. De forma detalhada é apresentado o controle indireto da corrente de entrada, que será aplicado ao retificador proposto. No Capítulo 4 é apresentado e analisado o estágio inversor do WECS proposto, sendo apresentadas duas propostas de controle para esse estágio. No Capítulo 5 é feita uma comparação, baseada na estimativa de perdas, entre o retificador *bridgeless* trifásico e o retificador trifásico dois níveis, a fim de permitir situar o retificador trifásico *bridgeless* proposto entre as estruturas retificadoras aplicadas mundialmente em WECS. Finalmente, no Capítulo 6 são apresentados os resultados experimentais do protótipo de validação do WECS proposto.

Capítulo 1 – O Aproveitamento da Energia Eólica

1.1 Introdução

A utilização da energia cinética contida nos ventos, ou simplesmente energia eólica, já é feita há muitos séculos pelos homens. Inicialmente ela foi utilizada de forma direta, ou seja, sem nenhum tipo de conversão, em barcos à vela cuja origem data de 3.000 anos antes de Cristo, no Egito. Por volta do século XI da era cristã, o engenho humano se encarregou de, através de métodos de conversão rústicos, converter essa energia da forma cinética para a forma mecânica, utilizando-a em moinhos e sistemas de bombeamento [4].

Com o domínio tecnológico da conversão mecânico-elétrica e elétrico-mecânica obtido na segunda metade do século XIX, abriu-se a possibilidade de gerar energia elétrica a partir da energia cinética dos ventos. As primeiras experiências nesse sentido foram realizadas pela Dinamarca em 1890, utilizando turbinas de 23m de diâmetro. Já em 1910 havia centenas de aerogeradores (conjunto turbina-gerador) em operação naquele país [5].

Mas o elevado custo do kWh gerado a partir do vento fez com que esse tipo de geração fosse pouco desenvolvido e aplicado no restante do mundo. Essa realidade perdurou até a década de 70 do século XX, quando a crise do petróleo abalou os alicerces da produção energética mundial. Diante desse revés, países como Estados Unidos, Alemanha, Inglaterra e Suécia implantaram programas de incentivo à pesquisa e ao desenvolvimento de sistemas de geração de energia elétrica a partir de fontes alternativas de energia [6].

Desde então a energia eólica vem se mostrando ao longo das décadas uma das mais viáveis fontes alternativas de energia, experimentando um substancial crescimento desde a década de 1990, passando de uma potência instalada global de 18 GW em 2000 para cerca de 200 GW em 2010 [2].

1.2 Conversão de energia eólica em energia elétrica

A conversão de energia eólica em energia elétrica é feita através da associação de uma turbina eólica a um gerador elétrico. A turbina eólica converte a energia cinética do vento em energia mecânica rotacional que aciona o gerador elétrico, o qual converte a energia mecânica em energia elétrica. A seguir são apresentados, de forma resumida, os principais

tipos de turbinas eólicas, a comparação entre elas, a contextualização dos geradores elétricos em sistemas de conversão de energia eólica em elétrica e o aerogerador para o qual este trabalho se destina.

1.2.1 Turbinas eólicas

As turbinas eólicas podem ser subdivididas em dois tipos: turbinas de eixo horizontal e turbinas de eixo vertical. Há vários modelos de turbinas eólicas, tanto de eixo horizontal como de eixo vertical. As principais turbinas eólicas de eixo horizontal utilizadas no mundo são: a de três pás (Fig. 1.1.a), a de duas pás (Fig. 1.1.b), a holandesa de quatro pás (Fig. 1.1.c) e a multipás americana (Fig. 1.1.d). As principais turbinas eólicas de eixo vertical utilizadas no mundo são: a Darrieus (Fig. 1.1.e) e a Savonius (Fig. 1.1.f).



Fig. 1.1 – principais turbinas eólicas utilizadas no mundo: (a) três pás, (b) duas pás, (c) holandesa de quatro pás, (d) multi-pás americana, (e) Darrieus e (f) Savonius.

Os vários modelos de turbina distinguem-se entre si pela capacidade de conversão da potência eólica que nela incide em potência mecânica rotacional, mensurada através do seu coeficiente de potência (C_p). Assim, sendo P_v a potência eólica que incide em uma turbina de vento, a potência mecânica (P_m) gerada por ela é dada pela Eq. 1.1 [5].

$$P_m = C_p(\lambda, \beta) \cdot P_v. \quad 1.1$$

A Fig. 1.2 apresenta as curvas típicas de C_p vs. λ para os principais modelos de turbinas eólicas. Esta figura foi obtida em [5].

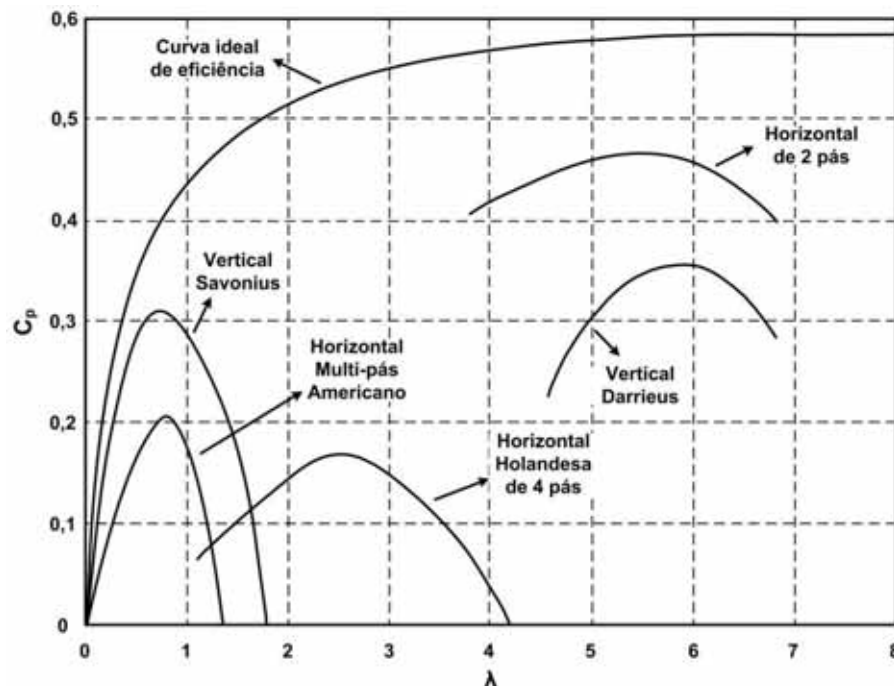


Fig. 1.2 – C_p vs. λ para as principais turbinas eólicas [5].

Pode-se observar na Eq. 1.1 que o coeficiente de potência (C_p) é função de duas variáveis: a relação de velocidade de ponta (λ) e o ângulo de *pitch* (β). O ângulo de *pitch* é o ângulo de rotação da pá em torno de seu próprio eixo longitudinal, tendo como referência o plano de rotação da turbina, como mostra a Fig. 1.3 [5].

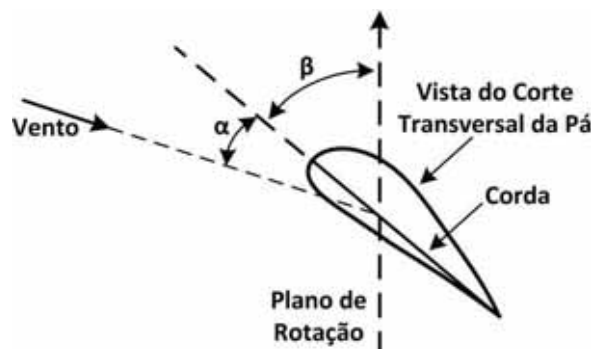


Fig. 1.3 – ilustração dos ângulos de *pitch* (β) e de ataque (α) [5].

Através da ilustração da Fig. 1.3 pode-se observar que variando β varia-se o ângulo de ataque do vento (α) com relação ao plano da pá. Portanto, o ângulo de ataque é máximo quando β é mínimo. Conseqüentemente, quanto maior é o ângulo de *pitch* menor é a potência eólica coletada pela turbina.

A variável λ , por sua vez, relaciona a velocidade de ponta das pás com a velocidade do vento, como mostra a Eq. 1.2 [5], na qual r é o raio da turbina, ω_m é a velocidade angular do eixo da turbina e u é a velocidade do vento que incide na turbina.

$$\lambda = \frac{r \cdot \omega_m}{u}. \quad 1.2$$

Em um sistema de geração de energia elétrica a partir de energia eólica é importante que se aproveite ao máximo em cada aerogerador instalado a potência eólica incidente. Analisando a Fig. 1.2 pode-se observar que a turbina eólica que permite o maior aproveitamento da potência eólica disponível é a turbina eólica de eixo horizontal (HAWT – *Horizontal Axis Wind Turbine*) de duas pás, por isso largamente estudada e utilizada na década de 1970, principalmente nos Estados Unidos [5].

Ao longo dos anos houve um grande desenvolvimento das pás para HAWT's, tanto aerodinâmico quanto nos materiais e processos de fabricação, levando a uma nova geração de pás. O principal impacto da evolução tecnológica das pás foi a elevação do valor de λ para o qual ocorre o C_p máximo, permitindo a redução do número de pólos do gerador elétrico acoplado à turbina eólica ou a redução da relação da caixa de engrenagens em sistemas que a utilizam.

Com essa nova geração de pás, foram desenvolvidos estudos em túneis de vento a fim de avaliar o impacto do número de pás no C_p das HAWT's, como mostra a Fig. 1.4 [6].

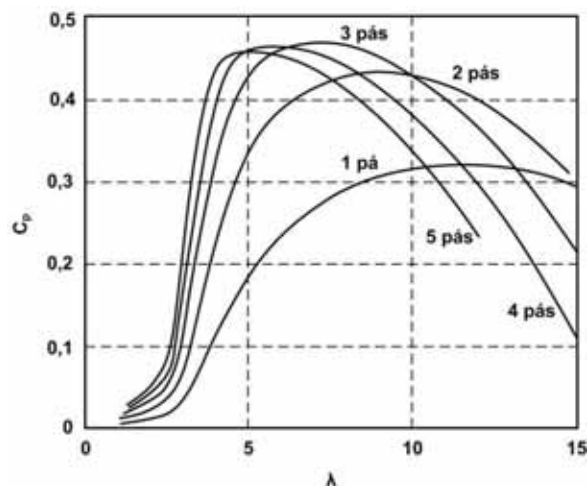


Fig. 1.4 – influência do número de pás no C_p de uma HAWT [6].

Pode-se observar na Fig. 1.4 que o maior C_p máximo é obtido em uma HAWT de três pás. Para um número maior ou menor de pás o C_p máximo decresce. Isso se deve ao fato de que o aumento do número de pás, apesar de aumentar a coleta de ar pela turbina eólica, também aumenta a força de arrasto total da turbina. Em contrapartida, um número menor de pás reduz a coleta de vento, ou seja, reduz o coeficiente de solidez da turbina.

Outra questão importante associada ao número de pás de uma HAWT é o impacto da interrupção do fluxo de ar nas pás cada vez que elas cruzam a torre de sustentação do aerogerador (efeito sombra). Quanto maior o número de pás de uma HAWT menos suscetível ela é ao efeito sombra, já que há uma menor perda de força de sustentação, uniformemente distribuída entre as pás. Portanto, nesse quesito as HAWT's de três pás também superam as de duas pás. Esses são os principais motivos que fazem das HAWT's de três pás modernas a principal escolha em sistemas de geração de energia elétrica a partir de energia eólica.

1.2.2 Geradores elétricos em sistemas eólicos

Nessa seção é feita a contextualização dos geradores elétricos na conversão de energia eólica em elétrica. Antes, se faz necessária a apresentação de dois importantes conceitos acerca dos sistemas de conversão eólico-elétrica: sistemas de velocidade variável e sistemas de velocidade fixa.

Um WECS de velocidade fixa é aquele no qual se mantém constante a velocidade de rotação da turbina, não importando a velocidade do vento. Naturalmente, como mostra a curva de $C_p-\lambda$ (Fig. 1.2), a eficiência da turbina nesse tipo de sistema fica prejudicada já que a extração da potência do vento será ótima (C_{pmax}) para apenas uma velocidade do vento, o que deve ocorrer esporadicamente.

Já em WECS de velocidade variável a velocidade de rotação da turbina pode variar livremente com a velocidade do vento, dependendo apenas do torque resistente imposto pelo gerador elétrico a ela conectado. Assim, através da variação do conjugado elétrico do gerador, é possível ajustar a velocidade de rotação da turbina, tornando possível sua operação com eficiência máxima, ou seja, com uma relação entre a sua velocidade de rotação e a velocidade do vento constante (λ ótimo) e igual àquela que resulta no C_{pmax} .

Existem basicamente três tipos de máquinas elétricas: máquina de corrente contínua (máquina cc), máquina de corrente alternada síncrona (máquina síncrona) e máquina de corrente alternada assíncrona (máquina de indução), todos reversíveis, ou seja, podem operar tanto na conversão elétrico-mecânica (motor) como na conversão mecânico-elétrica (gerador).

Assim, a priori, um aerogerador poderia ser constituído por um gerador de qualquer desses tipos.

Não obstante a facilidade de controle de velocidade e a ausência da necessidade de excitação externa, a utilização de um gerador de corrente contínua convencional em WECS é pouco difundida devido, principalmente, a baixa confiabilidade e elevada manutenção do comutador. Uma alternativa são os geradores cc de ímã permanente, os quais não utilizam comutador, porém são máquinas que apresentam baixa densidade de potência quando comparadas às de corrente alternada.

Os geradores assíncronos, ou geradores de indução, são assim denominados por apresentarem, dentro de uma determinada faixa de operação, independência entre a frequência da tensão gerada e a sua velocidade de rotação. Essa é uma importante característica em WECS de velocidade variável, pois permite a geração em frequência fixa mesmo com variação da velocidade de rotação, e foi determinante para a grande utilização do gerador de indução duplamente excitado (DFIG – *Double Fed Induction Generator*) nos WECS de grande porte (acima de 1MW) conectados diretamente à rede elétrica.

Nesses sistemas a frequência da tensão gerada é controlada eletronicamente através da excitação do DFIG, que é retirada da própria rede elétrica. É necessária também a utilização de uma caixa de engrenagens para multiplicar a velocidade de rotação da turbina, já que é tecnologicamente inviável construir DFIGs com elevado número de polos [7]-[8].

Os geradores síncronos, por sua vez, apresentam uma relação de dependência entre a frequência e a amplitude da tensão gerada com a velocidade de rotação, daí serem denominados de síncronos. Essa dependência impede, em WECS de velocidade variável, a utilização direta da energia proveniente desses geradores, tornando necessária a realização de um processamento eletrônico prévio a fim de adequá-la às cargas convencionais ou à interligação com a rede elétrica. Essa é a principal restrição à utilização dos geradores síncronos em WECS, já que tecnologicamente esse processamento eletrônico se torna tão mais complexo quanto maior é a potência a ser processada, e a operação com velocidade fixa é pouco eficiente.

Não obstante tudo isso, em aplicações eólicas de pequeno porte vem se destacando o gerador síncrono de ímã permanente (PMSG). Esse gerador não utiliza escovas e pode ser construído com elevado número de polos, dispensando o uso da caixa de engrenagens, implicando menores peso, volume e manutenção, bem como maiores eficiência e confiabilidade [9]-[10]. As principais desvantagens do PMSG são o elevado preço do material

magnético e a variação da tensão gerada com a carga. A Tabela 1.1 mostra um resumo da comparação entre o DFIG e o PMSG.

Tabela 1.1 – comparativo entre o DFIG e o PMSG.

	DFIG	PMSG
Vantagens	Geração em frequência fixa com velocidade angular variável; Apenas uma fração da potência nominal é processada eletronicamente.	Dispensa o uso de caixa de engrenagens; Menores peso, volume e manutenção; Maiores confiabilidade e eficiência; Sem excitação externa.
Desvantagens	Excitação externa; Caixa de engrenagens.	Material magnético caro; Variação da tensão com a carga; Toda a potência é processada eletronicamente.

1.2.3 Escopo do trabalho

Este trabalho relata o projeto e o desenvolvimento de um sistema eletrônico para interligação de um aerogerador de pequeno porte à rede elétrica convencional. O aerogerador no qual se baseia este trabalho consiste de uma turbina de eixo horizontal de três pás diretamente acoplada a um gerador síncrono de ímã permanente de fluxo axial, conhecido na literatura como gerador TORUS [11]-[13]. Esse aerogerador é fabricado pela empresa ENERSUD (www.enersud.com), está comercialmente disponível e é de fabricação 100% nacional. A ficha técnica do aerogerador é apresentada na Tabela 1.2.

Tabela 1.2 – ficha técnica do aerogerador utilizado.

Diâmetro da turbina	5,55 m
Potência de saída a 12m/s	6000 W
Número de pás	3
Material das Pás	Fibra de Vidro
Número de pólos	30
Velocidade de partida (vento)	2,2 m/s
Início da geração (velocidade do vento)	3,0 m/s
Velocidade rotação a 12m/s	240 rpm
Torque de partida	0,3 Nm
Faixa de amplitude da tensão gerada por fase	60 – 320 V
Controle de Velocidade	Active Stall
Proteção para altas velocidades de vento	Controle de Passo
Material magnético	Neodímio
Gerador Elétrico	PMSG de Fluxo axial (Torus)
Peso total	160 kg

Esse aerogerador utiliza um sistema de posicionamento horizontal através de leme, uma técnica simples e eficaz de manter a turbina alinhada em oposição com o fluxo do vento. A Fig. 1.5 ilustra a composição do aerogerador utilizado.

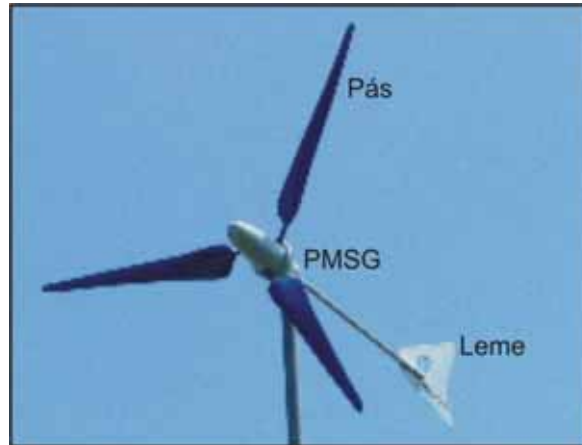


Fig. 1.5 – ilustração do aerogerador no qual o trabalho se baseia (Enersud).

As pás são conectadas ao eixo da turbina por intermédio de um sistema de molas que permite a variação do ângulo de *pitch*. Assim, com o aumento da força de arrasto a qual as pás estão submetidas, as molas cedem aumentando o ângulo de *pitch* e, conseqüentemente, reduzindo a eficiência aerodinâmica da turbina, implicando em uma menor taxa de conversão de potência eólica (P_v) em potência mecânica rotacional. A propósito, a potência P_v contida no vento varia cubicamente com a velocidade do vento, como mostra a Eq. 1.3, na qual ρ_a é a densidade do vento.

$$P_v = \frac{1}{2} \cdot \rho_a \cdot \pi \cdot r^2 \cdot u^3. \quad 1.3$$

Outra consequência importante do aumento do ângulo de *pitch* é o aumento da turbulência do vento na parte posterior das pás, aumentando o arrasto ao qual elas estão submetidas. Essa técnica de ajuste do ângulo de *pitch* é conhecida como *active stall* e se destina a evitar que o aerogerador seja submetido, durante condições anormais de velocidade do vento, a uma potência eólica mais elevada do que aquela que ele é capaz de processar, garantindo a integridade física da turbina e do gerador elétrico.

O coeficiente de potência da turbina do aerogerador utilizado pode ser bem aproximado pela Eq. 1.4 [14].

$$C_p(\lambda, \beta) = C_1 \cdot \left(\frac{C_2}{\lambda_i} - C_3 \cdot \beta - C_4 \right) \cdot e^{-\frac{C_5}{\lambda_i}} + C_6 \cdot \lambda. \quad 1.4$$

A variável λ_i depende do ângulo de *pitch* (β) e da relação de velocidade de ponta (λ), como mostra a Eq. 1.5 [14].

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08 \cdot \beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1}. \quad 1.5$$

Os valores dos coeficientes C_1 a C_6 da Eq. 1.4 dependem da construção aerodinâmica da turbina, mas valores típicos são dados na Tabela 1.3 [14].

Tabela 1.3 – valores típicos dos coeficientes C_1 a C_6 .

Coeficiente	Valor
C_1	0,5176
C_2	116
C_3	0,4
C_4	5
C_5	21
C_6	0,0068

1.3 Processamento da energia elétrica gerada

O objetivo desta seção é fazer uma revisão bibliográfica das topologias de sistemas eletrônicos já propostas que se enquadram no escopo deste trabalho. O aerogerador a ser utilizado já está definido, assim como o aproveitamento da energia elétrica gerada através da sua injeção na rede elétrica. Para que se possa obter a máxima eficiência na conversão eólio-elétrica, o aerogerador deve operar com velocidade variável. Como o aerogerador é constituído por um gerador síncrono, a amplitude e a frequência da tensão gerada também são variáveis.

Portanto, toda a energia fornecida pelo aerogerador deve ser condicionada antes de ser injetada na rede elétrica. Se realizado eletronicamente, esse processamento consiste em retificar a tensão gerada, formando um barramento fixo de tensão contínua (*link cc*) a partir do qual um inversor de tensão, conectado a rede elétrica através de indutores de interface, injeta a energia produzida na rede elétrica [2], como ilustra o diagrama de blocos da Fig. 1.6.

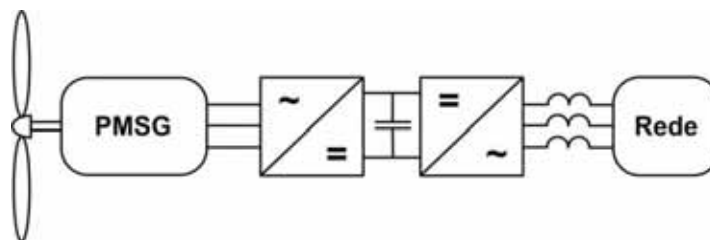


Fig. 1.6 – diagrama de blocos geral de um WECS de velocidade variável conectado à rede elétrica.

Do bloco retificador são exigidos dois importantes requisitos. O primeiro é a capacidade de adaptar o nível de tensão gerado ao nível de tensão do *link cc*, de tal forma que se possa manter esse valor regulado dentro de uma faixa de interesse. O segundo é que seja capaz de operar com um elevado fator de potência e com uma baixa distorção harmônica total (THD – *Total Harmonic Distortion*), emulando uma carga resistiva para o aerogerador, já que

as correntes e tensões harmônicas causam uma série de transtornos às máquinas elétricas, detalhadamente apresentados no capítulo 6 (em especial na seção 6.2) da IEEE *Standard 519-1992* [15], dentre os quais se destacam:

- Aumento do aquecimento, devido às perdas no aço e no cobre nas frequências harmônicas;
- Redução da eficiência;
- Prejuízo à produção de torque;
- Aumento da emissão de ruído audível;
- As componentes harmônicas tendem a causar oscilação mecânica;

Há duas formas de obter ambos os requisitos no estágio retificador [16]-[18]. A primeira é através da utilização de um retificador a diodo convencional com a inclusão de um estágio cc-cc entre ele e o *link cc*. Através de uma modulação adequada, o conversor cc-cc intermediário pode garantir o elevado fator de potência e a adaptação do nível de tensão gerado ao nível de tensão do *link cc*. O diagrama de blocos desse tipo de WECS é mostrado na Fig. 1.7.

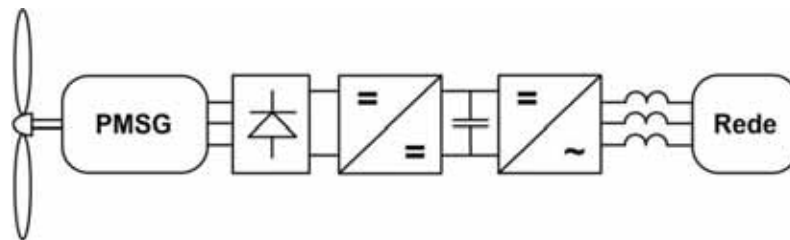


Fig. 1.7 – diagrama de blocos de um WECS com conversor cc-cc intermediário.

A segunda forma de obter um estágio retificador com os requisitos supramencionados é utilizar um retificador ativo, ou seja, um retificador a base de semicondutores controlados que permita a modulação da corrente drenada do aerogerador, o qual é ilustrado pela Fig. 1.8.

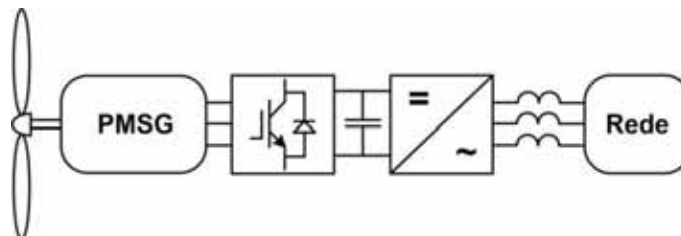


Fig. 1.8 – diagrama de blocos de um WECS com retificador PWM.

Quanto ao estágio inversor qualquer topologia pode ser utilizada, seja monofásica ou trifásica. Os critérios de escolha são o nível de potência a ser processada, a tensão do *link cc* e o valor eficaz da tensão da rede elétrica. A seguir, as principais topologias de processamento

de potência para WECS presentes na literatura, pertinentes ao escopo deste trabalho, são apresentadas [18].

1.3.1 WECS com conversor cc-cc intermediário

O WECS com conversor cc-cc intermediário mais usual é aquele que emprega um conversor *boost* entre o retificador e o *link cc* [19]-[23], como mostra a Fig. 1.9.

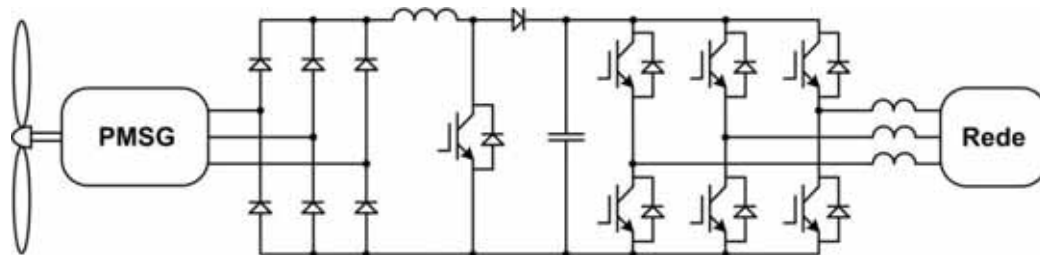


Fig. 1.9 – WECS com conversor *boost* no estágio de conversão cc-cc intermediário.

Nesse tipo de WECS o estágio retificador é composto por dois blocos: um retificador convencional e um pré-regulador do fator de potência. Embora qualquer conversor cc-cc com característica de fonte de corrente na entrada possa ser utilizado no bloco pré-regulador, a simplicidade de controle, o reduzido número de componentes e a predominante necessidade de elevação da tensão gerada fazem do conversor *boost* a principal escolha em sistemas voltados à interligação com a rede elétrica.

Nesse WECS a tensão do *link cc* deve ser superior ao máximo valor de pico da tensão gerada e o fluxo de potência é unidirecional. São três as principais limitações dessa estrutura: a capacidade de processamento de potência do estágio retificador, já que toda a potência processada circula pelo pré-regulador; a baixa eficiência, já que há três semicondutores de potência, operando em alta frequência, no caminho da corrente de cada fase; e os elevados esforços de corrente e emissão de interferência eletromagnética (EMI – *Electromagnetic Interference*), devidos à operação no modo de condução descontínua.

1.3.2 WECS com retificador PWM

A Fig. 1.10 mostra a principal topologia de WECS de velocidade variável [18].

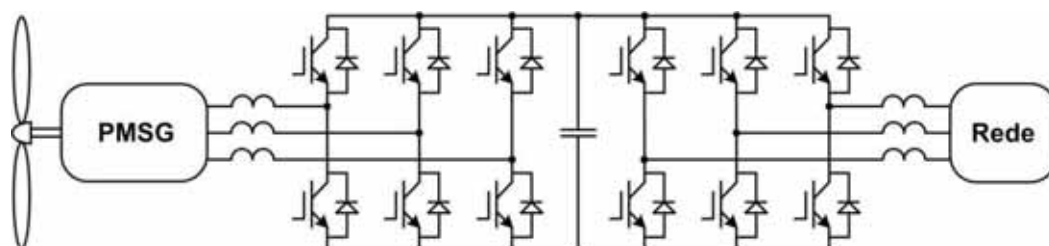


Fig. 1.10 – WECS com retificador PWM empregando o conversor *back-to-back* tradicional.

A topologia da Fig. 1.10 é constituída por um retificador e por um inversor totalmente controlados, frequentemente denominada na literatura de conversor *back-to-back* [24]-[25]. Essa é uma estrutura que permite o fluxo bidirecional de potência e o seu estágio retificador, assim como no WECS da Fig. 1.9, possui uma característica de elevador de tensão, exigindo também a utilização de um *link cc* com nível de tensão superior ao máximo valor de pico da tensão gerada.

No estágio retificador desse WECS, embora todos os interruptores operem em alta frequência, só há dois semicondutores no caminho da corrente de cada fase, elevando a eficiência do sistema. Como a potência processada é uniformemente distribuída entre os interruptores, essa topologia permite o processamento de níveis de potência maiores que os dos WECS com conversor cc-cc intermediário.

Além do custo decorrente do elevado número de semicondutores, o principal inconveniente do conversor *back-to-back* é a utilização de interruptores em série no estágio retificador, o que complica e encarece o seu circuito de acionamento, já que os interruptores superiores exigem um sinal de comando isolado da referência dos interruptores inferiores e curtos-circuitos de braço devem ser prevenidos.

Uma adaptação do circuito do conversor *back-to-back* proposta em [26], na qual apenas oito interruptores são utilizados, também é empregada em WECS [27], como mostra a Fig. 1.11.

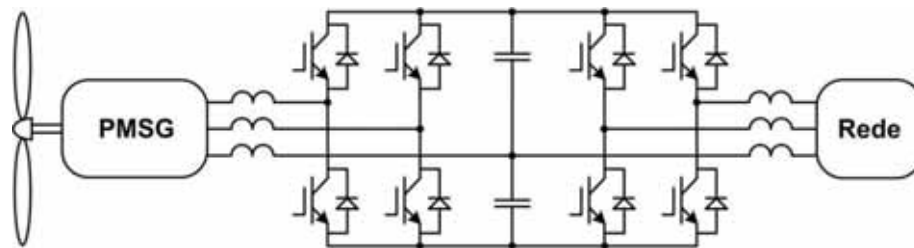


Fig. 1.11 – WECS ca-cc-ca empregando o conversor *back-to-back* de 8 interruptores.

Assim como o *back-to-back* tradicional, essa estrutura também é capaz de operar com fluxo bidirecional de potência, com elevado fator de potência em ambos os lados (gerador e rede elétrica) e permite a elevação do nível de tensão gerado ao nível de tensão do *link cc*, de tal forma que todos os semicondutores operam em alta frequência.

Comparando com o conversor *back-to-back* de 12 interruptores, a vantagem desse circuito é, tão somente, a redução do número de semicondutores utilizados. Em contrapartida, devido a tensão do *link cc* ser o dobro, os semicondutores utilizados devem possuir pelo menos o dobro da capacidade de tensão. Além disso, há apenas dois graus de liberdade na modulação, tanto do inversor como do retificador, o que impede a utilização de técnicas de

redução dos esforços de comutação dos interruptores através de sobremodulação (injeção de terceira harmônica). Há ainda outra desvantagem no conversor da Fig. 1.11, a manutenção do equilíbrio das tensões dos capacitores do *link cc* não é uma tarefa trivial, agravada ainda mais pelo baixo número de graus de liberdade da modulação, exigindo maior complexidade do sistema de controle.

Outra opção é a utilização de um retificador semicontrolado no estágio retificador, como mostra a Fig. 1.12 [28].

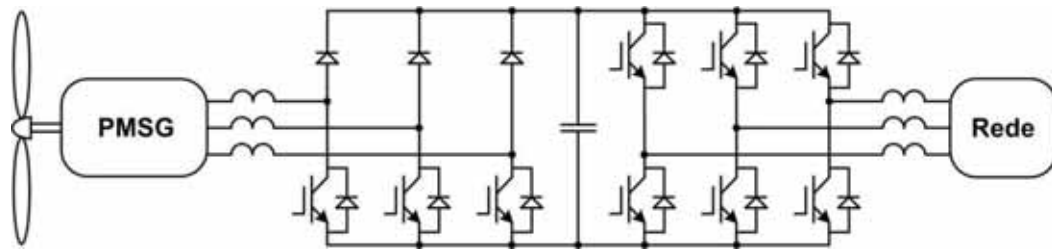


Fig. 1.12 – WECS ca-cc-ca empregando um retificador semicontrolado.

Ao contrário das demais estruturas apresentadas, o sistema da Fig. 1.12 não permite o fluxo bidirecional de potência, o que não é problemático em sistemas de processamento de energia eólica, já que o fluxo de potência sempre ocorre do aerogerador para a rede elétrica. Apesar de apresentar o mesmo número de semicondutores do conversor *back-to-back* clássico, a substituição dos interruptores superiores do estágio retificador por diodos simplifica os circuitos de controle e acionamento, assim como descarta a possibilidade de curtos-circuitos de braço nesse estágio.

Por outro lado, esse circuito só permite a modulação do semiciclo positivo das correntes drenadas do PMSG. Como consequência, há um considerável aumento do THD dessas correntes e, conseqüentemente, das tensões geradas, implicando os transtornos já citados ao PMSG.

1.3.3 WECS empregando conversores multinível

Há também a possibilidade de utilizar conversores multinível na implementação dos estágios retificador e inversor de um WECS [29]-[32]. No entanto, a utilização desse tipo de conversor está invariavelmente associada ao processamento de alta potência pois, através da utilização de semicondutores em série, permitem elevar substancialmente o nível de tensão do *link cc*, reduzindo a amplitude das correntes processadas. Não obstante a importância dos conversores multinível no cenário mundial de processamento de energia, esses conversores não são abordados neste trabalho, ficando como alternativa para trabalhos futuros na eventual migração do sistema para potências que justifiquem seu emprego.

1.4 Sistema proposto

O diagrama funcional da topologia proposta neste trabalho é mostrado na Fig. 1.13. A inovação desse sistema está na utilização de retificadores *bridgeless* [33]-[38] no estágio retificador do WECS. O processamento da potência oriunda do gerador é feito de forma individual em cada fase, de tal forma que três retificadores *bridgeless* monofásicos compõem um retificador trifásico PWM totalmente controlado que utiliza os seis fios do PMSG.

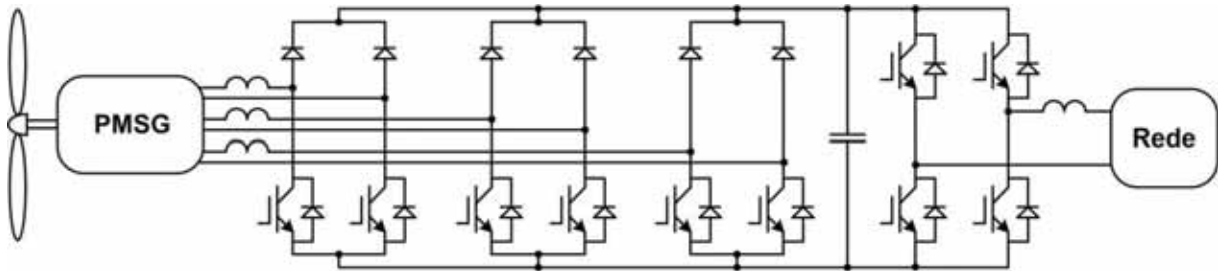


Fig. 1.13 – diagrama funcional do WECS proposto.

Esse retificador possui uma característica de elevador de tensão, permite a modulação das correntes drenadas do gerador em ambos os semiciclos e apresenta fluxo de potência unidirecional. O circuito de comando desse retificador é simples e barato, já que todos os interruptores estão conectados ao mesmo referencial e não há interruptores em série. Pode-se ainda utilizar um único sinal de comando para ambos os interruptores associados a cada fase, como será visto em detalhes no Capítulo 2, simplificando o circuito de controle. Além disso, só há dois semicondutores de potência no caminho da corrente de cada fase, o que eleva o rendimento da estrutura.

A principal desvantagem do estágio retificador proposto é o elevado número de semicondutores utilizados, o dobro do *back-to-back* convencional (Fig. 1.10) e o triplo do *back-to-back* com número reduzido de componentes (Fig. 1.11). Esse elevado número de semicondutores se justifica em aplicações nas quais a densidade de potência exigiria ou a utilização de semicondutores com elevada capacidade de processamento de potência ou a utilização de semicondutores em paralelo, pois a topologia proposta promove distribuição equânime da potência total processada entre todos os semicondutores, permitindo a utilização de semicondutores mais baratos e adiando a necessidade de paralelismo dos mesmos.

Como o valor de pico da tensão gerada não ultrapassa os 350V e a energia deve ser injetada em uma rede de $220V_{rms}$ de fase, optou-se pela utilização de um ponte completa monofásica no estágio inversor, pois assim é possível utilizar um *link cc* em torno de 400V e, conseqüentemente, taxas de elevação moderadas. Já um inversor trifásico necessitaria de um *link cc* de aproximadamente 800V, exigindo taxas de elevação elevadas, bem como a

utilização de semicondutores com maior capacidade de tensão, os quais apresentam um maior custo e um pior desempenho.

1.4.1 Controle do fluxo de potência

Como em todas as topologias de WECS apresentadas o estágio retificador apresenta característica de fonte de corrente na entrada e o estágio inversor apresenta característica de fonte de corrente na saída, é possível modelar o sistema como um todo através de duas fontes de corrente e um *link cc* intermediário, como ilustra a Fig. 1.14.

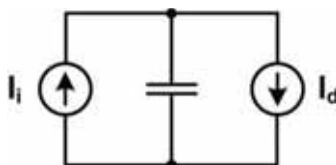


Fig. 1.14 – modelo elétrico simplificado de um WECS.

Portanto, a tensão do *link cc* depende do balanço das suas correntes de entrada (I_i) e de saída (I_d). Se mais corrente é injetada do que drenada do *link cc*, sua tensão sobe. Caso contrário, se mais corrente é drenada do que injetada no *link cc*, sua tensão cai. Para que o equilíbrio da tensão do *link cc* seja alcançado, os valores médios das correntes injetada (I_i) e drenada (I_d) do *link cc* devem ser equivalentes.

Através desse modelo e de sua dinâmica, pode-se perceber a importância da presença do *link cc* entre os estágios retificador e inversor, pois é ele que proporciona o desacoplamento entre esses dois estágios, permitindo que sejam controlados de forma independente, o que é essencial para que se possa maximizar a extração de energia do vento, como explanado na seção seguinte.

1.4.2 Otimização da extração de potência

A otimização da extração da potência eólica disponível em um WECS de velocidade variável é feita através da utilização de um rastreador do ponto de máxima potência (MPPT), atuando livremente a fim de determinar o valor de pico da corrente que deve ser drenada do gerador elétrico, ajustando seu conjugado elétrico e, conseqüentemente, a velocidade de rotação da turbina de vento, procurando manter a relação entre a velocidade de rotação da turbina de vento e a velocidade do vento o mais próxima possível do λ ótimo.

Assim, com a variação da velocidade do vento a corrente injetada no *link cc* também varia, implicando na variação da sua tensão. Cabe ao estágio inversor, por sua vez, transferir a energia extraída do vento, através do aerogerador e do retificador, para a rede elétrica. Essa

injeção é feita através do controle da corrente nos indutores que fazem a interface entre o inversor de tensão e a rede elétrica. A amplitude da corrente injetada na rede elétrica é determinada por uma malha de tensão responsável pelo controle da tensão do *link cc*, garantindo que ela permaneça dentro de uma faixa segura pré-estabelecida.

1.5 Considerações finais

Com a apresentação feita neste capítulo acerca de conceitos importantes concernentes à conversão de energia eólica em energia elétrica e à seu aproveitamento eficiente, está posto o ambiente propício à exposição do sistema de aproveitamento de energia eólica proposto neste trabalho, dando ensejo ao seu estudo e desenvolvimento nos capítulos seguintes.

Capítulo 2 – Estrutura de Potência do Estágio Retificador

2.1 Introdução

A estrutura eletrônica de processamento de potência proposta para composição do WECS objeto de estudo e desenvolvimento deste trabalho, foi apresentada na Fig. 1.13. O diferencial dessa estrutura está no estágio retificador, constituído por um retificador *bridgeless* trifásico, apresentado de forma mais detalhada na Fig. 2.1.

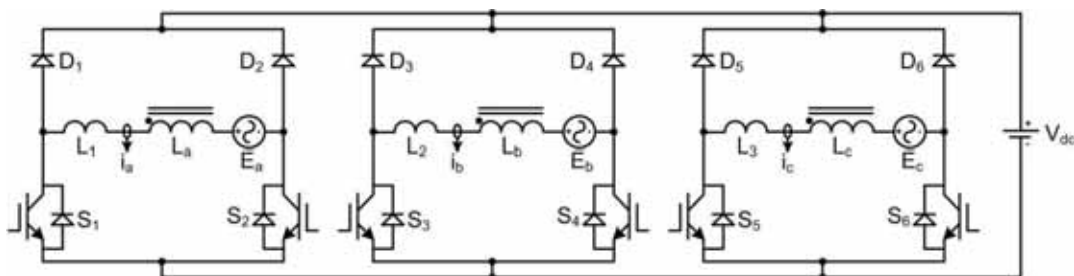


Fig. 2.1 – diagrama esquemático do retificador *bridgeless* trifásico.

Esse retificador é constituído por três conversores *bridgeless* monofásicos [33]-[38], cada um associado a uma fase do gerador elétrico do WECS, permitindo o processamento independente da potência de cada uma das fases. O conversor *bridgeless* monofásico associado à fase 'a' do aerogerador é mostrado separadamente na Fig. 2.2, na qual E_a , L_a , L_1 e V_{dc} são, respectivamente, a força eletromotriz, a indutância do enrolamento, o indutor *boost* da fase 'a' do retificador *bridgeless* e a tensão de saída, considerada constante.

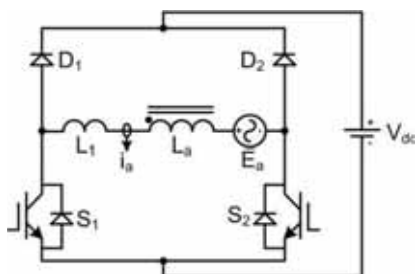


Fig. 2.2 – diagrama esquemático do conversor *bridgeless* monofásico associado à fase 'a'.

A principal vantagem do retificador *bridgeless* trifásico é, assim como no retificador trifásico dois níveis, a presença de apenas dois semicondutores no caminho da corrente em qualquer instante da operação, garantindo perdas menores que as do retificador trifásico tradicional com pré-regulador de fator de potência (Fig. 1.9), no qual há três semicondutores

no caminho da corrente. Além disso, não há interruptores controlados em série, descartando-se a possibilidade de curto-circuito de braço, e todos os interruptores estão na mesma referência, simplificado seu circuito de acionamento. Há ainda uma outra vantagem: para uma mesma tensão de barramento e uma mesma potência nominal, com o *bridgeless* trifásico a tensão de linha do gerador pode ser $\sqrt{3}$ vezes maior e, conseqüentemente, as correntes de linha $\sqrt{3}$ vezes menores que nas demais topologias apresentadas.

Em contrapartida, na sua versão trifásica, o retificador *bridgeless* apresenta um número de semicondutores maior do que as demais topologias de retificadores trifásicos presentes na literatura. Essa maior quantidade de semicondutores do retificador *bridgeless* trifásico se justifica em aplicações com elevada densidade de potência, pois a potência total processada é distribuída de forma equânime entre todos os semicondutores, permitindo a utilização de semicondutores mais baratos e postergando a necessidade de paralelismo dos mesmos.

2.2 Princípio de operação

A compreensão do princípio de operação do retificador *bridgeless* trifásico perpassa pelo princípio de operação do retificador *bridgeless* monofásico, o qual no modo de condução contínua (CCM – *Continuous Conduction Mode*) é composto por apenas quatro etapas, mostradas na Fig. 2.3.

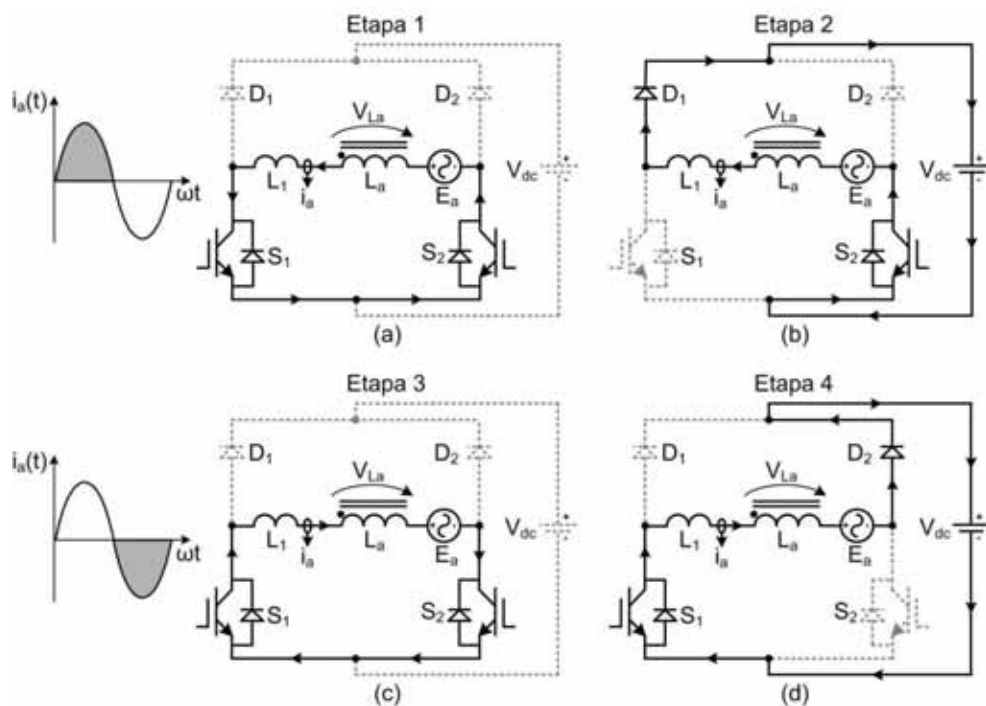


Fig. 2.3 – etapas de operação do conversor *bridgeless* monofásico em CCM.

A única diferença entre os três conversores *bridgeless* monofásicos que compõem o retificador *bridgeless* trifásico é a defasagem entre as tensões e correntes processadas por cada um deles, as quais são deslocadas de 120 graus elétricos entre si. De acordo com a Fig. 2.3, o estado topológico do retificador *bridgeless* monofásico depende do estado dos interruptores (S_1 e S_2) e da polaridade da sua tensão de entrada ($E_a - V_{La}$).

Durante o semiciclo positivo da sua tensão de entrada o retificador se encontra invariavelmente ou na Etapa 1 ou na Etapa 2 de operação, dependendo do estado do interruptor S_1 . Analogamente, durante o semiciclo negativo da sua tensão de entrada, o retificador opera sempre nas Etapas 3 ou 4, dependendo do estado do interruptor S_2 . A seguir é feita a descrição detalhada de cada uma das etapas de operação apresentadas na Fig. 2.3.

2.2.1 Etapa de operação 1

Durante esta etapa de operação, a tensão de entrada do retificador *bridgeless* encontra-se no semiciclo positivo e ambos os interruptores (S_1 e S_2) encontram-se conduzindo, aplicando a tensão de entrada ($E_a - V_{La}$) sobre o indutor L_1 e a tensão de saída (V_{dc}) sobre os diodos D_1 e D_2 , polarizando-os reversamente. Durante esta etapa, o indutor L_1 armazena energia e, conseqüentemente, uma corrente com derivada positiva é estabelecida através dele, do interruptor S_1 e do diodo em antiparalelo do interruptor S_2 . Esta etapa perdura até que o interruptor S_1 seja comandado a bloquear, quando então o retificador *bridgeless* monofásico passa ao estágio topológico da Etapa 2.

2.2.2 Etapa de operação 2

Com o bloqueio do interruptor S_1 , a tensão de saída V_{dc} deixa de ser aplicada ao diodo D_1 , permitindo que a corrente, a qual não pode mais fluir por S_1 , passe a circular por D_1 . Assim, a tensão aplicada ao indutor *boost* L_1 passa a ser a diferença entre a tensão de entrada do retificador ($E_a - V_{La}$) e a tensão de saída V_{dc} . Como em qualquer retificador *boost*, a tensão de saída é maior que o valor de pico máximo da tensão de entrada, garantindo que durante esta etapa o indutor *boost* transfira energia para a saída, levando a corrente que atravessa L_1 a assumir uma derivada negativa.

2.2.3 Etapa de operação 3

Como pode ser observado na Fig. 2.3, esta etapa é análoga à Etapa 1, mas com circulação da corrente em sentido contrário. A tensão de entrada do retificador está no semiciclo negativo e ambos os interruptores (S_1 e S_2) encontram-se conduzindo, aplicando a

tensão de entrada ($E_a - V_{La}$) sobre indutor L_1 e a tensão de saída (V_{dc}) sobre os diodos D_1 e D_2 , polarizando-os reversamente. Portanto, o indutor L_1 armazena energia e, conseqüentemente, uma corrente com derivada negativa é estabelecida através dele, do interruptor S_2 e do diodo em antiparalelo do interruptor S_1 , ou seja, em sentido contrário ao da Etapa 1. O bloqueio do interruptor S_2 leva à transição desta etapa para a Etapa 4.

2.2.4 Etapa de operação 4

Essa etapa, por sua vez, é análoga à Etapa 2. Assim, com o bloqueio do interruptor S_2 , a tensão de saída V_{dc} deixa de ser aplicada sobre o diodo D_2 , permitindo que a corrente que circulava por S_2 passe a circular através de D_2 . Como a tensão de saída V_{dc} é superior ao máximo valor de pico da tensão de entrada do retificador, ocorre a transferência de energia do indutor L_1 para a saída, levando sua corrente a assumir uma derivada positiva.

2.3 Comando dos interruptores

Há duas maneiras de comandar os interruptores do retificador *bridgeless* monofásico [34] a fim de alternar sua operação entre as etapas 1 e 2 (Fig. 2.3.a e Fig. 2.3.b, respectivamente), durante o semiciclo positivo da tensão de entrada, ou entre as etapas 3 e 4 (Fig. 2.3.c e Fig. 2.3.d, respectivamente), durante o semiciclo negativo da tensão de entrada, as quais são apresentadas a seguir.

2.3.1 Comando simétrico

No comando simétrico, os interruptores do retificador *bridgeless* monofásico recebem, ambos, o mesmo sinal de comando. Isso é possível porque durante o semiciclo positivo toda a corrente do indutor *boost* L_1 circula pelo diodo em antiparalelo do interruptor S_2 , de tal forma que, durante o semiciclo positivo da tensão de entrada, o estado do interruptor S_2 não interfere na operação do retificador.

O mesmo ocorre durante o semiciclo negativo da tensão de entrada do retificador, ou seja, como durante esse semiciclo toda a corrente do indutor *boost* L_1 circula pelo diodo em antiparalelo do interruptor S_1 , durante o semiciclo negativo da tensão de entrada o estado de S_1 não interfere na operação do retificador.

2.3.2 Comando assimétrico

Já no comando assimétrico, os interruptores S_1 e S_2 recebem sinais de comando diferentes. Durante o semiciclo positivo da tensão de entrada do retificador, o interruptor S_2 é mantido conduzindo enquanto o interruptor S_1 é comutado a fim de modular a corrente no

indutor *boost* L_1 . Já durante o semiciclo negativo da tensão de entrada do retificador, o interruptor S_1 é mantido conduzindo enquanto o interruptor S_2 é comutado a fim de modular a corrente no indutor *boost* L_1 .

A vantagem do comando assimétrico é a possibilidade da redução das perdas por condução quando se utiliza MOSFETs. Isso porque essa tecnologia de interruptor permite que a corrente circule reversamente pelo próprio corpo do interruptor e não pelo seu diodo em antiparalelo [34]. A desvantagem é o aumento da complexidade dos circuitos de controle e comando do retificador.

2.3.3 Comando utilizado

Como a redução das perdas por condução proporcionada pelo comando assimétrico é muito pequena e a tecnologia dos IGBTs apresenta melhor desempenho em aplicações de elevada tensão e alta frequência (até 150kHz) do que a tecnologia dos MOSFETs, bem como diodos em antiparalelo de melhor qualidade, optou-se por utilizar neste trabalho o comando simétrico dos interruptores do retificador *bridgeless*.

2.4 Operação com elevado fator de potência

Como já explanado no Capítulo 1, a boa utilização do gerador elétrico conectado à entrada do WECS exige sua operação com elevado fator de potência, ou seja, que a corrente drenada pelo estágio retificador possua a mesma forma da tensão gerada e esteja em fase com ela. Para compreender como isso é possível, o diagrama esquemático do conversor *bridgeless* na sua versão monofásica é rerepresentado na Fig. 2.4 simplificado e de forma a evidenciar o princípio físico de imposição da corrente através do indutor *boost* L .

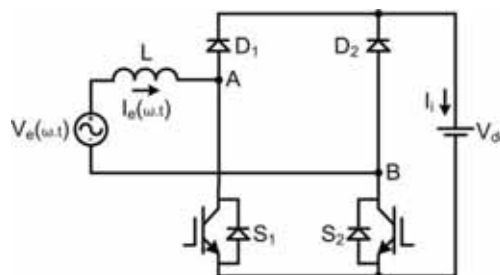


Fig. 2.4 – rearranjo do diagrama esquemático do conversor *bridgeless* monofásico.

A tensão entre os pontos A e B (V_{AB}) é determinada pelo sinal modulador utilizado na geração dos pulsos de acionamento dos interruptores S_1 e S_2 , de tal forma que a tensão V_{AB} é composta por duas componentes: uma componente chaveada na frequência de comutação e uma componente fundamental $V_b(\omega t)$.

Portanto, o conversor *bridgeless* nada mais é do que uma fonte de tensão controlada, cujo controle é feito através da razão cíclica de operação dos interruptores S_1 e S_2 . Assim, através desse conceito, substituindo os diodos D_1 e D_2 , os interruptores S_1 e S_2 , e a fonte de tensão de saída V_{dc} da Fig. 2.4 por uma fonte de tensão controlada, chega-se ao modelo reduzido do conversor *bridgeless* monofásico mostrado na Fig. 2.5,

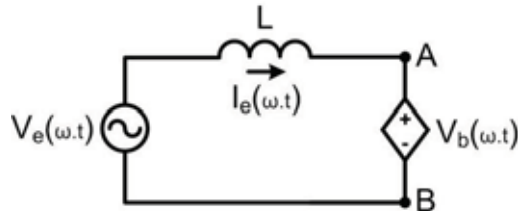


Fig. 2.5 – modelo reduzido do conversor *bridgeless* como uma fonte de tensão controlada.

Seja a tensão de entrada do conversor *bridgeless* $V_e(\omega t)$ definida segundo a Eq. 2.1.

$$V_e(\omega \cdot t) = V_{epk} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t). \quad 2.1$$

Para que a operação com elevado fator de potência ocorra, a corrente através do indutor *boost* $I_e(\omega t)$ deve seguir a forma dada pela Eq. 2.2.

$$I_e(\omega \cdot t) = I_{epk} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t). \quad 2.2$$

Da relação entre tensão e corrente em um indutor, pode-se afirmar que a tensão $V_L(\omega t)$ sobre o indutor *boost* é dada pela Eq. 2.3.

$$V_L(\omega \cdot t) = L \cdot \omega \cdot I_{epk} \cdot \cos(\omega \cdot t). \quad 2.3$$

Por outro lado, a partir do modelo da Fig. 2.5, a tensão $V_L(\omega t)$ também é dada pela diferença entre a tensão de entrada $V_e(\omega t)$ e a componente fundamental da tensão V_{AB} ($V_b(\omega t)$), como mostra a Eq. 2.4.

$$V_L(\omega \cdot t) = V_e(\omega \cdot t) - V_b(\omega \cdot t) \quad 2.4$$

Substituindo as Eqs. 2.1 e 2.3 na Eq. 2.4 e isolando $V_b(\omega t)$ chega-se a Eq. 2.5.

$$V_b(\omega \cdot t) = V_{epk} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) - L \cdot \omega \cdot I_{epk} \cdot \cos(\omega \cdot t). \quad 2.5$$

A Eq. 2.5 estabelece a tensão $V_b(\omega t)$ necessária para que seja imposta a corrente $I_e(\omega t)$ desejada, garantindo a operação com elevado fator de potência. Pode-se reescrever a Eq. 2.5 em uma forma puramente senoidal, como mostra a Eq. 2.6.

$$V_b(\omega \cdot t) = V_{bpk} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \varphi). \quad 2.6$$

Na qual:

$$V_{bpk} = \sqrt{V_{epk}^2 + (L \cdot \omega \cdot I_{epk})^2}. \quad 2.7$$

$$\varphi = \text{tg}^{-1} \left(-\frac{L \cdot \omega \cdot I_{epk}}{V_{epk}} \right). \quad 2.8$$

Fazendo a consideração dada pela Eq. 2.9.

$$V_{epk}^2 \gg (L \cdot \omega \cdot I_{epk})^2 \quad 2.9$$

Pode-se afirmar que:

$$V_b(\omega \cdot t) \cong V_{epk} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \varphi). \quad 2.10$$

Segundo a Eq. 2.10, para que o conversor *bridgeless* opere com elevado fator de potência é suficiente que a componente fundamental de V_{AB} seja semelhante à tensão de entrada $V_e(\omega t)$, porém defasada em φ dela. Conclui-se, ainda, que é a defasagem φ que determina a amplitude de $I_e(\omega t)$, como mostra a Eq. 2.11, obtida a partir da Eq. 2.8.

$$I_{epk} = -\frac{V_{epk}}{L \cdot \omega} \cdot \text{tg}(\varphi) \quad 2.11$$

Segundo a Eq. 2.11 a defasagem φ permite controlar não apenas a intensidade de $I_e(\omega t)$, como também seu sentido de circulação, permitindo controlar completamente o fluxo de potência, desde que a topologia utilizada para implementar a fonte controlada o permita, o que não é caso do conversor *bridgeless*.

2.5 Formas de onda de tensão e corrente

Seja D a razão cíclica de operação de um interruptor, definida como a relação entre o seu tempo de condução (t_{on}) e o seu período de comutação (T_s), dada pela Eq. 2.12. Analogamente, a razão cíclica complementar é dada pela Eq. 2.13.

$$D = \frac{t_{on}}{T_s}. \quad 2.12$$

$$D' = 1 - D. \quad 2.13$$

De acordo com o princípio de operação do conversor *bridgeless*, apresentado na seção 2.2, conclui-se que o valor médio de V_{AB} em cada intervalo de comutação é dado pela Eq. 2.14.

$$\overline{V_{AB}} = V_{dc} \cdot D'. \quad 2.14$$

Naturalmente, para que a componente fundamental de V_{AB} seja $V_b(\omega t)$, têm-se que em cada intervalo de comutação:

$$\overline{V_{AB}} = V_b(\omega \cdot t). \quad 2.15$$

Pela substituição das Eqs. 2.10 e 2.15 na Eq. 2.14, chega-se a Eq. 2.16.

$$D'(\omega \cdot t) = \frac{V_{epk}}{V_{dc}} \cdot |\text{sen}(\omega \cdot t + \varphi)|. \quad 2.16$$

Substituindo a Eq. 2.13 na Eq. 2.16, conclui-se que:

$$D(\omega \cdot t) = 1 - \frac{V_{epk}}{V_{dc}} \cdot |\text{sen}(\omega \cdot t + \varphi)|. \quad 2.17$$

A Eq. 2.17 apresenta o padrão de comportamento da razão cíclica de operação dos interruptores do conversor *bridgeless* para que a componente fundamental de V_{AB} seja $V_b(\omega t)$ e, conseqüentemente, o estágio retificador opere com elevado fator de potência. A Fig. 2.6 ilustra graficamente a Eq. 2.17.

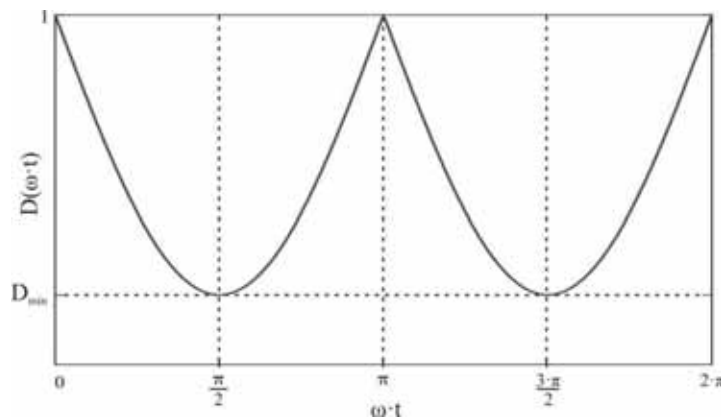


Fig. 2.6 – representação gráfica da Eq. 2.16.

Da Eq. 2.16 pode-se concluir que a razão cíclica é mínima quando $\omega \cdot t = \pi/2$ ou $\omega \cdot t = 3 \cdot \pi/2$, ou seja, a razão cíclica mínima é dada pela Eq. 2.18.

$$D_{\min} = 1 - \frac{V_{epk}}{V_{dc}}. \quad 2.18$$

Ainda de acordo com a Eq. 2.16, a razão cíclica máxima (D_{\max}) de operação, por sua vez, é unitária. Conhecidas a operação, apresentada na seção 2.2, e a variação da razão cíclica do retificador *bridgeless* com elevado fator de potência, dada pela Eq. 2.16, é possível esboçar

suas principais formas de onda de corrente e de tensão, mostradas na Fig. 2.7 e na Fig. 2.8, respectivamente. Na Fig. 2.7, V_{GS} e I_S são o sinal de comando e a corrente dos interruptores, I_D a corrente através dos diodos *boost* e I_i a corrente de saída.

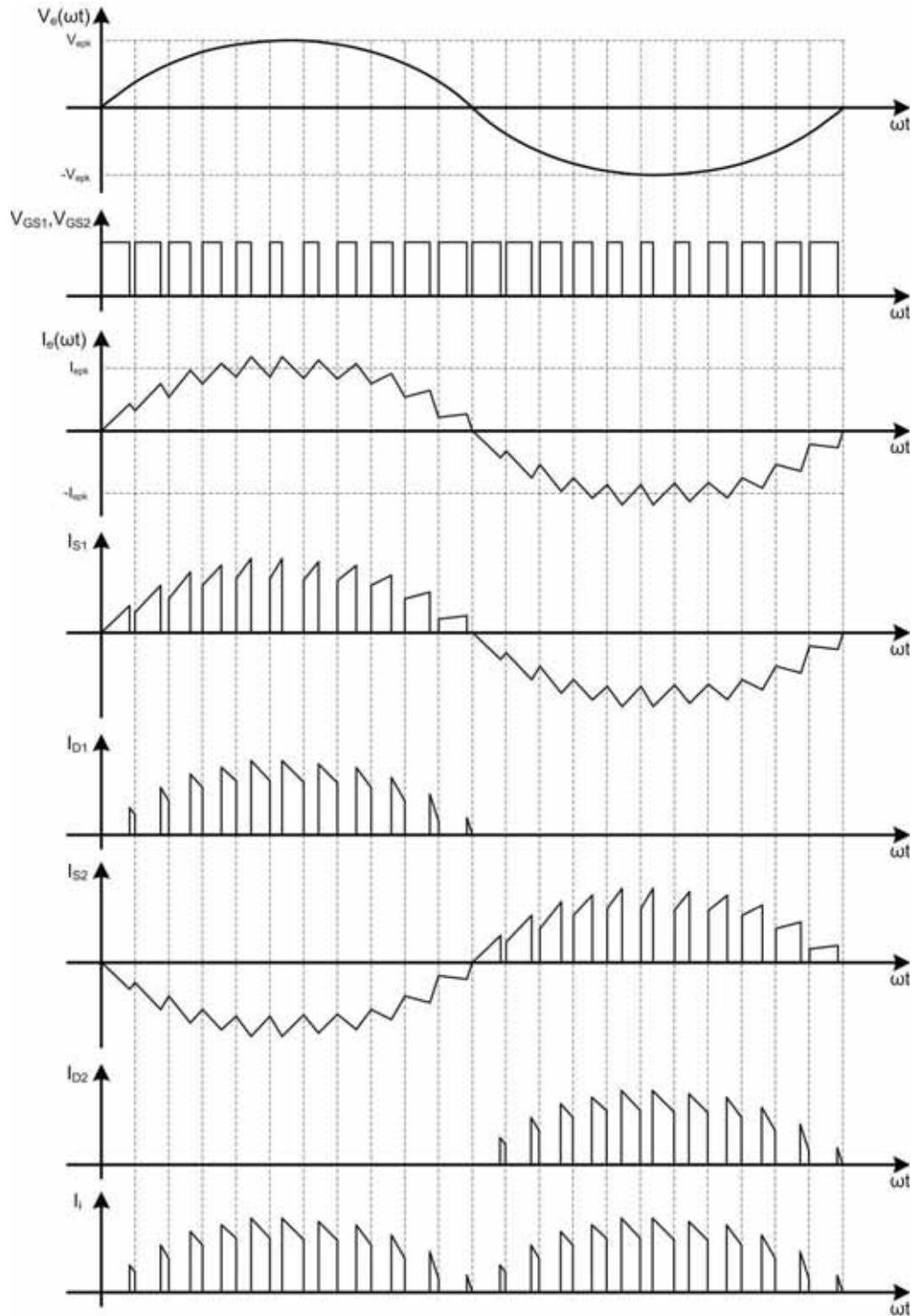


Fig. 2.7 – esboço das principais formas de onda de corrente associadas à operação do retificador *Bridgeless* monofásico.

Na Fig. 2.8, V_S é a tensão sobre os interruptores, V_D a tensão reversa sobre os diodos e V_{AB} a tensão entre os nós A e B da Fig. 2.4.

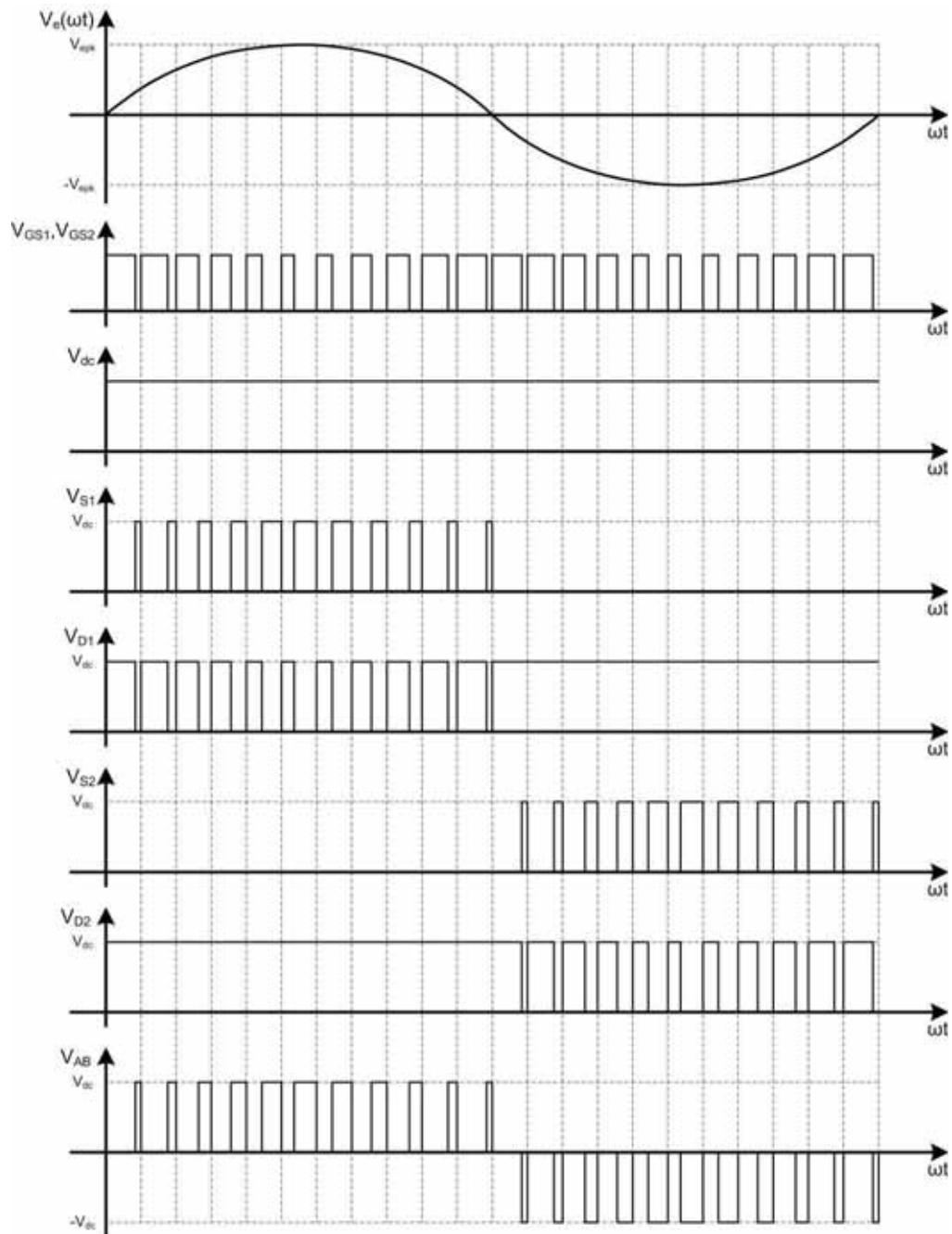


Fig. 2.8 – esboço das principais formas de onda de tensão associadas à operação do retificador *Bridgeless* monofásico.

Na sua versão trifásica, a corrente de saída do retificador *bridgeless* é composta por três correntes com a mesma forma de onda da corrente I_i da Fig. 2.7, só que defasadas de 120 graus elétricos entre si, o que eleva o valor médio da corrente de saída do retificador e reduz a flutuação de potência em baixa frequência, a qual passa a ocorrer em 360 Hz, quando comparada a sua versão monofásica.

2.6 Esforços de tensão e corrente

A partir da descrição da operação do retificador *bridgeless* monofásico, feita na seção 2.2, e dos esboços das suas formas de onda de corrente e tensão apresentados na seção 2.5, a seguir são deduzidas as equações necessárias ao cálculo dos esforços de tensão e corrente nos semicondutores do retificador *bridgeless* trifásico, da indutância dos indutores *boost* e da capacitância do banco de capacitores do *link cc*.

Todos os semicondutores do retificador *bridgeless* trifásico estão submetidos ao mesmo esforço de tensão, cujo valor máximo é a própria tensão do *link cc*, como apresenta a Eq. 2.19, na qual o índice ‘S’ indica o esforço de tensão sobre os interruptores e o índice ‘D’ indica o esforço de tensão sobre os diodos.

$$V_{S\max} = V_{D\max} = V_{dc}. \quad 2.19$$

O valor de pico, desprezando a ondulação em alta frequência, da corrente em cada uma das fases do aerogerador é dado pela Eq. 2.20, na qual P_i é a potência de saída do retificador *bridgeless* trifásico e η_r é seu rendimento.

$$I_{epk} = \sqrt{2} \cdot \frac{P_i}{3 \cdot \eta_r \cdot V_e}. \quad 2.20$$

Aplicando a definição do valor médio aos semiciclos negativos das formas de onda I_{S1} e I_{S2} da Fig. 2.7, chega-se ao valor médio da corrente que circula através dos diodos em antiparalelo dos interruptores do retificador *bridgeless* trifásico (I_{SRavg}), dado pela Eq. 2.21.

$$I_{SRavg} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} I_{epk} \cdot \sin(\omega \cdot t) d(\omega \cdot t).$$

$$I_{SRavg} = \frac{I_{epk}}{\pi}. \quad 2.21$$

Analogamente, aplicando a definição do valor eficaz aos semiciclos negativos das formas de onda I_{S1} e I_{S2} da Fig. 2.7, chega-se ao valor eficaz da corrente que circula através dos diodos em antiparalelo dos interruptores do retificador *bridgeless* trifásico (I_{SRrms}), dado pela Eq. 2.22.

$$I_{SRrms} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} (I_{epk} \cdot \sin(\omega \cdot t))^2 d(\omega \cdot t)}.$$

$$I_{SRrms} = \frac{I_{epk}}{2}. \quad 2.22$$

Como a corrente de entrada circula nos diodos *boost* ($D_{1,\dots,6}$) do retificador *bridgeless* somente durante os intervalos nos quais seus respectivos interruptores se encontram bloqueados, o seu valor médio (I_{Davg}) é dado pela Eq. 2.23.

$$I_{Davg} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} [I_{epk} \cdot \sin(\omega \cdot t)] \cdot [1 - D(\omega \cdot t)] d(\omega \cdot t). \quad 2.23$$

Substituindo a Eq. 2.16 na Eq. 2.23, chega-se à expressão simplificada de I_{Davg} , dada pela Eq. 2.24.

$$I_{Davg} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} [I_{epk} \cdot \sin(\omega \cdot t)] \cdot \left[\frac{V_{epk}}{V_{dc}} \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi) \right] d(\omega \cdot t). \quad 2.24$$

$$I_{Davg} = \frac{I_{epk} \cdot V_{epk}}{4 \cdot V_{dc}}.$$

Analogamente, o valor eficaz da corrente que circula nos diodos *boost* do retificador *bridgeless* é dado pela 2.25.

$$I_{Drms} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} [I_{epk} \cdot \sin(\omega \cdot t)]^2 \cdot \left[\frac{V_{epk}}{V_{dc}} \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi) \right] d(\omega \cdot t)}. \quad 2.25$$

$$I_{Drms} = I_{epk} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot V_{epk}}{3 \cdot \pi \cdot V_{dc}}}.$$

Durante um semiciclo, toda a corrente de entrada circula reversamente por um dos interruptores e divide-se, de forma complementar, entre o outro interruptor e seu respectivo diodo *boost*. Como os valores médio e eficaz tanto da corrente através dos diodos em antiparalelo dos interruptores como de seus respectivos diodos *boost* já são conhecidos (Eqs. 2.21 a 2.25), pode-se calcular os valores médio e eficaz da corrente direta que circula pelos interruptores através deles, como mostram a Eq. 2.26 e a Eq. 2.27, respectivamente.

$$I_{Savg} = I_{SRavg} - I_{Davg} = I_{epk} \cdot \left(\frac{1}{\pi} - \frac{V_{epk}}{4 \cdot V_{dc}} \right). \quad 2.26$$

$$I_{Srms} = \sqrt{I_{SRrms}^2 - I_{Drms}^2} = I_{epk} \cdot \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{2 \cdot V_{epk}}{3 \cdot \pi \cdot V_{dc}}}. \quad 2.27$$

A indutância L_e dos indutores *boost* ($L_{1,2,3}$) do retificador *bridgeless* trifásico pode ser calculada diretamente através da equação de tensão do indutor, usando para tanto as

condições de contorno do pior caso, que ocorre no pico da senoide da corrente de entrada, como mostra a Eq. 2.28, na qual Δi_e é a especificação de ondulação máxima da corrente de entrada e f_{sr} é a frequência de comutação dos interruptores.

$$L_e = \frac{D_{\min} \cdot V_{epk}}{\Delta i_e \cdot I_{epk} \cdot f_{sr}}. \quad 2.28$$

A capacitância C_{dc} do *link cc*, por sua vez, pode ser calculada diretamente através da equação de corrente do capacitor, usando para tanto uma especificação de tempo (Δt_i) durante o qual o *link cc* deve ser capaz de fornecer potência nominal (P_i) sofrendo o afundamento de tensão máximo especificado (Δv_{dc}), como mostra Eq. 2.29.

$$C_{dc} = \frac{P_i \cdot \Delta t_i}{\Delta v_{dc} \cdot V_{dc}^2}. \quad 2.29$$

Além disso, é importante que o banco de capacitores que forma o *link cc* seja capaz de suportar o valor eficaz da componente alternada da corrente que circula por ele. A Fig. 2.9 apresenta de forma simplificada o fluxo de potência no *link cc*.

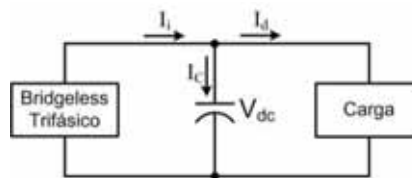


Fig. 2.9 – diagrama de blocos do fluxo de potência no *link cc*.

O valor médio da corrente de saída do retificador *bridgeless* trifásico (I_I) é dado pela Eq. 2.30.

$$I_{iavg} = 6 \cdot I_{Davg} = \frac{3 \cdot I_{epk} \cdot V_{epk}}{2 \cdot V_{dc}}. \quad 2.30$$

Já o valor eficaz da corrente de saída do retificador *bridgeless* trifásico pode ser calculado de forma bem aproximada a partir da Eq. 2.31.

$$I_{irms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left[I_{epk} \cdot \sin(\omega \cdot t) + I_{epk} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + I_{epk} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{4 \cdot \pi}{3}\right) \right]^2 \cdot \left[\frac{V_{epk}}{V_{dc}} \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi) \right] d(\omega \cdot t)}. \quad 2.31$$

$$I_{irms} = I_{epk} \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \frac{V_{epk}}{V_{dc}} \cdot 7,33}.$$

Como o valor eficaz de I_i é a raiz quadrada da soma quadrática dos valores eficazes das suas componentes alternada e contínua, e o valor eficaz de um sinal contínuo equivale a seu valor médio, o valor eficaz da componente alternada da corrente de saída do retificador *bridgeless* trifásico, no regime permanente, pode ser bem aproximado pela Eq. 2.32.

$$I_{iACrms} = \sqrt{I_{irms}^2 - I_{iavg}^2}.$$

$$I_{iACrms} = I_{epk} \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \frac{V_{epk}}{V_{dc}} \cdot 7,33 - \left(\frac{3}{2} \cdot \frac{V_{epk}}{V_{dc}}\right)^2}. \quad 2.32$$

O valor eficaz da corrente que circula pelo *link cc*, portanto, pode ser calculado pela diferença entre a I_{iACrms} e a o valor eficaz da componente alternada da corrente drenada dele. Este último, naturalmente, depende da carga. As equações determinadas nesta seção são oportunamente utilizadas na comparação de perdas entre o retificador *bridgeless* trifásico e o retificador dois níveis realizada no Capítulo 5, bem como no projeto do protótipo utilizado na obtenção dos resultados experimentais apresentados no Capítulo 6.

2.7 Ruído de modo comum

O retificador *bridgeless* apresenta um inconveniente intrínseco à sua estrutura: uma elevada interferência eletromagnética (EMI – *Electromagnetic Interference*) de modo comum [37]-[39]. Isso se deve à variação do potencial entre o terminal negativo da fonte de entrada e a referência do circuito de potência, durante o semiciclo negativo da tensão de entrada. Assim, tomando como referência a Fig. 2.4, quando o interruptor S_2 está conduzindo, o terminal negativo da fonte de tensão de entrada está conectado ao potencial negativo do *link cc*. Quando S_2 está bloqueada, o terminal negativo da fonte de tensão de entrada está conectado ao potencial positivo do *link cc*.

Naturalmente, essa variação do potencial do terminal negativo da fonte de tensão de entrada ocorre na frequência de comutação de S_2 , proporcionando a circulação de ruído através das capacitâncias parasitas localizadas entre o terminal negativo da fonte de tensão de entrada e o terminal negativo do *link cc*.

O principal prejuízo causado pelo ruído de modo comum é a interferência em equipamentos que estejam conectados à mesma fonte de alimentação. Naturalmente, isso não ocorre no sistema objeto de estudo e desenvolvimento desse trabalho, já que o conjunto aerogerador-retificador é desacoplado do restante do sistema através do *link cc*. Portanto, neste trabalho, o ruído de modo comum do retificador *bridgeless* trifásico é desconsiderado.

2.8 Considerações finais

Este capítulo foi inteiramente dedicado à apresentação e análise da estrutura de potência do retificador *bridgeless* trifásico (Fig. 2.1) que compõe o WECS objeto de estudo e desenvolvimento deste trabalho (Fig. 1.13). A fim de compreender a operação da versão trifásica do retificador *bridgeless*, a operação da sua versão monofásica (Fig. 2.2) é detalhadamente apresentada na seção 2.2, etapa por etapa (Fig. 2.3). Em seguida, os dois modos de comando dos interruptores do retificador *bridgeless* são apresentados na seção 2.3.

Na seção 2.4, partindo do pressuposto da operação do conversor *bridgeless* com elevado fator de potência, é demonstrado seu princípio físico de operação. Na seção 2.5, com base nos resultados da seção anterior, é demonstrada a equação da razão cíclica de operação dos interruptores do estágio retificador (Eq. 2.17) e são traçados os esboços das principais formas de onda de tensão e corrente nos dispositivos semicondutores do retificador (Fig. 2.7 e Fig. 2.8, respectivamente).

A partir desses esboços, na seção 2.6, são deduzidas as equações dos esforços de tensão e corrente nos semicondutores do conversor *bridgeless*, as equações de cálculo da indutância dos indutores *boost* de entrada e da capacitância do *link cc*, bem como a aproximação do valor eficaz da componente alternada da corrente de saída do retificador *bridgeless* trifásico. Finalmente, a título de informação, é abordado o problema de elevado ruído de modo comum do retificador *bridgeless* na seção 2.7.

Com tudo isso, é estabelecido o sedimento teórico necessário sobre o retificador *bridgeless* trifásico proposto neste trabalho, necessário ao adequado projeto do WECS proposto neste trabalho. Esses resultados são também utilizados na comparação de perdas entre o retificador *bridgeless* trifásico e o retificador dois níveis realizada no Capítulo 5, bem como no projeto do protótipo utilizado na obtenção dos resultados experimentais apresentados no Capítulo 6.

No capítulo que se segue, são apresentadas as técnicas de controle aplicáveis a esse retificador que representam o estado-da-arte no controle de retificadores ativos com elevado fator de potência.

Capítulo 3 – Controle do Estágio Retificador

3.1 Introdução

No Capítulo 2 foi apresentado detalhadamente o retificador *bridgeless* trifásico (Fig. 2.1) utilizado no estágio retificador do WECS proposto neste trabalho (Fig. 1.13). Ainda no 0, durante a fase de definição da estrutura do WECS (seção 1.3), dois importantes requisitos do estágio retificador foram enumerados: a capacidade de elevar o nível de tensão de entrada ao nível de tensão da saída (*link cc*) e a capacidade de operar com elevado fator de potência.

Como demonstrado no Capítulo 2, a elevação da tensão de entrada ocorre naturalmente, pelo próprio princípio de operação do retificador *bridgeless*. Já a operação com elevado fator de potência depende da utilização de uma técnica de controle adequada, ou seja, uma técnica de controle que gere sinais de comando para os interruptores do retificador *bridgeless* a fim de obter nos enrolamentos do gerador correntes com as mesmas forma e fase das tensões geradas, emulando-se assim uma carga resistiva para o gerador.

Neste capítulo é apresentada uma visão geral das técnicas de controle de retificadores ativos com elevado fator de potência, dando-se ênfase àquela que representa o estado da arte e cujas principais técnicas são analisadas, formalizadas e convergidas em uma terceira técnica inédita.

3.2 Controle para operação com elevado fator de potência

Há várias técnicas que permitem obter elevado fator de potência na entrada de um retificador. A grosso modo, essas técnicas podem ser divididas em técnicas passivas ou ativas. As técnicas passivas consistem na utilização de filtros passivos, a base de capacitores e/ou indutores, entre a fonte de entrada e o retificador a fim de reduzir a circulação de componentes harmônicas através da fonte de entrada. Outra alternativa de correção passiva consiste na utilização de retificadores de múltiplos pulsos através da conexão especial de transformadores. No entanto, essas estruturas implicam elevados peso e volume para desempenhos relativamente pobres [40]. Naturalmente, esse tipo de técnica para elevação do fator de potência foge totalmente ao escopo deste trabalho e, portanto, não é abordada.

Já as técnicas ativas consistem na utilização de estruturas retificadoras a base de semicondutores controlados (retificadores ativos) que permitem, através de técnicas de controle adequadas, a operação com elevado fator de potência. As várias técnicas de controle aplicáveis aos retificadores ativos [41]-[50] podem ser agrupadas e ordenadas entre si com base nas seguintes características:

- Modo de condução: condução contínua (CCM), condução descontínua (DCM – *Discontinuous Conduction Mode*) ou condução crítica (BCM – *Boundary Conduction Mode*);
- Frequência de comutação: variável ou fixa;
- Controle da corrente de entrada: direto ou indireto [42];

O diagrama da Fig. 3.1 ilustra graficamente a organização das principais técnicas para obtenção de elevado fator de potência (HPF – *High Power Factor*) na entrada de retificadores, segundo os critérios supramencionados.

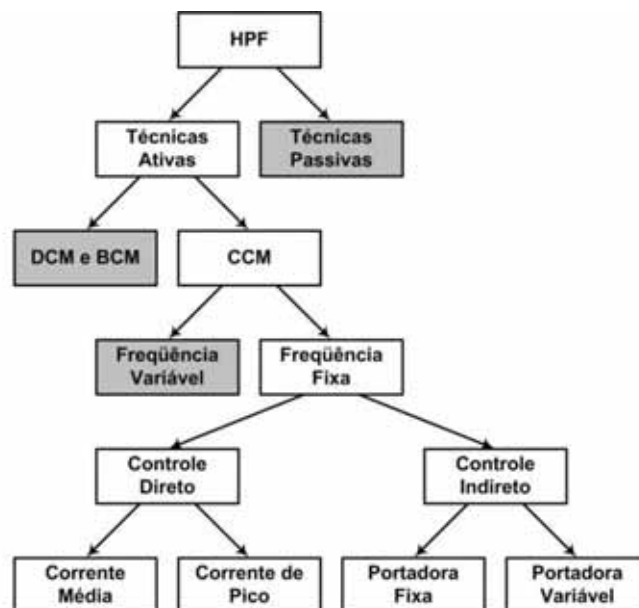


Fig. 3.1 – organograma das técnicas para obtenção de elevado fator de potência em retificadores.

A operação em DCM (Fig. 3.2) ou em BCM (Fig. 3.3) dos retificadores ativos, com pulsos de comutação com razão cíclica constante ou tempo de condução constante, leva a componente fundamental da corrente de entrada a seguir naturalmente a forma de onda da tensão de entrada. Embora essa técnica acarrete uma significativa simplificação do circuito de controle, a operação em DCM ou em BCM implica elevados esforços de corrente nos semicondutores e maiores níveis de interferência eletromagnética, restringindo o nível de potência das aplicações nas quais esse tipo de técnica de controle pode ser utilizado [43], não se adequando, portanto, ao escopo deste trabalho.

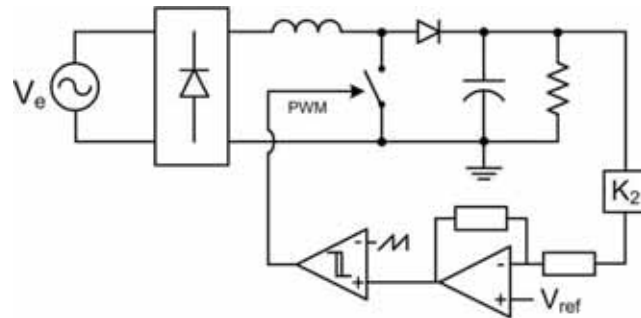


Fig. 3.2 – diagrama funcional do controle aplicado ao retificador *boost* monofásico tradicional operando no modo de condução descontinua.

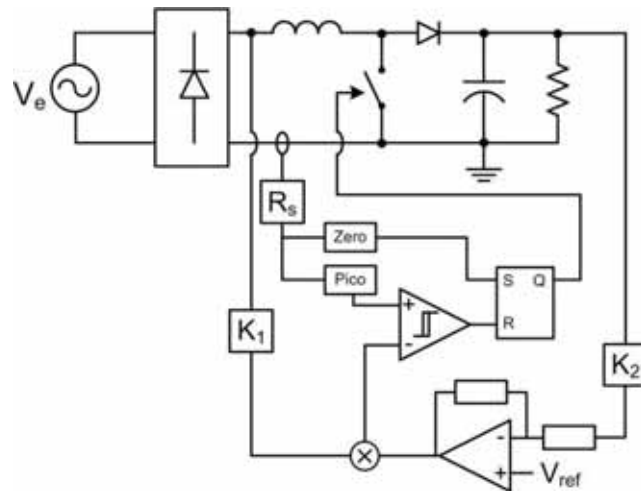


Fig. 3.3 – diagrama funcional do controle aplicado ao retificador *boost* monofásico tradicional operando no modo de condução crítica.

Por sua vez, as técnicas de controle de retificadores ativos operando em CCM podem ser divididas em técnicas com frequência de comutação variável e técnicas com frequência de comutação fixa (PWM). A principal técnica de controle com frequência de comutação variável é o controle por histerese (Fig. 3.4) [45].

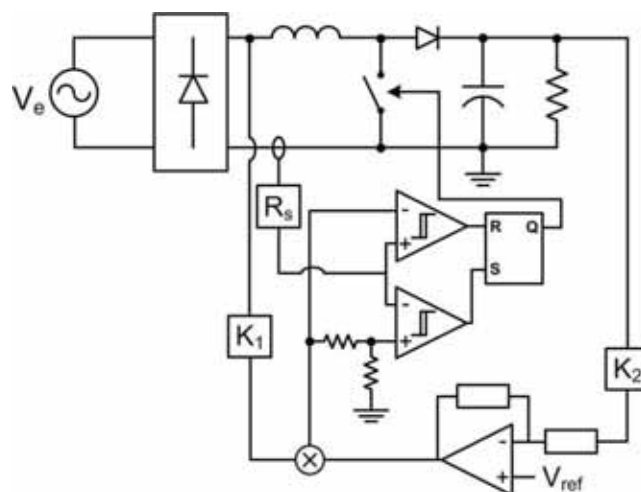


Fig. 3.4 – diagrama funcional do controle por histerese aplicado ao retificador *boost* monofásico tradicional.

No controle por histerese tradicional, a corrente de entrada do retificador é modulada através da comparação do sinal de realimentação da corrente com duas referências, uma inferior e outra superior, as quais definem a banda de histerese dentro da qual a corrente deve ser mantida. A principal vantagem do controle por histerese é a sua simplicidade, pois utiliza apenas comparadores, flip-flops e um compensador de tensão. Em um WECS, até mesmo o compensador de tensão é prescindido, já que a amplitude da corrente é determinada pelo MPPT.

Em contrapartida, a obtenção de uma baixa ondulação em alta frequência da corrente de entrada do retificador pode levar a uma frequência de comutação máxima elevada. Além disso, na aplicação aqui proposta, a frequência de comutação variável dificulta bastante o projeto do circuito de potência, já que o dimensionamento preciso dos componentes reativos (capacitores e indutores) e dos semicondutores se torna bastante complexo. Daí porque esse tipo de controle também não se adequa ao trabalho aqui proposto.

Assim, ficam mais bem delimitados os critérios aos quais a técnica de controle a ser utilizada neste trabalho deve atender, estando restrita àquelas que permitam a operação do retificador *bridgeless* no CCM e com frequência de comutação fixa. As técnicas existentes que atendem a esses requisitos podem ainda ser subdivididas em dois importantes grupos (Fig. 3.1) [42]: técnicas com controle direto da corrente de entrada e técnicas com controle indireto da corrente de entrada, os quais são abordados separadamente a seguir.

3.3 Controle direto da corrente de entrada

Nas técnicas com controle direto, a corrente de entrada é imposta através de uma malha de controle específica. Essa malha de controle compara o sinal de realimentação da corrente de entrada com um sinal de referência que possui a forma, a fase e a amplitude proporcional que se deseja para a corrente de entrada. Nas aplicações tradicionais, outra malha de controle é responsável por determinar a amplitude do sinal de referência, tendo como variável de controle a tensão de saída do retificador, que deve ser mantida constante.

Assim, o sinal de saída do compensador da malha de controle da tensão de saída é multiplicado por um sinal base, cuja forma e fase são as mesmas da tensão de entrada do retificador, e o resultado da multiplicação é utilizado como referência da malha de controle da corrente. No caso específico deste trabalho, a função da malha de controle da tensão de saída é realizada pelo MPPT, cujo sinal de saída é utilizado para variar a amplitude do sinal de referência do compensador da malha de controle da corrente de entrada, ainda através de um multiplicador.

As duas principais técnicas de controle direto da corrente de entrada de um retificador são: o controle por corrente média e o controle por corrente de pico, os quais são brevemente apresentados a seguir.

3.3.1 Controle por corrente média

A Fig. 3.5 mostra o diagrama esquemático do controle por corrente média aplicado ao retificador *boost* tradicional [46]. Nessa técnica de controle a própria tensão retificada de entrada é utilizada para geração de um sinal de referência para o compensador da malha de corrente, garantindo a fase e a forma da corrente de entrada do retificador. Um compensador de tensão ajusta a amplitude do sinal de referência a fim de regular a tensão de saída.

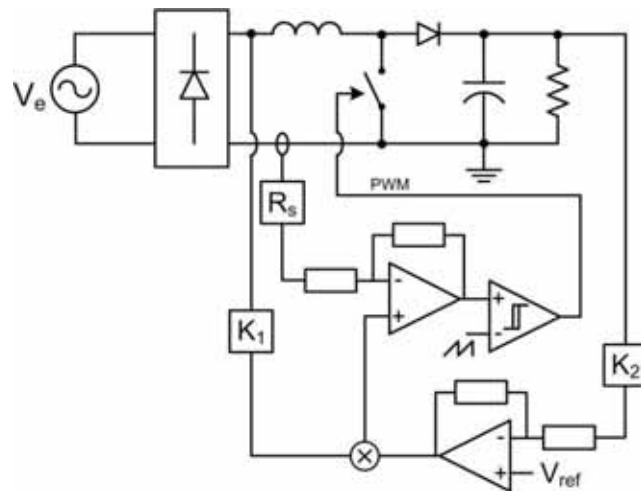


Fig. 3.5 – diagrama funcional do controle por corrente média.

3.3.2 Controle por corrente de pico

A Fig. 3.6 mostra o diagrama esquemático do controle por corrente de pico aplicado ao retificador *boost* tradicional [47].

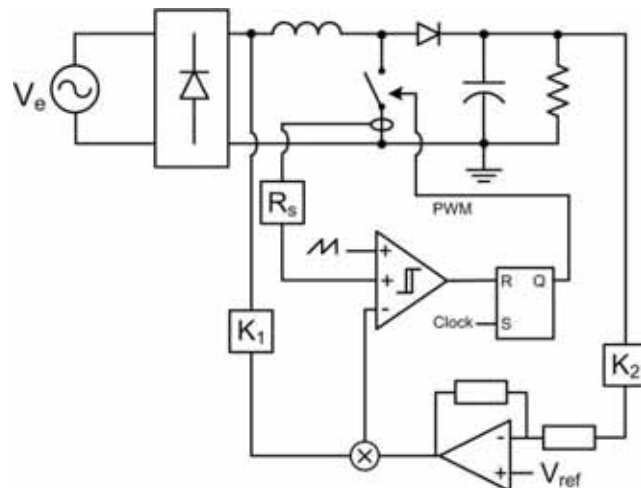


Fig. 3.6 – diagrama funcional do controle por corrente de pico.

A diferença entre a técnica de controle por corrente média e a técnica de controle por corrente de pico é que, neste último, a malha de corrente não possui compensador, apenas um comparador que comanda a abertura do interruptor quando o sinal de realimentação da corrente de entrada alcança o sinal de referência. Um sinal de *clock* comanda o fechamento do interruptor a uma frequência constante, garantindo a operação PWM. Uma rampa de compensação é utilizada para auxiliar a comutação durante os intervalos nos quais a tensão de entrada é baixa, implicando em razões cíclicas elevadas.

3.3.3 Desvantagens do controle direto da corrente de entrada

O controle direto da corrente de entrada de retificadores através da técnica de controle por corrente de pico é eficaz, pois de fato se drena da fonte de entrada uma corrente com as mesmas forma e fase da tensão de entrada, utilizando para isso um circuito de controle relativamente simples, quando comparado ao da técnica de controle por corrente média, já que não há a necessidade de um compensador de corrente.

Em contrapartida, a ausência do compensador na malha de corrente acarreta uma elevada distorção na corrente drenada da fonte de entrada, bem maior do que a observada com a utilização da técnica de controle por corrente média. Além disso, o controle por corrente de pico apresenta uma baixa imunidade a ruído e comportamento instável para razões cíclicas maiores que 0,5, exigindo a utilização de uma rampa de compensação [46]. Por tudo isso, a técnica de controle por corrente média foi largamente adotada pela indústria, sendo a principal escolha para a implementação do controle de retificadores PWM com elevado fator de potência operando no modo de condução contínua.

Não obstante tudo isso, a complexidade de implementação do controle por corrente média motivou a pesquisa de técnicas de controle mais simples. Os resultados dessas pesquisas foram publicados a partir da segunda metade da década de 1990 [42]-[44]. O principal fruto desses trabalhos foi o desenvolvimento de técnicas que permitem controlar os retificadores PWM com elevado fator de potência sem a necessidade de sinal de referência e, naturalmente, de compensador de corrente. Essas várias técnicas compõem a teoria de controle indireto da corrente de entrada de retificadores PWM com elevado fator de potência, desenvolvida na seção seguinte.

3.4 Controle Indireto da corrente de entrada

No controle indireto da corrente de entrada de um retificador PWM, o sinal de realimentação da corrente é diretamente utilizado na modulação do sinal de controle dos

interruptores do retificador, sem que haja a necessidade de um sinal de referência para a corrente e nem de um compensador de corrente, levando ao extremo o conceito de resistência emulada. A seguir, é feita a demonstração do princípio de funcionamento dessa técnica de controle, sem perda de generalidade, para o conversor *bridgeless* monofásico.

3.4.1 Controle indireto da corrente do retificador *bridgeless*

Seja R_e a resistência emulada pelo retificador *bridgeless* monofásico da Fig. 2.4 do ponto de vista dos nós A e B, cujo diagrama esquemático é mostrado na Fig. 3.7.

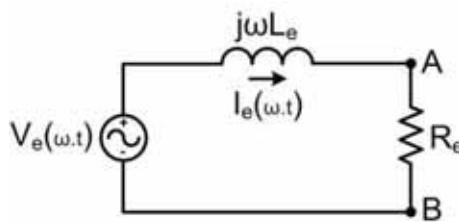


Fig. 3.7 – diagrama esquemática do retificador *bridgeless* emulando uma resistência R_e .

De acordo com a Fig. 3.7, desprezando-se a resistência de L_e , a impedância Z_e vista pela fonte de entrada V_e é dada pela Eq. 3.1.

$$Z_e = R_e + j \cdot \omega \cdot L_e. \quad 3.1$$

A impedância Z_e pode ser representada na forma polar segundo a Eq. 3.2.

$$Z_e = |Z_e| \cdot e^{j\theta}. \quad 3.2$$

Onde:

$$|Z_e| = \sqrt{R_e^2 + (\omega \cdot L_e)^2}. \quad 3.3$$

$$\theta = \arctg\left(\frac{\omega \cdot L_e}{R_e}\right). \quad 3.4$$

De acordo com a Eq. 3.1 a impedância Z_e não é fixa, já que tanto a frequência angular da tensão gerada ω como a resistência emulada R_e variam com a potência de entrada do estágio retificador. Contudo, pode-se afirmar que $R_e \gg \omega \cdot L_e$, levando a fonte de entrada a enxergar uma carga praticamente resistiva, como mostram as Eqs. 3.5 e 3.6.

$$|Z_e|_{R_e \gg L_e} \rightarrow R_e. \quad 3.5$$

$$\theta_{R_e \gg L_e} \rightarrow 0. \quad 3.6$$

A partir dessa consideração, pode-se utilizar a Lei de Ohm para representar a componente fundamental da tensão V_{AB} ($V_b(\omega t)$) segundo a Eq. 3.7.

$$V_b(\omega \cdot t) = R_e \cdot I_e(\omega \cdot t). \quad 3.7$$

Aplicando a função módulo a ambos os lados da Eq. 3.7, pode-se reescrevê-la na forma da Eq. 3.8.

$$|V_b(\omega \cdot t)| = R_e \cdot |I_e(\omega \cdot t)|. \quad 3.8$$

A partir das Eqs. 2.14 e 2.15, pode-se reescrever Eq. 3.8 na forma da Eq. 3.9.

$$\begin{aligned} V_{dc} \cdot D'(\omega \cdot t) &= R_e \cdot |I_e(\omega \cdot t)| \\ \rightarrow D'(\omega \cdot t) &= \frac{R_e}{V_{dc}} \cdot |I_e(\omega \cdot t)|. \end{aligned} \quad 3.9$$

Portanto, partindo do conceito de resistência emulada, a Eq. 3.9 define a lei de controle que determina a razão cíclica complementar, em função do tempo, com a qual os interruptores do retificador *bridgeless* devem operar para emular a resistência R_e . Mas a informação mais importante advinda da Eq. 3.9 é que o valor da razão cíclica complementar é diretamente proporcional ao módulo da corrente de entrada, cujo fator de proporcionalidade é dado pela Eq. 3.10.

$$K_{Re} = \frac{R_e}{V_{dc}}. \quad 3.10$$

Em outras palavras, a Eq. 3.9 estabelece que a razão cíclica complementar dos interruptores do retificador *bridgeless* operando com elevado fator de potência é dada diretamente pelo sinal de realimentação da corrente de entrada, cujo ganho de realimentação, para uma determinada tensão de saída, depende do valor de resistência que se deseja emular, como evidencia a Eq. 3.10.

Naturalmente, uma lei de controle para razão cíclica pode ser obtida através de manipulação algébrica da Eq. 3.9, como mostra a Eq. 3.11.

$$D = 1 - \frac{R_e}{V_{dc}} \cdot |I_e(\omega \cdot t)|. \quad 3.11$$

Comparando as Eqs. 3.9 e 3.11 com as Eqs. 2.16 e 2.17, respectivamente, conclui-se que o controle da corrente através de seu próprio sinal de realimentação só é possível porque a informação de defasagem necessária à imposição da corrente através do indutor *boost*, que na

realidade é um indutor de interface, está embutida nessa própria corrente, acarretando um fator de potência levemente não unitário (Eq. 2.11).

A Fig. 3.8 representa, através de diagrama funcional, o retificador *bridgeless* sob as leis de controle da Eq. 3.9(Fig. 3.8.a) e da Eq. 3.11(Fig. 3.8.b).

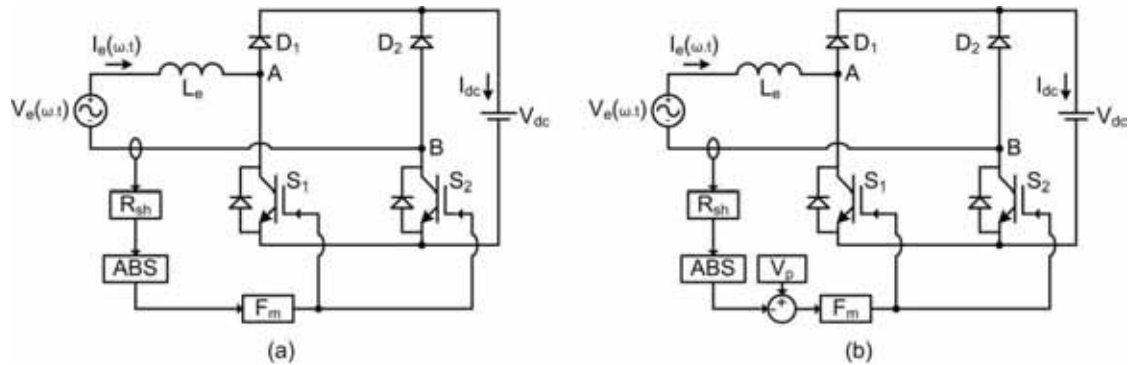


Fig. 3.8 – diagramas funcionais do retificador *bridgeless* sob controle indireto da corrente de entrada a) por razão cíclica complementar e b) por razão cíclica.

Na Fig. 3.8, o ganho R_{sh} representa o ganho do sensor utilizado na leitura da corrente. Além disso, o valor de razão cíclica complementar (Eq. 3.9) ou razão cíclica (Eq. 3.11) fornecido pela lei de controle deve ser convertido em um pulso de PWM. Essa função é exercida pelo modulador, representado na Fig. 3.8 pelo ganho F_m , cujo valor depende da inclinação da portadora utilizada no modulador. Portanto, sendo V_p o valor de pico da portadora utilizada no modulador, o ganho F_m é dado pela Eq. 3.12.

$$F_m = \frac{1}{V_p}. \quad 3.12$$

A partir da Fig. 3.8, pode-se afirmar que o ganho de laço aberto K_{Re} é dado por:

$$K_{Re} = R_{sh} \cdot F_m. \quad 3.13$$

Substituindo a Eq. 3.10 na Eq. 3.13, tem-se que:

$$R_e = R_{sh} \cdot F_m \cdot V_{dc}. \quad 3.14$$

Depreendem-se da Eq. 3.14 duas importantes informações. A primeira é que a relação entre o ganho de realimentação da corrente de entrada e a amplitude desta corrente é de proporcionalidade inversa, já que quanto maior o ganho de realimentação maior é a resistência emulada R_e . A segunda, e mais importante, é que se pode variar a resistência emulada através da variação ou do ganho do sensor de corrente (R_{sh}) ou do ganho do modulador (F_m), dando origem a duas vertentes dentro do controle indireto da corrente de entrada: o controle indireto com portadora fixa e o controle indireto com portadora variável.

Substituindo a Eq. 3.12 na Eq. 3.14, chega-se a Eq. 3.15, que relaciona R_e a V_p .

$$R_e = \frac{R_{sh} \cdot V_{dc}}{V_p}. \quad 3.15$$

Neste ponto vale ressaltar que a Eq. 3.11, embora matematicamente correta, do ponto de vista prático só é válida para um modulador com ganho unitário, ou seja, para um modulador cujo valor de pico da portadora seja um. Para moduladores que utilizem portadoras com valor de pico não unitário isso deve ser corrigido, subtraindo-se o valor da razão cíclica complementar do valor de pico da portadora, como mostra a Fig. 3.8.b.

Isso ocorre por dois motivos. O primeiro é que, como mostra a Eq. 3.15, a resistência emulada apresenta uma relação de proporcionalidade inversa com o valor de pico da portadora do modulador, ou seja, quanto maior o valor de V_p menor é a resistência emulada. O segundo é que, a excursão da tensão moduladora tem como limite superior o valor de pico da portadora do modulador, ou seja, a razão cíclica é máxima quando a tensão moduladora é igual a V_p .

A seguir as duas vertentes do controle indireto da corrente de entrada de retificadores PWM, com portadora fixa e com portadora variável, são detalhadamente apresentadas, tanto para modulação da largura do pulso por razão cíclica complementar quanto para modulação da largura do pulso por razão cíclica.

3.4.2 Controle indireto com portadora fixa

Uma portadora é dita fixa quando sua inclinação é constante ao longo do tempo. No controle indireto da corrente com portadora fixa a modulação PWM é realizada através da comparação do sinal de realimentação da corrente de entrada (sinal modulador) com uma portadora de inclinação constante e frequência igual a que se deseja na comutação. Assim, sendo T_s o período de comutação, a inclinação σ da portadora é dada pela Eq. 3.16.

$$\sigma = \frac{V_p}{T_s}. \quad 3.16$$

Como T_s também é constante, nesta vertente, o ganho F_m do modulador é constante (Eq. 3.12), ficando a variação da resistência emulada R_e a cargo da variação do ganho do sensor de corrente R_{sh} . Na prática a variação do ganho do sensor de corrente é obtida através da utilização de um multiplicador, através do qual o sinal vindo do sensor de corrente é amplificado ou atenuado pelo sinal (v_m) que controla o valor de pico da corrente drenada da

fonte de entrada, como mostra a Fig. 3.9, tanto para o controle por razão cíclica complementar (Fig. 3.9.a) quanto para o controle por razão cíclica (Fig. 3.9.b).

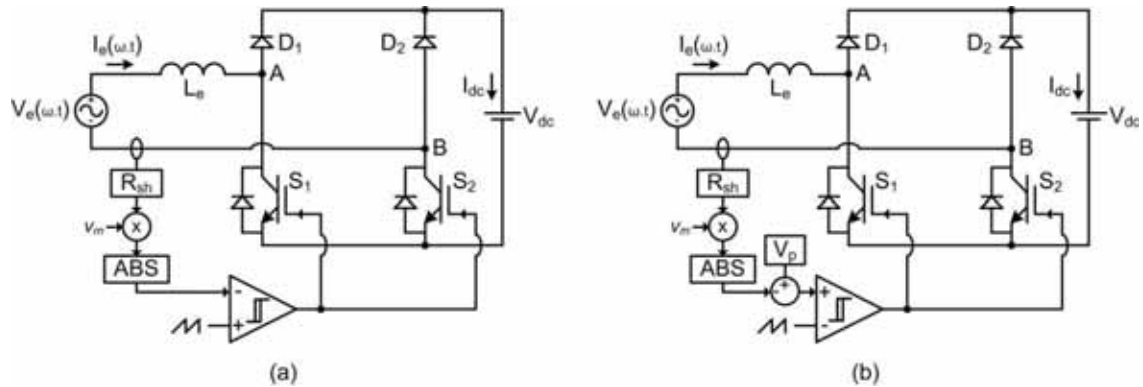


Fig. 3.9 – diagramas funcionais do retificador *bridgeless* sob controle indireto da corrente com portadora fixa através a) da razão cíclica complementar e b) da razão cíclica.

A partir dos diagramas funcionais da Fig. 3.9, a Eq. 3.14 deve ser reescrita para esta vertente na forma da Eq. 3.17.

$$R_e = v_m \cdot R_{sh} \cdot F_m \cdot V_{dc}. \quad 3.17$$

Assim, nesta vertente do controle indireto, a resistência emulada R_e é diretamente proporcional a v_m , ou seja, quanto maior é o sinal v_m maior é a resistência emulada e menor a corrente drenada pelo retificador da fonte de entrada. O valor da resistência que deve ser emulada em um determinado ponto de operação pode ser calculado através da Eq. 3.18.

$$R_e = \frac{V_{epk}^2}{2 \cdot P_e}. \quad 3.18$$

Portanto, tomando como considerações de projeto os valores nominais de V_{dc} , F_m , v_m e R_e , o ganho R_{sh} do sensor de corrente é dado pela Eq. 3.19.

$$R_{sh} = \frac{R_e}{v_m \cdot F_m \cdot V_{dc}}. \quad 3.19$$

3.4.3 Controle indireto com portadora variável

Uma portadora é dita variável quando sua inclinação não é constante ao longo do tempo. Um modulador que utilize esse tipo de portadora apresentará também um ganho F_m variável, já que a frequência de comutação é fixa (Eqs. 3.12 e 3.16). No controle indireto da corrente com portadora variável, um modulador com ganho variável é utilizado para variar a resistência emulada (Eq. 3.14). Para tanto, exige-se um circuito que permita gerar uma portadora com inclinação proporcional ao sinal v_m , o qual determina a amplitude da corrente

drenada da fonte de entrada. Na literatura, isso é feito através de um circuito integrador com reset [43], como o da Fig. 3.10.

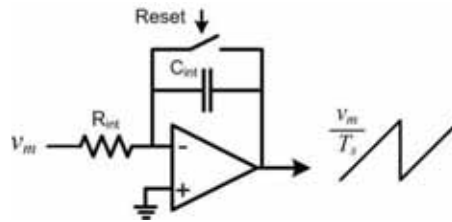


Fig. 3.10 – integrador com reset para geração de uma portadora com inclinação variável.

Na saída do circuito da Fig. 3.10, a partir de uma tensão contínua de entrada v_m , obtêm-se uma portadora dente de serra cuja inclinação σ , para um período de comutação T_s , é dada pela Eq. 3.20, já que se deseja que para um valor de tensão moduladora igual a v_m o pulso de saída do modulador possua razão cíclica unitária.

$$\sigma = \frac{v_m}{T_s}. \quad 3.20$$

Portanto, desprezando-se o tempo de *reset*, os valores de R_{int} e C_{int} devem ser ajustados de acordo com a Eq. 3.21.

$$R_{int} \cdot C_{int} = T_s. \quad 3.21$$

A Fig. 3.11 mostra os diagramas funcionais do controle indireto da corrente de entrada com portadora variável através da razão cíclica complementar (Fig. 3.11.a) e da razão cíclica (Fig. 3.11.b) utilizando esse tipo de gerador de portadora [43].

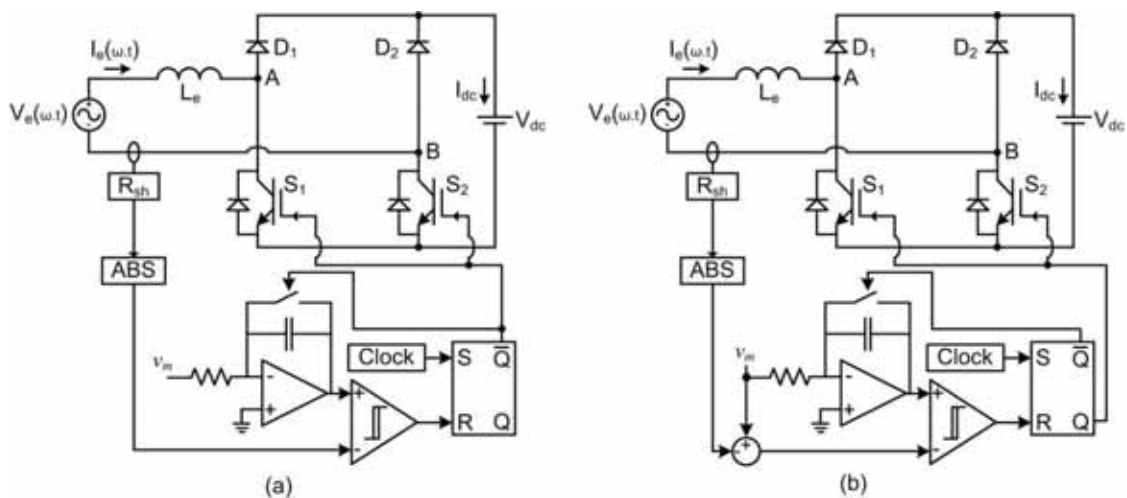


Fig. 3.11 – diagramas funcionais do retificador *bridgeless* sob controle indireto da corrente com portadora variável através a) da razão cíclica complementar e b) da razão cíclica.

Como pode ser visto na Fig. 3.11, o modulador dessa vertente do controle indireto exige, além da portadora com inclinação variável, a utilização de um *latch* RS e de um

gerador de *clock*. O sinal de *clock* garante a operação PWM, comandando a abertura (Fig. 3.11.a) ou o fechamento (Fig. 3.11.b) dos interruptores a uma frequência constante. Já o *latch* RS é responsável por gerar o sinal de PWM de comando dos interruptores a partir dos eventos do *clock* e de comparação. Assim, sempre que uma comparação ocorre o sinal Q é mandado para nível lógico alto e sempre que ocorre a subida do *clock* o sinal Q é mandado para nível lógico baixo.

Esse é sem dúvida um modulador bastante complexo e de difícil implementação. Uma portadora com inclinação variável pode ser obtida de forma bem mais simples utilizando-se, mais uma vez, um multiplicador. Para isso, basta utilizar uma portadora tradicional, com inclinação fixa, e multiplicá-la por v_m . Através de v_m é possível variar o valor de pico da portadora sem alterar seu período, ou seja, é possível controlar sua inclinação. O diagrama da nova técnica proposta é mostrado na Fig. 3.12.

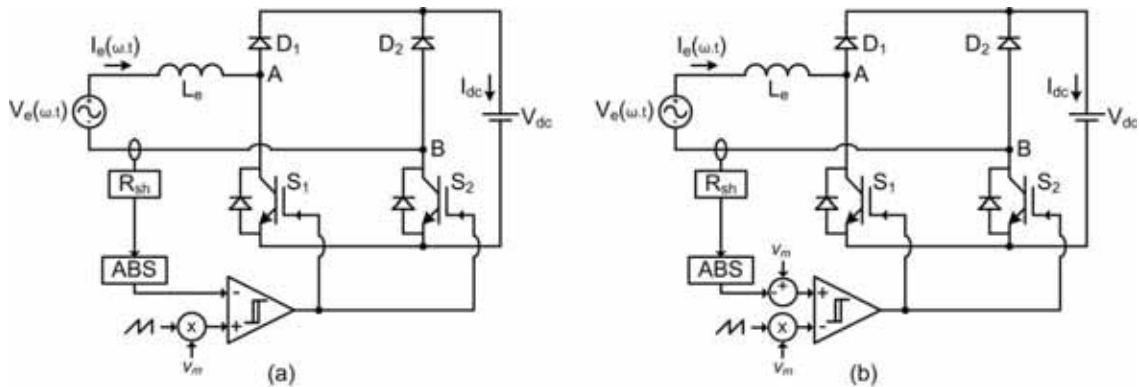


Fig. 3.12 – diagrama funcional da forma proposta de implementar o controle indireto com portadora variável através a) da razão cíclica complementar e b) da razão cíclica.

De acordo com o princípio de funcionamento do controle indireto com portadora variável, apresentado na Fig. 3.11 e na Fig. 3.12, pode-se afirmar que o ganho do modulador é dado pela Eq. 3.22.

$$F_m = \frac{1}{v_m}. \quad 3.22$$

Por meio da substituição da Eq. 3.22, a Eq. 3.14 pode ser reescrita, para o controle indireto com portadora variável, segundo a Eq. 3.23.

$$R_e = \frac{R_{sh} \cdot V_{dc}}{v_m}. \quad 3.23$$

Assim, nesta vertente do controle indireto, a resistência emulada R_e é inversamente proporcional a v_m , ou seja, quanto maior é o sinal v_m menor é a resistência emulada e maior a corrente drenada pelo retificador da fonte de entrada. Portanto, sendo R_e dado pela Eq. 3.18 e

tomando como considerações de projeto os valores nominais de V_{dc} , v_m e R_e , o ganho R_{sh} do sensor de corrente é dado pela Eq. 3.24.

$$R_{sh} = \frac{R_e \cdot v_m}{V_{dc}}. \quad 3.24$$

3.4.4 Análise do comportamento dinâmico

Nos retificadores convencionais, o sinal v_m que controla a amplitude da corrente é oriundo da malha de tensão responsável pela regulação da tensão de saída mediante variações de carga e/ou da tensão de entrada. Em um WECS, como o deste trabalho, v_m é determinado pelo MPPT. Isso é válido tanto para o controle indireto com portadora fixa quanto para o controle indireto com portadora variável. Assim, na aplicação proposta neste trabalho não se faz necessária a utilização de uma malha de tensão no retificador para regular sua tensão de saída, não havendo, portanto, compensador de tensão.

Resta assim a análise do comportamento dinâmico da corrente de entrada com relação a tensão de entrada. O retificador *bridgeless* monofásico operando com elevado fator de potência pode ser representado no domínio da frequência pelo circuito da Fig. 3.13.

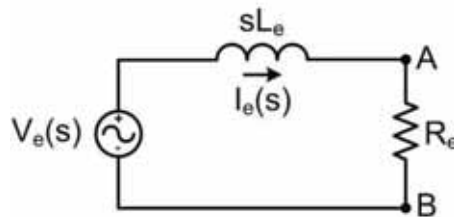


Fig. 3.13 – representação no domínio da frequência do retificador *bridgeless* operando com elevado fator de potência.

Desse circuito pode-se concluir que a relação entre a corrente de entrada e a tensão de entrada no domínio da frequência é dada pela Eq. 3.25.

$$G_e(s) = \frac{I_e(s)}{V_e(s)} = \frac{1}{R_e} \cdot \frac{1}{s \cdot \frac{L_e}{R_e} + 1}. \quad 3.25$$

Como esperado, essa função de transferência apresenta um ganho igual ao inverso da resistência emulada. Além disso, há um pólo cuja posição (f_{pe}) é diretamente proporcional à R_e e inversamente proporcional à L_e , como mostra a Eq. 3.26.

$$f_{pe} = \frac{R_e}{2 \cdot \pi \cdot L_e}. \quad 3.26$$

O diagrama de Bode de $G_e(s)$ é mostrado na Fig. 3.14.

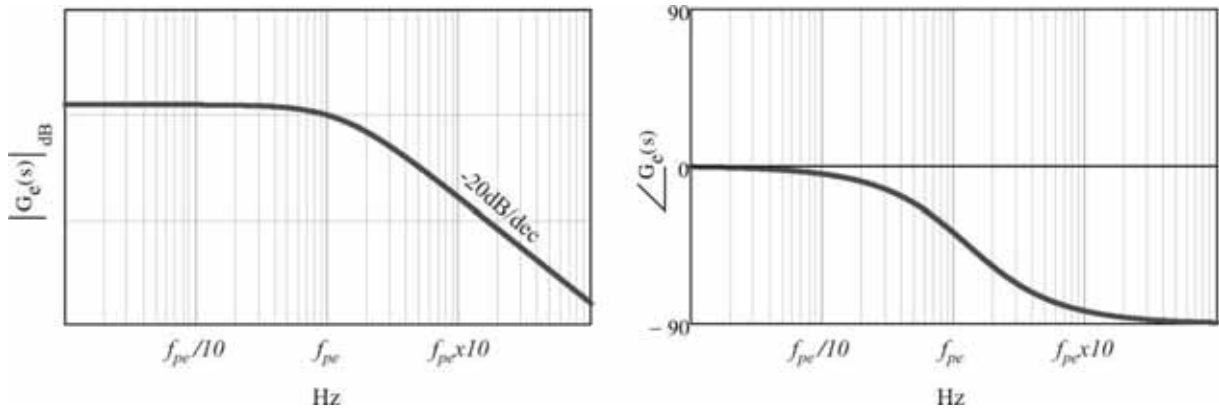


Fig. 3.14 – diagrama de Bode da função de transferência que relaciona a corrente e a tensão de entrada do retificador *bridgeless* sob controle indireto da corrente.

A partir do diagrama de Bode, percebe-se que a presença do pólo em $G_e(s)$ tem duas consequências sobre a relação entre a corrente e a tensão de entrada: a amplificação da resistência emulada a uma taxa de 20dB/dec e a defasagem de até 90 graus entre elas. Como o valor da resistência emulada varia de acordo com a potência processada, a posição desse pólo também é variável. O pior caso, naturalmente, ocorre para potência nominal, já que nesse ponto de operação a resistência emulada é mínima, levando o pólo para o ponto mais próximo da frequência fundamental da fonte de entrada do retificador.

Outro fator relevante é o valor da indutância L_e , já que quanto maior for essa indutância, mais próximo o pólo se encontra da origem. A resistência emulada efetiva R_{ee} e o ângulo de defasagem δ entre a corrente e a tensão de entrada são dados, para uma frequência fundamental de entrada f_{je} , pelas Eqs. 3.27 e 3.28.

$$R_{ee} = \left| R_e \cdot \left[\left(2 \cdot \pi \cdot f_{je} \cdot \frac{L_e}{R_e} \right) \cdot j + 1 \right] \right|. \quad 3.27$$

$$\delta = \arctg \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot f_{je} \cdot L_e}{R_e} \right). \quad 3.28$$

Dessas considerações se extrai duas importantes conclusões. A primeira é que quanto menor o valor da indutância L_e , melhor é o comportamento dinâmico do retificador, já que a resistência emulada ganha maior liberdade para variar sem se aproximar perigosamente da frequência fundamental da fonte de entrada. Naturalmente, a principal limitação para a redução de L_e são as perdas por comutação dos semicondutores do retificador, que limitam o aumento da frequência de comutação. A segunda conclusão é que quanto maior a tensão de entrada do retificador, maior é a resistência emulada mínima e, portanto, mais distante da

origem fica o pólo de $G_c(s)$. O principal limite para o valor da tensão de entrada do retificador é a tensão do *link cc*, a qual depende da estrutura inversora do estágio de saída do WECS.

Outra questão importante é que a operação comutada dos retificadores PWM insere na corrente de entrada uma componente na frequência de comutação e seus múltiplos. As leis de controle expressas pelas Eqs. 3.9 e 3.11 utilizam apenas o valor fundamental da corrente de entrada. Por isso, a realimentação da corrente de entrada deve passar por um filtro passa-baixa, a fim de eliminar as componentes de alta frequência, antes de ser aplicada no modulador, seja ele o do controle indireto com portadora fixa (Fig. 3.9) ou o do controle indireto com portadora variável (Fig. 3.11 e Fig. 3.12).

De modo geral, esse filtro deve ser sintonizado, pelo menos, uma década acima da frequência fundamental da corrente de entrada e uma década abaixo da frequência de comutação, garantindo a integridade da componente fundamental da corrente de entrada e a atenuação da sua componente de alta frequência. Uma boa opção de filtro é mostrada na Fig. 3.15, cuja função de transferência é dada pela Eq. 3.29.

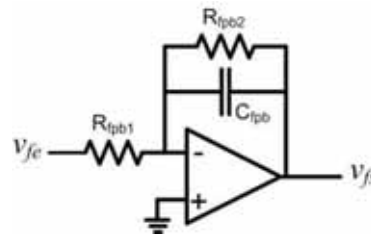


Fig. 3.15 – filtro passa-baixa de primeira ordem.

$$\frac{v_{fs}(s)}{v_{fe}(s)} = -\frac{R_{fpb2}}{R_{fpb1}} \cdot \frac{1}{R_{fpb2} \cdot C_{fpb} \cdot s + 1}. \quad 3.29$$

3.4.5 Portadora fixa vs. portadora variável

Da apresentação feita sobre o controle indireto com portadora fixa (seção 3.4.2) e sobre o controle indireto com portadora variável (seção 3.4.3), pode-se fazer uma comparação entre as duas vertentes, com respeito às três formas de implementação mencionadas.

A técnica de controle indireto com portadora fixa (Fig. 3.9) apresenta uma grande simplicidade de implementação, pois seu modulador é composto apenas por um circuito de geração de portadora convencional e um comparador. Seu grande revés é a proporcionalidade inversa entre o valor de pico da corrente de entrada do retificador e a tensão de controle v_m , o que torna sua operação pouco intuitiva e perigosa, já que valores de v_m menores que um implicam elevadas correntes de entrada.

Ao contrário, a técnica de controle indireto com portadora variável gerada por integrador (Fig. 3.11) apresenta uma maior dificuldade de implementação, já que seu modulador é bastante complexo, exigindo o emprego de um circuito integrador com *reset*, um comparador e um *latch* RS. A seu favor ele tem o fato de apresentar uma relação de proporcionalidade direta entre o valor de pico da corrente de entrada do retificador e a tensão de controle v_m , tornando sua operação bastante intuitiva e segura, já que quanto menor é o valor de v_m menos potência é drenada da fonte de entrada e vice-versa.

Já a nova técnica de controle indireto proposta neste trabalho (Fig. 3.12), une as qualidades das outras duas técnicas: é tão simples de implementar quanto o controle indireto com portadora fixa e apresenta uma relação de proporcionalidade direta entre o valor de pico da corrente de entrada do retificador e a tensão de controle v_m , mostrando-se, em tese, a melhor das três técnicas.

3.5 Considerações finais

Neste capítulo foram abordadas de forma geral as principais técnicas de controle que permitem operar os retificadores ativos com elevado fator de potência. Essas técnicas foram agrupadas e segmentadas a fim de distinguir de forma clara aquelas que se enquadram no escopo deste trabalho, ou seja, aquelas que permitem a operação com frequência de comutação constante (PWM) e no modo de condução contínua, a saber: o controle direto da corrente e o controle indireto da corrente.

Por já se encontrar bem consolidado, o controle direto da corrente foi apresentado de forma resumida, apenas o suficiente para demonstrar suas principais características e seu princípio de funcionamento. Já o controle indireto da corrente, ainda não contava com uma apresentação unificada do seu princípio, sendo apresentado até agora de forma fragmentada através das suas técnicas isoladas.

Este capítulo apresenta, assim, duas contribuições. A primeira é a formalização e unificação da teoria do controle indireto da corrente de entrada de retificadores PWM (seção 3.4), utilizando para tanto, sem perda de generalidade, o retificador *bridgeless* monofásico. A segunda é a proposição de uma nova técnica de controle indireto com portadora variável [50], que une as qualidades das duas principais técnicas encontradas na literatura [42] (Fig. 3.9) e [43] (Fig. 3.11). Essa nova técnica proposta é aplicada neste trabalho.

Capítulo 4 – Estágio Inversor

4.1 Introdução

No WECS objeto de estudo deste trabalho, cujo diagrama esquemático é mostrado na Fig. 1.13, no estágio responsável por retirar potência do *link cc* e injetá-la na rede elétrica optou-se pela utilização de um inversor monofásico em ponte completa, cujo diagrama esquemático é mostrado em detalhes na Fig. 4.1. Isso porque, das três estruturas inversoras monofásicas (*push-pull*, meia-ponte e ponte-completa), o inversor em ponte completa, para um dado interruptor, é o que permite um maior processamento de potência com menores peso e volume e sem a necessidade de um ponto médio no barramento da tensão de entrada.

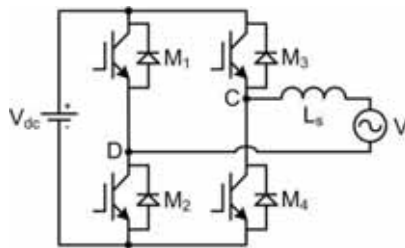


Fig. 4.1 – diagrama esquemático do estágio inversor do WECS objeto de estudo deste trabalho.

A decisão de realizar a interconexão com a rede elétrica convencional de forma monofásica foi tomada devido ao nível de potência nominal do WECS, o qual implica em uma densidade de potência suportável para um inversor monofásico em ponte completa operando em alta frequência. Contribuiu também para essa decisão a maior disponibilidade de redes de distribuição monofásicas, em especial na zonas não urbanas propícias à utilização do WECS aqui proposto.

Além disso, a utilização de uma estrutura trifásica exigiria um *link cc* com o dobro da tensão, acarretando a utilização de capacitores em série no barramento da tensão de entrada e, conseqüentemente, em maiores taxas de elevação no estágio retificador e na aplicação de técnicas para equilibrar a tensão no ponto médio do barramento. Haveria ainda a necessidade de utilização de semicondutores com maior capacidade de tensão ou a utilização de estruturas multiníveis, levando neste último caso a utilização de técnicas de controle e modulação mais complexas.

4.2 Modulação utilizada

Há duas formas de comandar os interruptores de um inversor monofásico em ponte completa, obtidas a partir de duas técnicas de modulação distintas, conhecidas na literatura como modulação unipolar e modulação bipolar [47]. A modulação bipolar apresenta a seu favor uma maior simplicidade de implementação. Em contrapartida, a modulação unipolar, apesar de apresentar uma implementação mais complexa, permite obter uma tensão V_{CD} cujas componentes de alta frequência se iniciam no dobro da frequência de comutação dos interruptores $M_{1,\dots,4}$, permitindo que, para uma mesma ondulação de corrente, se utilize uma indutância L_s 50% menor.

Além disso, enquanto na modulação bipolar ocorrem sempre quatro comutações simultâneas a cada mudança de etapa (Fig. 4.2), na modulação unipolar ocorre apenas uma comutação a cada mudança de etapa (Fig. 4.3), implicando em menores perdas por comutação.

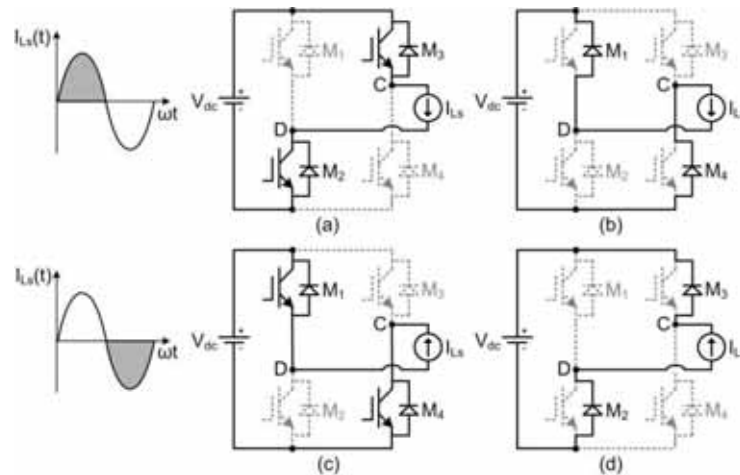


Fig. 4.2 – etapas de operação do inversor monofásico em ponte completa sob modulação bipolar.

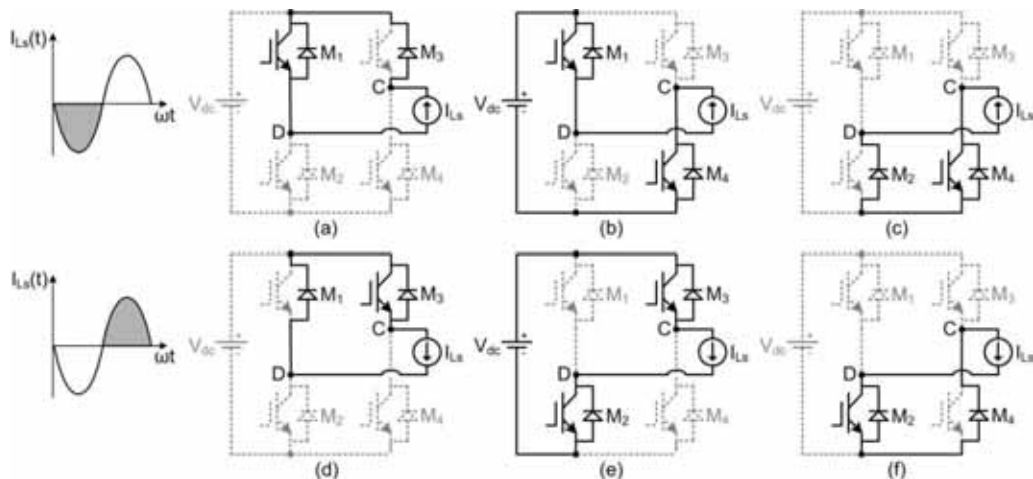


Fig. 4.3 – etapas de operação do inversor monofásico em ponte completa sob modulação unipolar.

Por esses motivos optou-se por utilizar a modulação unipolar senoidal para geração dos sinais de comando do estágio inversor do WECS proposto neste trabalho, garantindo menores perdas por comutação, bem como menores peso e volume do indutor de interface L_s . O esboço das principais formas de onda de tensão e corrente do inversor operando sob a modulação unipolar senoidal é mostrado na Fig. 4.4, na qual I_{M1} e I_{MR1} são, respectivamente, os esboços das formas de onda da corrente que circula diretamente por M_1 e reversamente através de seu diodo em antiparalelo, e I_d é a corrente drenada do *link cc* pelo inversor.

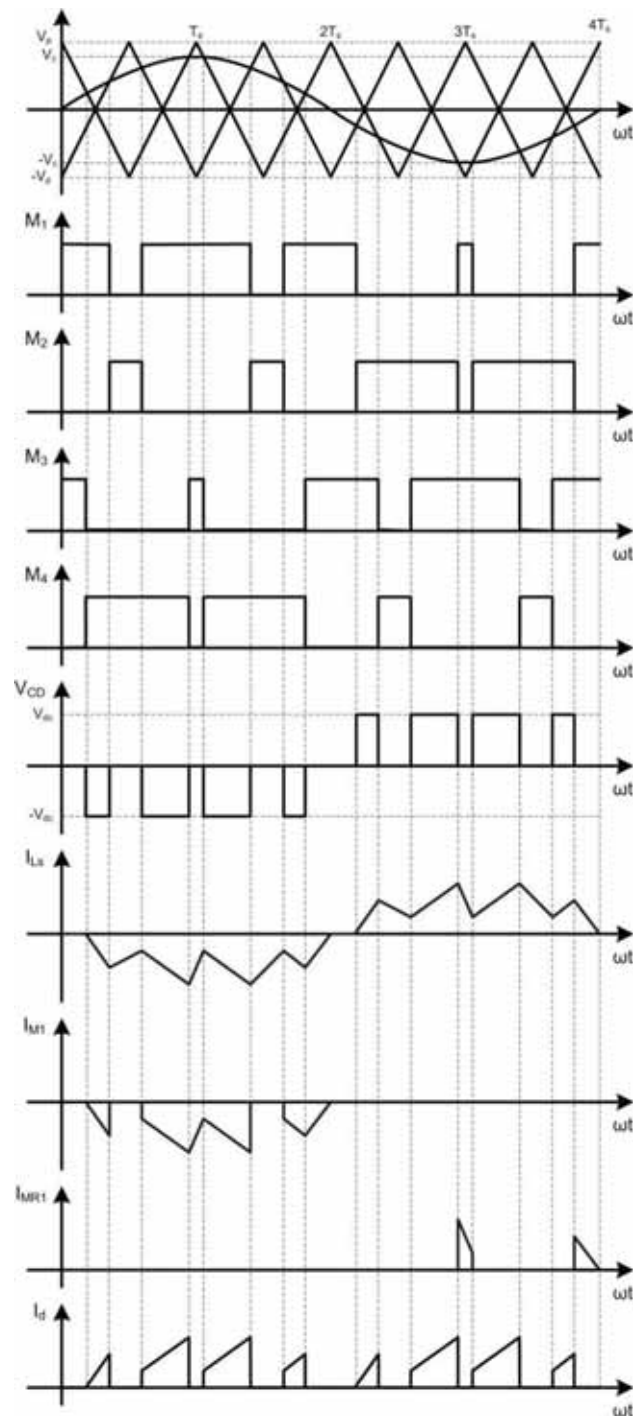


Fig. 4.4 – modulação unipolar senoidal utilizada neste trabalho.

4.3 Princípio de operação

A exemplo do que foi feito na seção 2.4 para o conversor *bridgeless*, o conversor ponte completa conectado à rede elétrica através de um indutor de interface L_s (Fig. 4.1) pode ser modelado como uma fonte controlada de tensão, como mostra a Fig. 4.5.

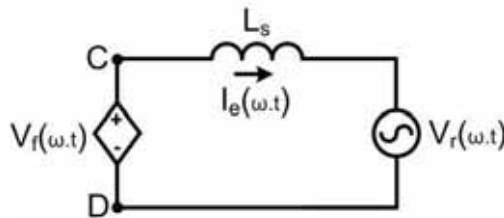


Fig. 4.5 – modelagem do conversor *bridgeless* como uma fonte de tensão controlada

Seja a tensão da rede elétrica $V_r(\omega t)$ definida pela Eq. 4.1, onde ω_r é a frequência angular da rede elétrica e V_{rpk} seu valor de pico.

$$V_r(\omega \cdot t) = V_{rpk} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t). \quad 4.1$$

Como se deseja injetar potência na rede elétrica com fator de potência unitário, a corrente em L_s é dada pela Eq 4.2, onde I_{Lspk} é seu valor de pico.

$$I_{L_s}(\omega \cdot t) = I_{Lspk} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t). \quad 4.2$$

Para tanto, deve ser imposta sobre o indutor uma tensão V_{L_s} dada pela Eq. 4.3.

$$V_{L_s}(\omega \cdot t) = L_s \cdot \omega \cdot I_{Lspk} \cdot \cos(\omega \cdot t). \quad 4.3$$

Como a tensão sobre L_s é o resultado da subtração entre a componente fundamental da tensão V_{CD} (V_f) e a tensão da rede elétrica $V_r(\omega t)$, pode-se reescrever a Eq. 4.3 segundo a Eq. 4.4.

$$V_f(\omega \cdot t) - V_{rpk} \cdot \text{sen}(\omega t) = L_s \cdot \omega \cdot I_{Lspk} \cdot \cos(\omega \cdot t). \quad 4.4$$

Portanto, a componente fundamental da tensão V_{CD} de saída do inversor (V_f) é dada pela Eq. 4.5.

$$V_f(\omega \cdot t) = V_{rpk} \cdot \text{sen}(\omega t) + L_s \cdot \omega \cdot I_{Lspk} \cdot \cos(\omega \cdot t). \quad 4.5$$

Utilizando uma identidade trigonométrica clássica, pode-se reescrever a Eq. 4.5 em uma forma puramente senoidal, como mostra a Eq. 4.6.

$$V_f(\omega \cdot t) = V_{fpk} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \psi). \quad 4.6$$

Na qual V_{fpk} e ψ são dados, respectivamente, pelas Eqs. 4.7 e 4.8:

$$V_{fpk} = \sqrt{V_{rpk}^2 + (\omega \cdot L_s \cdot I_{Lspk})^2} \quad 4.7$$

$$\psi = \arctg\left(\frac{\omega \cdot L_s \cdot I_{Lspk}}{V_{rpk}}\right). \quad 4.8$$

Considerando que:

$$V_{rpk}^2 \gg (\omega \cdot L_s \cdot I_{Lspk})^2 \quad 4.9$$

Donde se conclui que:

$$V_{fpk} \approx V_{rpk} \quad 4.10$$

Pode-se afirmar que:

$$V_f(\omega \cdot t) \approx V_{rpk} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \psi). \quad 4.11$$

Assim como no conversor *bridgeless*, a Eq. 4.11 nos conduz a duas importantes conclusões. A primeira é que para se obter uma corrente através do indutor de interface de um inversor monofásico em ponte completa em fase com a tensão da rede elétrica à qual este inversor está conectado, é suficiente que a componente fundamental de V_{CD} possua, aproximadamente, o mesmo valor de pico da tensão dessa rede elétrica.

A segunda conclusão a que se chega é que a corrente imposta no indutor de interface é controlada, preponderantemente, através do ângulo ψ de defasagem entre a componente fundamental da tensão V_{CD} (V_f) e a tensão da rede elétrica V_r , como mostra a Eq. 4.12, obtida a partir da Eq. 4.8.

$$I_{Lspk} = \frac{V_{rpk}}{\omega \cdot L_s} \cdot \text{tg}(\psi). \quad 4.12$$

Segundo a Eq. 4.12, o ângulo de defasagem ψ controla tanto o valor de pico de $I_{Ls}(\omega t)$ quanto seu sentido de circulação. Como a estrutura de potência do conversor ponte completa permite o fluxo bidirecional de potência, em tese, nesse conversor é possível gerar uma tensão V_{CD} cuja componente fundamental $V_f(\omega t)$ esteja atrasada ou adiantada da tensão da rede $V_r(\omega t)$ permitindo, assim, controlar o sentido do fluxo de potência.

Naturalmente, a tensão V_{CD} é determinada pela maneira como os interruptores $M_{1,\dots,4}$ são comutados, que por sua vez depende do padrão de comportamento da razão cíclica de

operação. O princípio de operação do inversor exige que a tensão do barramento (V_{dc}) seja superior ao máximo valor de pico da tensão da rede elétrica (V_{rpk}). Portanto, o inversor apresenta uma operação semelhante a de um conversor *buck*, só que com tensão e corrente alternadas de saída. Pode-se, assim, representar o inversor da Fig. 4.1 pelo circuito equivalente da Fig. 4.6, na qual M é o interruptor *buck*, D_M é o diodo *buck* e a saída é uma fonte de tensão senoidal retificada.

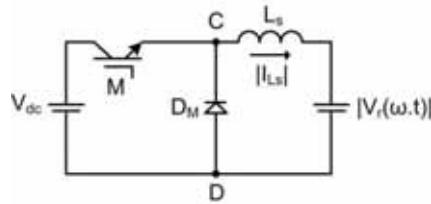


Fig. 4.6 – circuito equivalente simplificado do inversor.

Como optou-se pela utilização de modulação unipolar no estágio inversor, a componente em alta-frequência da tensão V_{CD} apresenta o dobro da frequência de comutação dos interruptores $M_{1,\dots,4}$. Portanto a frequência de comutação ($\overline{f_{si}}$) do interruptor *buck* (M) deve ser o dobro da frequência de comutação do inversor (f_{si}), como mostra a Eq. 4.13.

$$\overline{f_{si}} = 2 \cdot f_{si}. \quad 4.13$$

Além disso, o interruptor M deve ser comandado a fim de obter uma tensão V_{CD} cuja componente fundamental V_f subtraída da tensão da rede elétrica V_r resulte em uma tensão V_{Ls} sobre o indutor de interface apropriada, ou seja, que imponha através do indutor de interface a corrente desejada. Assim, a partir do ganho de tensão do conversor *buck*, pode-se afirmar que a razão cíclica equivalente \overline{D} de operação do circuito da Fig. 4.6 é dada pela Eq. 4.14.

$$\overline{D}(\omega \cdot t) = \frac{|V_f(\omega \cdot t)|}{V_{dc}}. \quad 4.14$$

Substituindo a Eq. 4.11 na Eq. 4.14, chega-se a expressão de \overline{D} em função do tempo e do ângulo de defasagem ψ , mostrada na Eq. 4.15.

$$\overline{D}(\omega \cdot t, \psi) = \frac{V_{rpk}}{V_{dc}} \cdot |\text{sen}(\omega \cdot t + \psi)| \quad 4.15$$

A Eq. 4.15 implica que \overline{D} é invariável quanto a forma e a amplitude qualquer que seja o valor de I_{Lspk} , e que seu valor de pico (razão cíclica máxima) é o próprio índice de modulação do inversor, como mostra a Eq. 4.16.

$$\bar{D}_{\max} \equiv M_a = \frac{V_{rpk}}{V_{dc}}. \quad 4.16$$

A Fig. 4.7 ilustra a Eq. 4.15 para $\psi = 0$.

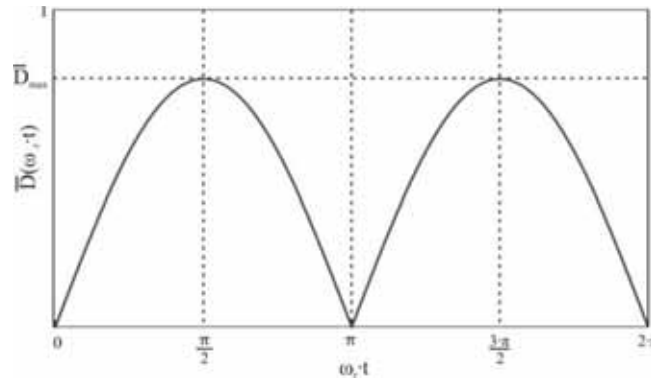


Fig. 4.7 – representação gráfica da Eq. 4.14.

4.4 Esforços de tensão e corrente

A tensão máxima aplicada sobre cada um dos interruptores do inversor é a própria tensão do *link cc*, como mostra a Eq. 4.17.

$$V_{M\max} = V_{dc}. \quad 4.17$$

De acordo com a análise feita na seção 4.2, resultando no esboço da Fig. 4.4, conclui-se que durante os intervalos de circulação reversa de corrente os interruptores encontram-se comandados a conduzir. Logo, pode-se calcular os valores médio e eficaz da corrente reversa em cada interruptor através da Eq. 4.18 e da Eq. 4.19, respectivamente.

$$I_{MR\text{avg}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{\pi}^{2 \cdot \pi} I_{L\text{spk}} \cdot |\text{sen}(\omega \cdot t)| \cdot \frac{1}{2} \cdot [\bar{D}_{\max} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) + 1] d(\omega \cdot t).$$

$$I_{MR\text{avg}} \cong 0,19 \cdot \frac{I_{L\text{spk}}}{\pi}. \quad 4.18$$

$$I_{MR\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{\pi}^{2 \cdot \pi} [I_{L\text{spk}} \cdot |\text{sen}(\omega \cdot t)|]^2 \cdot \frac{1}{2} \cdot [\bar{D}_{\max} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) + 1] d(\omega \cdot t)}.$$

$$I_{MR\text{rms}} = 0,41 \cdot \frac{I_{L\text{spk}}}{2}. \quad 4.19$$

Como só é drenada corrente do barramento durante a condução do interruptor *buck*, como mostra o esboço de I_d na Fig. 4.4, os valores médio e eficaz da corrente drenada do barramento pelo inversor são dados, respectivamente, pelas Eqs. 4.20 e 4.21.

$$I_{davg} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} [I_{Lspk} \cdot |\text{sen}(\omega \cdot t)|] \cdot [\bar{D}_{\max} \cdot |\text{sen}(\omega \cdot t)|] d(\omega \cdot t).$$

$$I_{davg} = \frac{I_{Lspk}}{2} \cdot \bar{D}_{\max}. \quad 4.20$$

$$I_{drms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} [I_{Lspk} \cdot |\text{sen}(\omega \cdot t)|]^2 \cdot [\bar{D}_{\max} \cdot |\text{sen}(\omega \cdot t)|] d(\omega \cdot t)}.$$

$$I_{drms} = 2 \cdot I_{Lspk} \cdot \sqrt{\frac{\bar{D}_{\max}}{3 \cdot \pi}}. \quad 4.21$$

Portanto, o valor eficaz da componente alternada de I_d é dado pela Eq. 4.22.

$$I_{dACrms} = \sqrt{I_{drms}^2 - I_{davg}^2}.$$

$$I_{dACrms} = I_{Lspk} \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot \bar{D}_{\max}}{3 \cdot \pi} - \left(\frac{\bar{D}_{\max}}{2}\right)^2}. \quad 4.22$$

Mais uma vez, a partir da análise feita na seção 4.2 e do esboço da Fig. 4.4, pode-se afirmar que a corrente instantânea direta em cada interruptor é igual a corrente instantânea drenada do *link cc* em um intervalo de π radianos mais a corrente reversa instantânea no interruptor equivalente do outro braço. Por exemplo, a corrente instantânea direta no interruptor M_1 é igual a corrente instantânea drenada do *link cc* em um intervalos de π radianos mais a corrente reversa instantânea que circula por M_3 . Portanto, os valores médio e eficaz da corrente direta em cada interruptor são dados pela Eq. 4.23 e pela Eq. 4.24, respectivamente.

$$I_{Mavg} = \frac{I_{davg}}{2} + I_{MRavg}. \quad 4.23$$

$$I_{Mrms} = \sqrt{\frac{I_{drms}^2}{2} + I_{MRrms}^2}. \quad 4.24$$

O valor eficaz de I_{Ls} é dado pela Eq 4.25, na qual η_i é o rendimento do estágio inversor e P_i é a potência drenada pelo inversor do *link cc*.

$$I_{Lsrms} = \frac{\eta_i \cdot P_i}{V_{rms}}. \quad 4.25$$

Naturalmente, o valor de pico de I_{L_s} é dado pela Eq. 4.26.

$$I_{L_{spk}} = \sqrt{2} \cdot I_{L_{srms}}. \quad 4.26$$

A indutância L_s pode ser calculada através da equação de tensão do indutor, usando para tanto as condições de contorno do pior caso, que ocorre no pico de I_{L_s} , como mostra a Eq. 4.27, na qual Δi_{L_s} é a especificação de ondulação máxima de I_{L_s} .

$$L_s = \frac{\overline{D}_{\max} \cdot V_{rpk}}{\Delta i_{L_s} \cdot I_{L_{spk}} \cdot f_{si}}. \quad 4.27$$

4.5 Modelagem do estágio inversor

Do ponto de vista dinâmico, o inversor monofásico em ponte-completa com saída em corrente e interligado à rede elétrica difere do retificador monofásico com PFC tradicional apenas no sentido do fluxo de potência, sendo que para o inversor esse fluxo é bidirecional. Assim, a modelagem utilizada no retificador monofásico com PFC tradicional [51]-[52] se adequa perfeitamente ao inversor monofásico em ponte-completa com saída em corrente interligado à rede elétrica.

A função de transferência $G_i(s)$ que relaciona a corrente no indutor de interface à razão cíclica é dada pela Eq. 4.28.

$$G_i(s) = \frac{\hat{i}_{L_s}}{d} = \frac{V_{dc}}{L_s \cdot s}. \quad 4.28$$

Já a função de transferência $G_v(s)$ que relaciona a tensão do *link cc* à corrente no indutor de interface é dada pela Eq. 4.29.

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_{dc}}{\hat{i}_{L_s}} = \frac{\overline{D}_{\max} \cdot R_i}{2} \cdot \frac{1}{R_i \cdot C_{dc} \cdot s + 1}. \quad 4.29$$

Na Eq. 4.29, R_i é dada pela Eq. 4.30.

$$R_i = \frac{V_{dc}^2}{P_i}. \quad 4.30$$

Devido à alta frequência de comutação, a malha de corrente se comporta como um sistema amostrado cuja frequência de amostragem é a própria frequência de comutação $\overline{f_{si}}$ (Eq. 4.13). Segundo a teoria de amostragem, a função de transferência do sistema sempre sofre um deslocamento de fase na metade da frequência de amostragem. Portanto, para que

esse efeito seja considerado, insere-se na malha de corrente um ganho de amostragem $H_e(s)$ [51] dado pela Eq. 4.31.

$$H_e(s) = \frac{s \cdot \overline{T}_{si}}{e^{s \cdot \overline{T}_{si}} - 1}. \quad 4.31$$

Na qual \overline{T}_{si} é o período de comutação equivalente do inversor, dado pela Eq. 4.32.

$$\overline{T}_{si} = \frac{1}{f_{si}}. \quad 4.32$$

A Eq. 4.31 possui um número infinito de pólos e zeros. É suficiente e mais conveniente para a análise e o projeto do compensador da malha de controle da corrente o modelo de segunda ordem do ganho de amostragem [51], dado pela Eq. 4.33.

$$H_e(s) \cong \frac{1}{\omega_e^2} \cdot s^2 + \frac{1}{\omega_e \cdot Q_z} \cdot s + 1. \quad 4.33$$

Q_z e ω_e são dados pelas Eqs. 4.34 e 4.35, respectivamente.

$$Q_z = -\frac{2}{\pi}. \quad 4.34$$

$$\omega_e = \frac{\pi}{\overline{T}_{si}}. \quad 4.35$$

4.6 Controle direto do estágio inversor

A semelhança existente entre o retificador monofásico com PFC tradicional e o estágio inversor do WECS proposto neste trabalho que motivou a determinação do modelo dinâmico deste último por analogia com aquele, também leva a crer que a técnica de controle por corrente média, largamente utilizada no controle de retificadores com elevado fator de potência e resumidamente apresentada na seção 3.3.1, se adequa ao controle do inversor monofásico em ponte completa com saída em corrente interligado à rede elétrica.

Naturalmente, o esquema tradicional (Fig. 3.5) deve ser adequado à nova estrutura de potência, como mostra a Fig. 4.8. Não obstante as diferenças na estrutura de potência e o fluxo bidirecional de potência, o controle do estágio inversor permanece análogo ao controle por corrente média tradicional de retificadores, consistindo em duas malhas: uma para o controle da tensão do *link cc* e outra para o controle da corrente que circula pelo indutor de interface (I_{Ls}), interdependentes entre si, cada uma com seu respectivo compensador ($G_{cv}(s)$ e $G_{ci}(s)$).

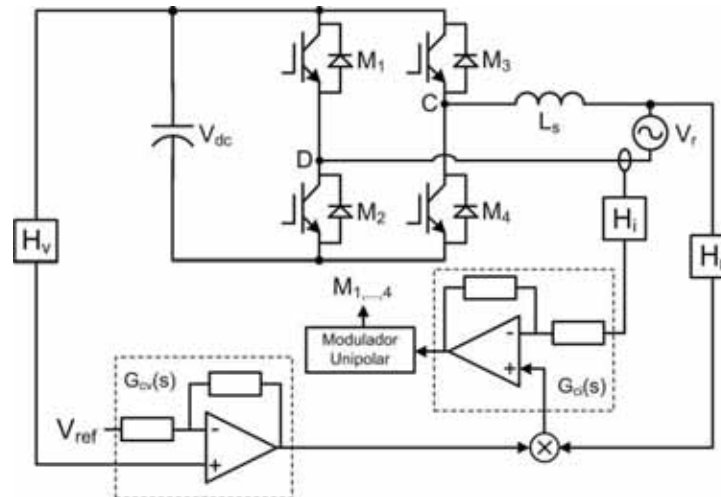


Fig. 4.8 – diagrama funcional do controle por corrente média aplicado ao conversor ponte completa.

A partir da tensão da rede elétrica, por meio do ganho H_r , é obtido um sinal base para a forma, frequência e fase de I_{Ls} , doravante denominado simplesmente de *shape*. O compensador de tensão ajusta a amplitude do *shape* de corrente, através de um multiplicador, modificando assim o valor eficaz da corrente injetada na rede elétrica a fim de manter o valor de realimentação da tensão do *link cc* igual ao valor de referência V_{ref} .

Portanto, o ganho H_v de realimentação da tensão do *link cc* é dado pela Eq. 4.36.

$$H_v = \frac{V_{ref}}{V_{dc}}. \quad 4.36$$

O sinal de saída do multiplicador, por sua vez, é a referência para o compensador de corrente, cujo sinal de saída é utilizado por um modulador unipolar como sinal modulante, a fim de gerar os sinais de acionamento dos interruptores do inversor de tal forma que a realimentação de I_{Ls} siga a referência de corrente (*shape*). Seguindo a metodologia proposta na seção 3.2 essa técnica de controle pode ser classificada como de Controle Direto, já que um compensador é utilizado para a imposição de I_{Ls} .

O ganho H_i de realimentação de I_{Ls} é dado pela Eq. 4.37, na qual v_{cvm} é o valor nominal da tensão de saída do compensador de tensão, A_{shp} é a amplitude do *shape* de corrente e P_{sn} é a potência nominal entregue à rede elétrica.

$$H_i = \frac{v_{cvm} \cdot A_{shp} \cdot V_{rms}}{\sqrt{2} \cdot P_{sn}}. \quad 4.37$$

A partir da Eq. 4.37 pode-se prefixar o valor de A_{shp} e calcular H_i , ou vice-versa. Naturalmente, o valor do ganho H_r é dado pela Eq. 4.38.

$$H_r = \frac{A_{shp}}{V_{rpk}}. \quad 4.38$$

4.7 Controle indireto do estágio inversor

A similaridade do princípio físico de operação com elevado fator de potência existente entre os conversores *bridgeless* e ponte completa, demonstrada através das seções 2.4 e 4.3, leva a crer que seja possível controlar o ponte completa sem a necessidade de um compensador de corrente, a exemplo do que foi feito com o conversor *bridgeless*.

Aplicando o conceito de resistência emulada ao modelo do conversor ponte completa, conforme ilustrado esquematicamente pela Fig. 4.5, chega-se a dois novos modelos: um para a operação como retificador (Fig. 4.9.a) e outro para a operação como inversor (Fig. 4.9.b), ambos apresentados de forma esquemática na Fig. 4.9.

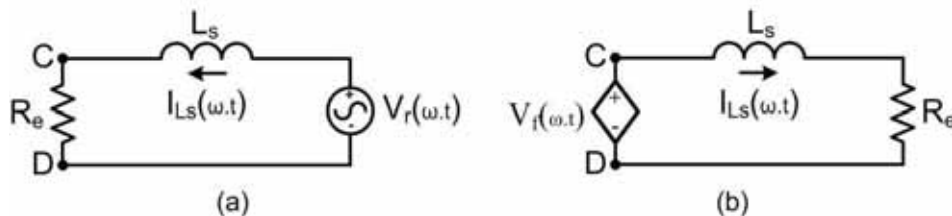


Fig. 4.9 – representação esquemática do conversor ponte completa operando com elevado fator de potência a) como retificador e b) como inversor, ambas utilizando o conceito de resistência emulada.

No primeiro caso o fluxo de potência ocorre da rede elétrica para o *link cc*, de tal forma que quem emula a resistência é o conversor ponte completa, a exemplo do que ocorreu com o conversor *bridgeless*. Já no segundo caso o fluxo de potência ocorre do *link cc* para a rede elétrica, de tal forma que quem emula a resistência é a própria rede elétrica. A seguir cada um dos modelos é abordado separadamente.

4.7.1 Operação como retificador

Segundo a Lei de Ohm, a queda de tensão $V_{R_e}(\omega t)$ sobre a resistência emulada R_e da Fig. 4.9.a é dada pela Eq. 4.39.

$$V_{R_e}(\omega \cdot t) = R_e \cdot I_{L_s}(\omega \cdot t). \quad 4.39$$

Na operação como retificador pode-se afirmar que a componente fundamental da tensão V_{CD} é a própria queda de tensão sobre a resistência emulada. Portanto, a Eq. 4.39 pode ser reescrita na conforme a Eq. 4.40.

$$V_f(\omega \cdot t) = R_e \cdot I_{L_s}(\omega \cdot t). \quad 4.40$$

Substituindo a Eq. 4.14 na Eq. 4.40 tem-se que:

$$V_{dc} \cdot \bar{D}(\omega \cdot t) = R_e \cdot |I_{L_s}(\omega \cdot t)|. \quad 4.41$$

Donde se conclui que:

$$\bar{D}(\omega \cdot t) = \frac{R_e}{V_{dc}} \cdot |I_{L_s}(\omega \cdot t)|. \quad 4.42$$

Assim como ocorreu para o retificador *bridgeless* operando com elevado fator de potência, a Eq. 4.42 nos permite concluir que é possível operar o conversor ponte completa no modo retificador com elevado fator de potência utilizando diretamente o sinal de realimentação da corrente no indutor de interface como sinal modulador. Em outras palavras, a teoria de controle indireto se aplica perfeitamente ao retificador ponte completa.

4.7.2 Operação como inversor

Mais uma vez, segundo a Lei de Ohm, a queda de tensão $V_{R_e}(\omega t)$ sobre a resistência emulada R_e da Fig. 4.9.b é dada pela Eq. 4.43.

$$V_{R_e}(\omega \cdot t) = R_e \cdot I_{L_s}(\omega \cdot t). \quad 4.43$$

Na operação como inversor a queda de tensão sobre a resistência emulada $V_{R_e}(\omega t)$ é a própria tensão da rede elétrica $V_r(\omega t)$. Portanto, a Eq. 4.43 pode ser reescrita conforme a Eq. 4.44.

$$V_r(\omega \cdot t) = R_e \cdot I_{L_s}(\omega \cdot t). \quad 4.44$$

Segundo o circuito da Fig. 4.9.b a tensão $V_f(\omega t)$ é dada pela Eq. 4.45.

$$V_f(\omega \cdot t) = V_{L_s}(\omega \cdot t) + V_r(\omega \cdot t). \quad 4.45$$

Substituindo as Eqs. 4.14 e 4.44 na Eq. 4.45 têm-se que:

$$V_{dc} \cdot \bar{D}(\omega \cdot t) = |V_{L_s}(\omega \cdot t)| + R_e \cdot |I_{L_s}(\omega \cdot t)|. \quad 4.46$$

Donde se conclui que:

$$\bar{D}(\omega \cdot t) = \frac{1}{V_{dc}} \cdot |V_{L_s}(\omega \cdot t)| + \frac{R_e}{V_{dc}} \cdot |I_{L_s}(\omega \cdot t)|. \quad 4.47$$

Segundo a Eq. 4.47 não é possível operar o conversor ponte completa no modo inversor com elevado fator de potência utilizando apenas o sinal de realimentação da corrente do indutor de interface como sinal modulador. Conclui-se que no modo inversor a informação

da defasagem que deve haver entre a tensão modulada e a tensão da rede elétrica não está embutida na corrente que circula pelo indutor de interface.

4.8 Controle indireto modificado do estágio inversor

De acordo com o modelo do conversor ponte completa apresentado na seção 4.5, a F.T. que relaciona a corrente através do indutor de interface e a razão cíclica (Eq. 4.28) apresenta apenas um pólo na origem. Como os zeros introduzidos pelo ganho de amostragem só se manifestam em frequências muito elevadas, em tese o compensador utilizado na malha de corrente pode ser suprimido, dando origem a uma técnica de controle que denominaremos de indireto modificado. Encontra-se uma técnica semelhante em [53].

A Fig. 4.10 mostra o diagrama funcional dessa técnica de controle aplicada ao conversor ponte completa. Como pode ser observado, a única diferença com relação ao controle por corrente média (Fig. 4.8) é a supressão do compensador de corrente.

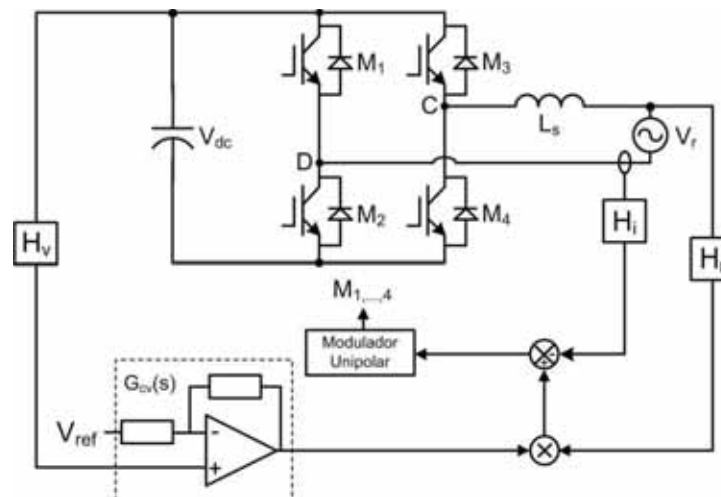


Fig. 4.10 - diagrama funcional do controle indireto modificado aplicado ao conversor ponte completa.

Como a estrutura de controle apresentada na Fig. 4.10 é possível operar o conversor ponte completa em ambos os modos: retificador e inversor, a exemplo do controle realizado por corrente média. A partir do diagrama funcional da Fig. 4.10 pode-se afirmar que:

$$\bar{D}(\omega \cdot t) = F_m \cdot [v_c \cdot H_r \cdot V_r(\omega \cdot t) - H_i \cdot I_{L_s}(\omega \cdot t)]. \quad 4.48$$

Igualando as Eqs. 4.48 e 4.15, mediante manipulação algébrica, chega-se a Eq. 4.49.

$$F_m \cdot [v_c \cdot H_r \cdot V_r(\omega \cdot t) - H_i \cdot I_{L_s}(\omega \cdot t)] = \frac{V_{rpk}}{V_{dc}} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)$$

$$F_m \cdot [v_c \cdot H_r \cdot V_{rpk} - H_i \cdot I_{Lspk}] = \frac{V_{rpk}}{V_{dc}}$$

$$v_c = \frac{1}{V_{dc} \cdot F_m \cdot H_r} + \frac{H_i}{H_r} \cdot \frac{I_{Lspk}}{V_{rpk}}. \quad 4.49$$

Definindo a resistência emulada pelo conversor ponte completa, seja no modo retificador seja no modo inversor, segundo a Eq. 4.50.

$$R_e = \frac{V_{rpk}}{I_{Lspk}}. \quad 4.50$$

Pode-se reescrever a Eq. 4.49 na forma da Eq. 4.51.

$$v_c = \frac{1}{V_{dc} \cdot F_m \cdot H_r} + \frac{H_i}{H_r} \cdot R_e. \quad 4.51$$

Como V_{dc} , F_m , H_r e H_i não variam, de acordo com a Eq. 4.51 a resistência emulada está diretamente relacionada à tensão de controle v_c . Além disso, pela definição de resistência emulada da Eq. 4.50, o conversor ponte completa opera no modo inversor quando:

$$v_c > \frac{1}{V_{dc} \cdot F_m \cdot H_r}. \quad 4.52$$

Analogamente, o conversor ponte completa opera no modo retificador quando:

$$v_c < \frac{1}{V_{dc} \cdot F_m \cdot H_r}. \quad 4.53$$

E o fluxo de potência é nulo quando:

$$v_c = \frac{1}{V_{dc} \cdot F_m \cdot H_r}. \quad 4.54$$

4.8.1 Resultados de simulação do controle indireto modificado

O protótipo de validação do WECS proposto neste trabalho, cujos resultados são apresentados no Capítulo 6, foi desenvolvido utilizando a técnica de controle indireto com portadora variável proposta neste trabalho no estágio retificador e a técnica de controle por corrente média no estágio inversor. Portanto os resultados experimentais apresentados no Capítulo 6 atestam a eficácia dessas duas técnicas de controle.

A fim de validar a técnica de controle indireto modificado optou-se por apresentar nesta seção alguns resultados de simulação da referida técnica no controle do conversor ponte completa. Para que toda a potencialidade da técnica seja demonstrada optou-se pela simulação da versão trifásica desse conversor.

O *software* de simulação utilizado foi o PSIM. A Fig. 4.11 mostra o diagrama esquemático de simulação do circuito de potência do conversor ponte completa trifásico. Como pode ser observado, uma fonte de corrente (I_{ret}) foi utilizada para emular o estágio retificador. Essa fonte injeta corrente em um capacitor (C_{dc}) de 4,7mF que é o *link cc*, que por sua vez fornece a tensão de entrada do conversor ponte completa, o qual está conectado à uma rede elétrica trifásica ($V_{a,b,c}$) através de indutores de interface ($L_{1,2,3}$). Além dos elementos de circuito há também alguns elementos de medição (amperímetros e volímetros).

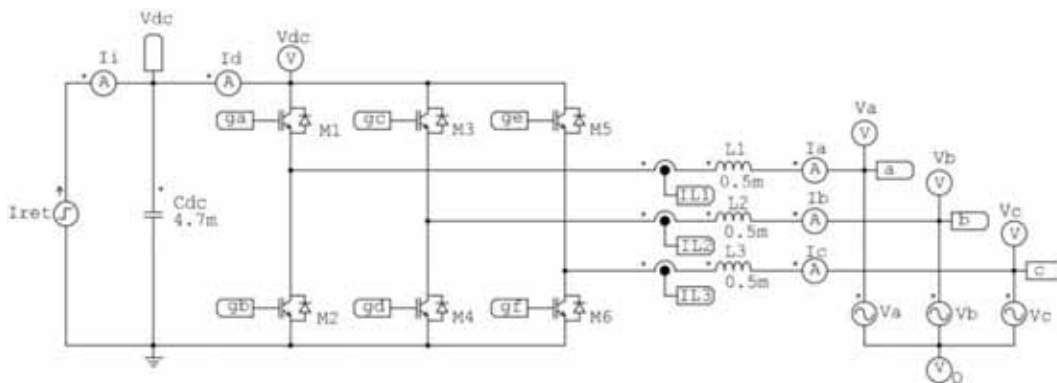


Fig. 4.11 – esquemático de simulação do circuito de potência do conversor ponte completa trifásico sob controle indireto modificado.

O circuito que realiza o controle indireto modificado é mostrado na Fig. 4.12.

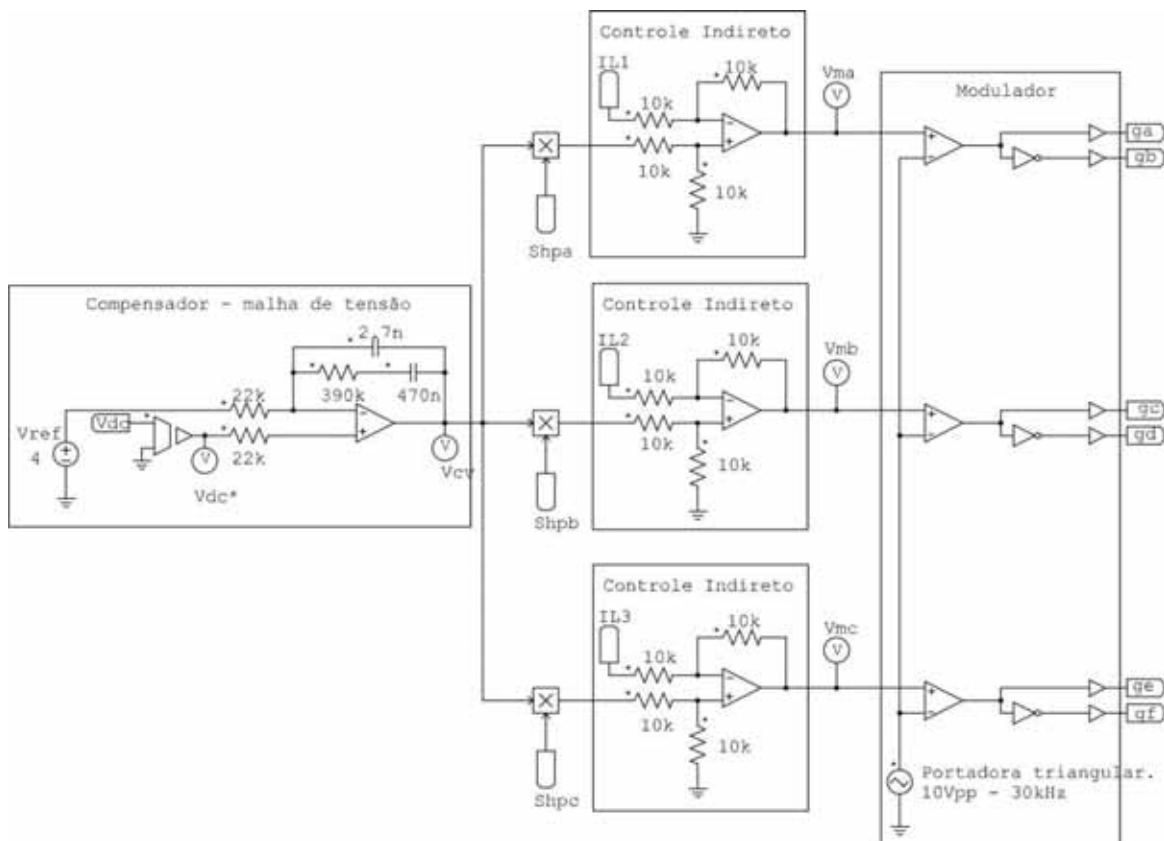


Fig. 4.12 – esquemático de simulação do circuito que implementa o controle indireto modificado.

O circuito da Fig. 4.12 é composto por vários blocos. O primeiro é um compensador responsável por manter o sinal de realimentação da tensão do *link cc* próximo à V_{ref} . Em seguida estão os blocos que realizam o produto entre a saída do compensador de tensão e os sinais de *shape* das correntes que circulam através dos indutores de interface, de tal forma que o compensador possa agir sobre a amplitude dessas correntes, garantindo a regulação da tensão do *link cc*. Esses sinais de *shape* (Shpa, Shpb e Shpc) são gerados pelo circuito cujo diagrama de simulação é mostrado na Fig. 4.13.

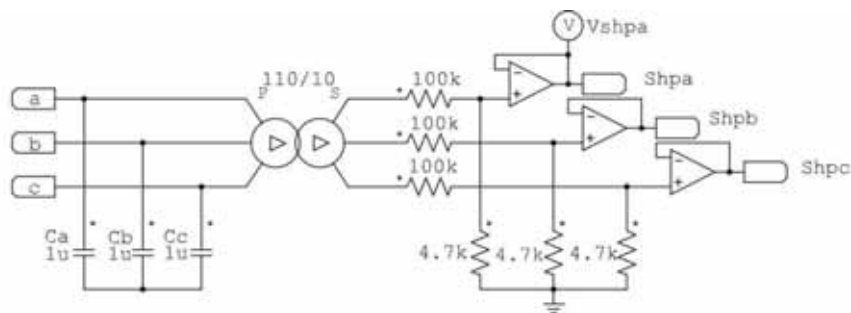


Fig. 4.13 – diagrama de simulação do circuito responsável pela geração dos *shapes* de corrente.

Ainda na Fig. 4.12, amplificadores diferenciais são utilizados para subtrair dos sinais de referência fornecidos pelos multiplicadores a realimentação das correntes que circulam através dos indutores de interface, chegando-se finalmente aos sinais moduladores, os quais são processados por um modulador unipolar responsável por gerar os sinais de PWM adequados ao acionamento dos interruptores do conversor.

A Fig. 4.14 mostra as forma de onda da tensão da fase ‘a’ da rede elétrica reduzida em 40 vezes sobreposta à corrente de linha da mesma fase para uma potência processada total de 500W. Pode-se observar que devido a baixa potência processada o conteúdo em alta frequência se torna bastante representativo, deformando significativamente a forma de onda da corrente, elevando o THD (50,46%) e prejudicando o fator de potência (0,89).

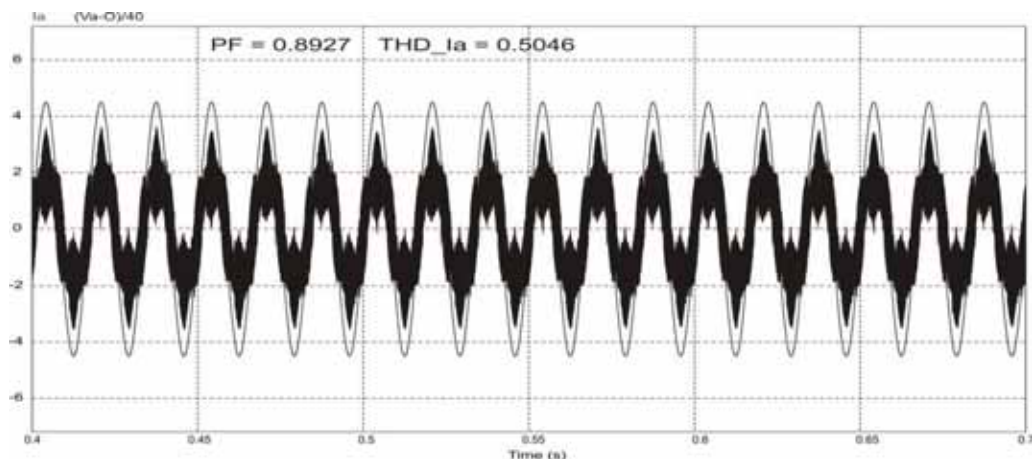


Fig. 4.14 – fator de potência e THD de corrente da fase ‘a’ para um potência de 500W.

Os mesmos sinais são rerepresentados na Fig. 4.15, só que para potência nominal (5kW). Pode-se observar a elevação do fator de potência (0,998) e redução do THD (5,01%).

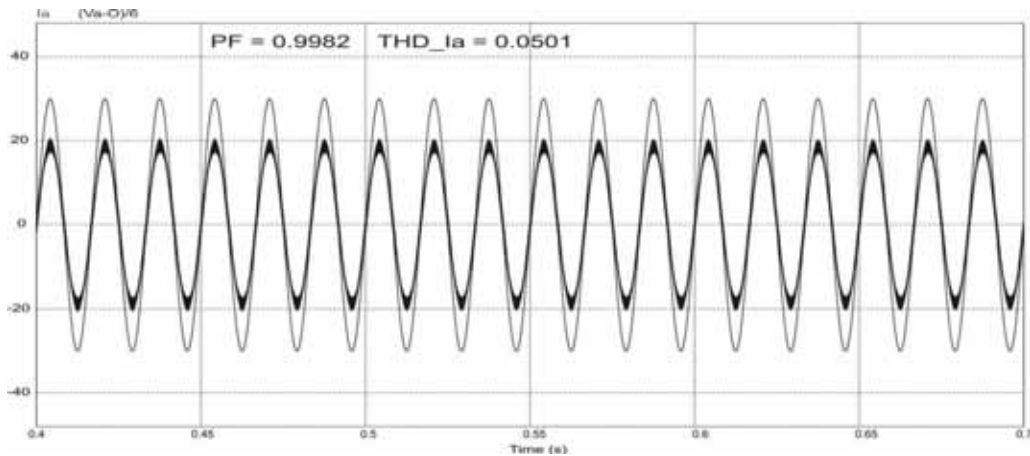


Fig. 4.15 – fator de potência e THD de corrente da fase ‘a’ para um potência de 5000W.

A Fig. 4.16 apresenta resultados de simulação para um degrau de corrente de entrada (I_i) de zero para corrente nominal (12,5A). São mostrados, respectivamente, o degrau de corrente de entrada, a tensão no *link cc* (Vdc), a tensão de fase (atenuada em quatro vezes para melhorar a visualização da forma de onda da corrente) e a corrente de linha (I_a) da fase ‘a’ da rede elétrica sobrepostas e, por último, o sinal de saída do compensador de tensão (Vcv).

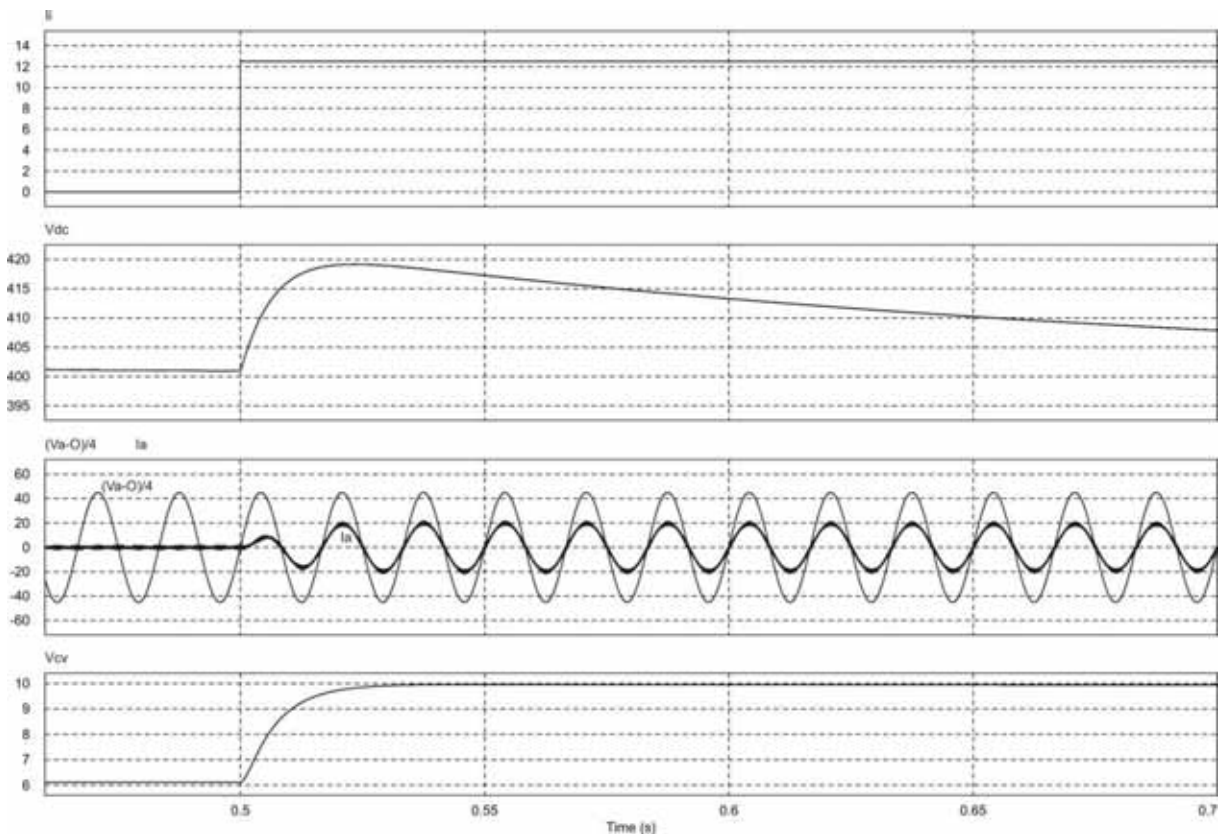


Fig. 4.16 – resultado de simulação para um degrau de corrente de entrada (I_i) de 0 para nominal (12,5A).

Os mesmos sinais, e na mesma ordem, só que para um degrau de corrente de entrada de zero para o inverso da corrente nominal (-12,5A), são apresentados na Fig. 4.17. O objetivo desse segundo conjunto de resultados é demonstrar que o controle indireto modificado permite aproveitar a bidirecionalidade do conversor ponte completa trifásico.

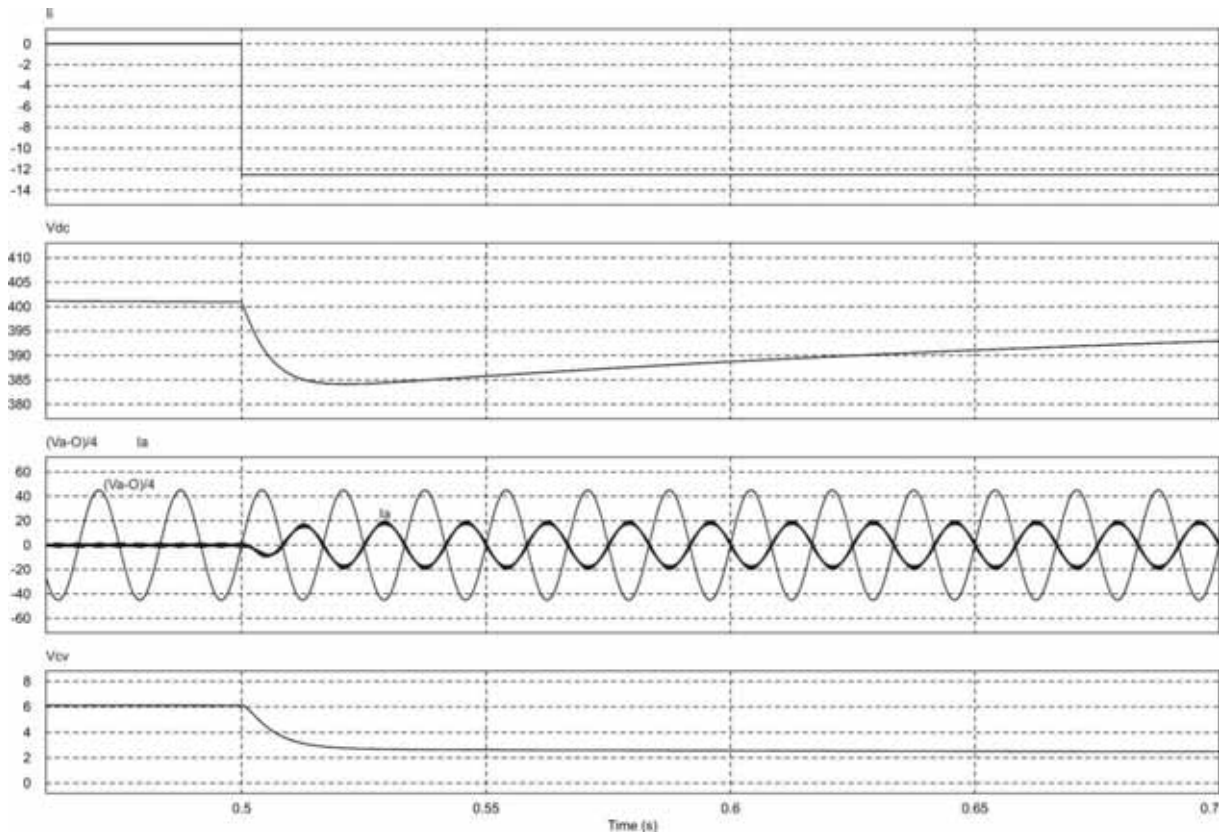


Fig. 4.17– resultado de simulação para um degrau de corrente de entrada (I_i) de 0 para inverso da nominal (-12,5A).

Em ambas as figuras (Fig. 4.16 e Fig. 4.17) pode-se observar que o controle indireto modificado garante a operação com elevado fator de potência tanto injetando (operação inversora) como drenando (operação retificadora) potência da rede elétrica.

4.9 Considerações finais

Neste capítulo foi apresentada a estrutura de potência, o princípio de operação e o equacionamento completo do estágio inversor do WECS proposto neste trabalho, composto por um inversor monofásico em ponte completa. Assim, este capítulo constitui o fundamento teórico necessário ao projeto da estrutura de potência do estágio inversor. Foi abordado, ainda, o controle desse estágio sob duas perspectivas: o controle direto da corrente injetada na rede elétrica a partir da adaptação do controle por corrente média e o controle indireto da corrente injetada na rede elétrica a partir da similaridade entre o princípio de operação do retificador *bridgeless* e o conversor ponte completa.

A principal contribuição deste capítulo está na conclusão de que embora seja plenamente possível aplicar a teoria do controle indireto apresentada no Capítulo 3 ao conversor ponte completa operando como retificador o mesmo não ocorre para a operação como inversor. No entanto, como a resposta dinâmica do conversor ponte completa, cujo modelo foi apresentado na seção 4.5, permite a supressão do compensador de corrente, foi apresentada uma alternativa ao controle direto na seção 4.8 (controle indireto modificado), cuja eficácia foi comprovada através de resultados de simulação.

Capítulo 5 – Retificador 3Φ *Bridgeless* vs. Retificador 3Φ 2 Níveis

5.1 Introdução

Neste capítulo é realizada uma comparação teórica de rendimento entre o retificador *bridgeless* trifásico e o retificador trifásico dois níveis tradicional. A escolha do retificador trifásico dois níveis tradicional se deve a seu largo emprego em WECS, na topologia conhecida como *back-to-back* (Fig. 1.10), permitindo situar o retificador *bridgeless* trifásico proposto neste trabalho entre as estruturas retificadoras já utilizadas em WECS.

5.2 Retificador *bridgeless* trifásico

No retificador *bridgeless* trifásico há dissipação de potência de três formas significativas: perdas ôhmicas nos indutores *boost* de entrada, perdas ôhmicas e perdas por comutação nos semicondutores. A seguir são apresentadas estimativas para cada uma dessas três formas de perda ao longo da faixa de operação da potência de entrada, permitindo estimar a curva de rendimento do estágio retificador.

5.2.1 Considerações de projeto

A Tabela 5.1 lista os parâmetros de projeto do retificador *bridgeless*. A potência nominal de entrada do retificador é a própria potência nominal de saída do aerogerador. A tensão nominal de entrada de cada fase do retificador é a própria tensão eficaz de fase do aerogerador. A tensão de saída do retificador é a própria tensão do *link cc*.

Tabela 5.1 – considerações de projeto para o estágio retificador.

Parâmetro	Descrição
$P_{en} = 5kW$	Potência nominal de entrada do retificador
$V_{en} = 220V$	Valor eficaz nominal da tensão de entrada de cada fase do retificador
$V_{dc} = 400V$	Valor médio da tensão do elo cc
$f_{sr} = 30kHz$	Frequência de comutação do estágio retificador
$\Delta i_e = 20\%$	Ondulação da corrente de entrada

5.2.2 Esforços de tensão e corrente nos semicondutores

A partir dos parâmetros da Tabela 5.1 e das equações da seção 2.6, os esforços de tensão e corrente nos semicondutores do estágio retificador são apresentados na Tabela 5.2.

Tabela 5.2 – esforços de tensão e corrente sobre os semicondutores do retificador.

Esforço	Descrição
$V_{D\max} = V_{S\max} = 400V$	Máxima tensão sobre os semicondutores
$V_{epk} \cong 311V$	Valor de pico nominal da tensão de entrada de fase do retificador
$I_e = 7,58A$	Valor eficaz nominal da corrente de entrada do retificador por fase
$I_{epk} = 12,86A$	Valor de pico nominal da corrente de entrada do retificador por fase
$I_{Davg} = 2,08A$	Valor médio nominal da corrente através de cada diodo <i>boost</i>
$I_{Drms} = 4,35A$	Valor eficaz nominal da corrente através de cada diodo <i>boost</i>
$I_{SRavg} = 3,41A$	Valor médio nominal da corrente reversa de cada interruptor
$I_{SRrms} = 5,36A$	Valor eficaz nominal da corrente reversa de cada interruptor
$I_{Savg} = 1,33A$	Valor médio nominal da corrente direta de cada interruptor
$I_{Srms} = 3,12$	Valor eficaz nominal da corrente direta de cada interruptor

5.2.3 Especificação dos semicondutores

Com base nos esforços de tensão e corrente calculados na seção anterior, e na disponibilidade de componentes no almoxarifado do laboratório, optou-se por utilizar no estágio retificador diodos de potência **HFA25PB60** e IGBT's **IRGP50B60PD1**, cujas principais características para uma temperatura de junção de 100°C são apresentadas, respectivamente, na Tabela 5.3 e na Tabela 5.4.

Tabela 5.3 – principais características do diodo de potência HFA25PB60.

Parâmetro	Valor	Descrição
V_R	600V	Tensão reversa de bloqueio máxima
I_{FN}	25A	Corrente contínua direta máxima
I_{FRM}	100A	Pico de corrente repetitivo máximo
I_{rr}	15A	Corrente de recuperação reversa máxima
t_{rr}	160ns	Tempo de recuperação reversa máximo
R_{jc}	0,83°C/W	Resistência térmica junção-cápsula

Tabela 5.4 – principais características do IGBT IRGP50B60PD1

Parâmetro	Valor	Descrição
V_{CES}	600V	Tensão coletor-emissor de bloqueio
I_C	45A	Corrente contínua nominal de coletor
I_{FRM}	60A	Corrente de pico repetitiva de coletor
I_{FN}	15A	Corrente contínua direta máxima do diodo antiparalelo
I_{rr}	10A	Corrente de recuperação reversa do diodo antiparalelo
t_{rr}	120ns	Tempo de recuperação reversa do diodo antiparalelo
R_{Sjc}	0,32°C/W	Resistência térmica junção-cápsula do IGBT
R_{Djc}	1,7 °C/W	Resistência térmica junção-cápsula do diodo antiparalelo

5.2.4 Indutores *boost* de entrada

O valor da razão cíclica mínima de operação do retificador (Eq. 2.18) é dado pela Eq. 5.1 e o valor da indutância dos indutores *boost* de entrada (Eq. 2.28) é dado pela Eq. 5.2.

$$D_{\min} = 0,22. \quad 5.1$$

$$L_e \cong 1,1mH. \quad 5.2$$

Os parâmetros físicos de construção dos indutores *boost* de entrada do retificador são apresentados na Tabela 5.5.

Tabela 5.5 –parâmetros de construção dos indutores *boost* de entrada do retificador.

Parâmetro	Descrição
NEE 65/33/26	Núcleo utilizado (tipo EE da Thornton – IP12R)
$B_{\max} = 0,3T$	Densidade de fluxo máxima
$N = 65esp$	Número de espiras
$J = 300A/cm^2$	Densidade de corrente no enrolamento
AWG22	Fio de cobre esmaltado utilizado
$n_f = 9fios$	Número de fios em paralelo
$R_{Le} = 76m\Omega$	Resistência do enrolamento

5.2.5 Cálculo das perdas nos indutores *boost*

Em um conjunto turbina mais gerador síncrono a potência (P_e) e o valor eficaz da tensão (V_e) geradas por fase se relacionam segundo a Eq. 5.3.

$$P_e = K_p \cdot V_e^3. \quad 5.3$$

A partir dos valores nominais de tensão eficaz (V_{en}) e potência (P_{en}) do gerador, o fator de proporcionalidade (K_p) pode ser aproximado pela Eq. 5.4.

$$K_p = \frac{P_{en}}{3 \cdot V_{en}^3}. \quad 5.4$$

Assim, desconsiderando a impedância dos enrolamentos do gerador, a potência ótima total por ele fornecida (P_e) se relaciona com a tensão gerada, que é a própria tensão de entrada do retificador (V_e), segundo a Eq. 5.5, cuja representação gráfica é feita na Fig. 5.1.

$$V_e(P_e) = \sqrt[3]{\frac{P_e}{3 \cdot K_p}}. \quad 5.5$$

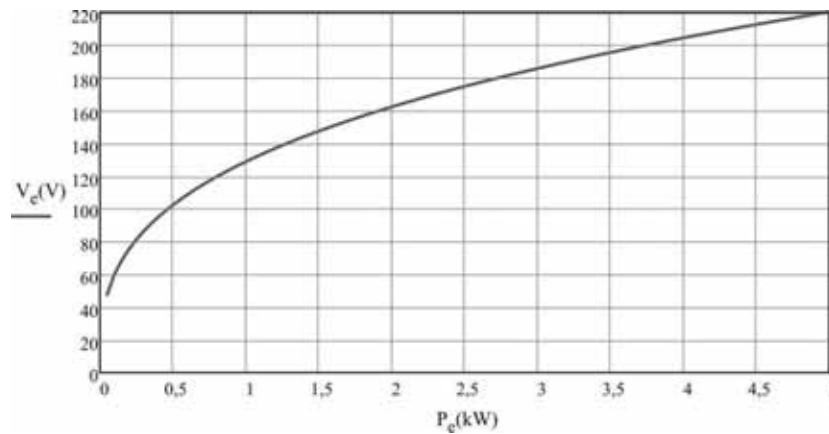


Fig. 5.1 – curva de tensão de entrada vs. potência de entrada do estágio retificador.

Naturalmente, a corrente de entrada também é uma função da potência que se deseja drenar do gerador, como mostra a Eq. 5.6 e sua representação gráfica na Fig. 5.2.

$$I_{epk}(P_e) = \sqrt{2} \cdot \frac{P_e}{3 \cdot V_e(P_e)}. \quad 5.6$$

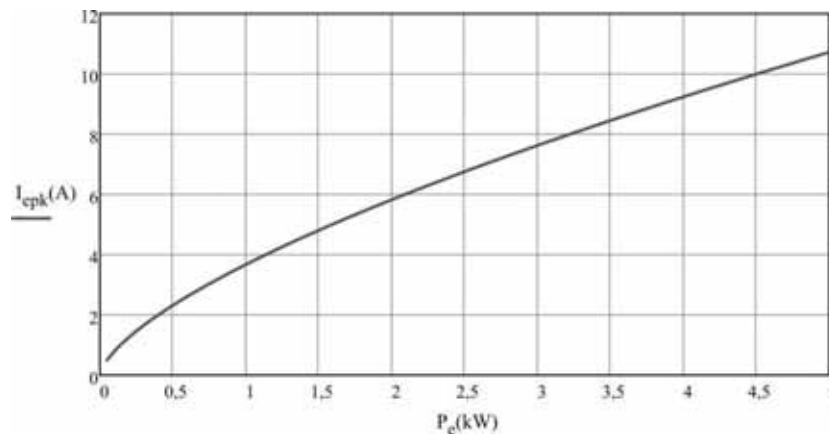


Fig. 5.2 – curva do valor de pico da corrente de entrada do retificador vs. potência de entrada do retificador.

Como a ondulação de corrente nos indutores *boost* de entrada do retificador é muito baixa (20%), as perdas nos núcleos desses magnéticos podem ser desprezadas, restando somente as perdas por condução nos seus enrolamentos. Como a corrente que circula por esses indutores é alternada, a dissipação ôhmica em seus enrolamentos é dada pela Eq. 5.7 e sua representação gráfica é mostrada na Fig. 5.3.

$$P_{Le}(P_e) = 3 \cdot \left(\frac{I_{epk}(P_e)}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot R_{Le}. \quad 5.7$$

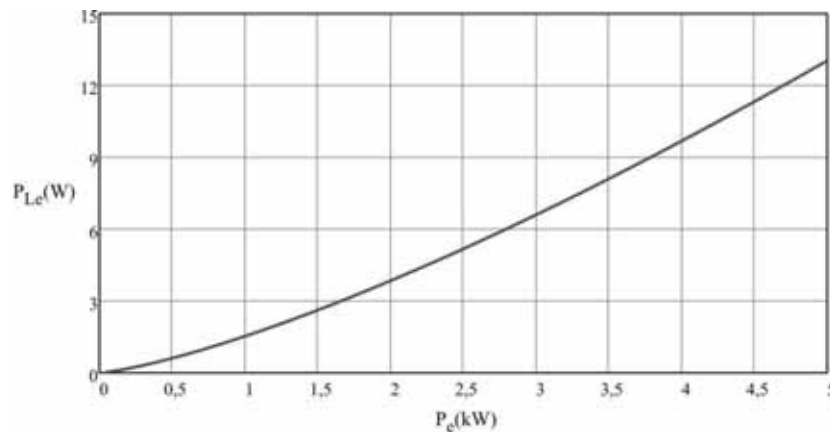


Fig. 5.3 – curva da potência dissipada nos indutores de entrada do estágio retificador.

5.2.6 Perdas por condução nos diodos boost

A curva que relaciona a corrente média direta (I_F) e a queda de tensão (V_{FM}) nos diodos *boost* do retificador, (obtida na folha de dados do HFA25PB60) para uma temperatura de junção de 125°C é mostrada na Fig. 5.4.

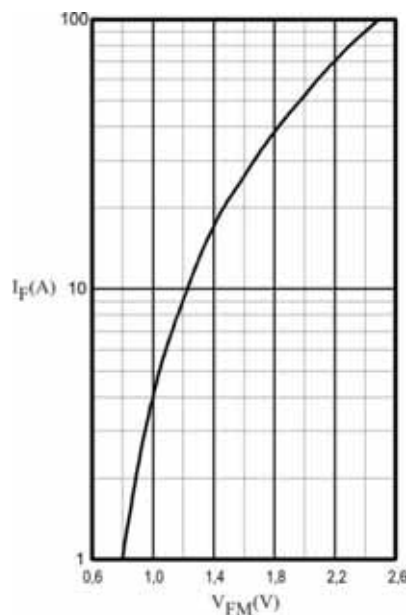


Fig. 5.4 – curva que relaciona a queda de tensão sobre o diodo HFA25PB60 durante a condução em função da corrente que o atravessa.

Linearizando a curva da Fig. 5.4 em torno do ponto de operação (valor médio da corrente direta entre 0 e 3A), chega-se a Eq. 5.8.

$$V_{FM}(I_F) = 0,068 \cdot I_{FM} + 0,745. \quad 5.8$$

A partir da Eq. 5.8 pode-se calcular a perda por condução nos seis diodos *boost* do retificador através da Eq. 5.9.

$$P_D(P_e) = 6 \cdot [0,068 \cdot I_{Drms}^2(P_e) + 0,745 \cdot I_{Davg}(P_e)]. \quad 5.9$$

5.2.7 Perdas por comutação nos diodos boost

Como a frequência de comutação utilizada no estágio retificador é de 30kHz, a perda por entrada em condução dos diodos *boost* pode ser desprezada, resumindo-se a perda por comutação à perda gerada no bloqueio, a qual se deve quase que exclusivamente à corrente de recuperação reversa necessária à recomposição da camada de depleção do diodo.

Segundo [54] a energia dissipada em um diodo devido à corrente de recuperação reversa como função da corrente instantânea direta (i_F) que o atravessa é dada pela Eq. 5.10.

$$E_{rr}(i_F) = V_{dc} \cdot t_{rr} \cdot \left(0,8 + 0,2 \cdot \frac{i_F}{I_{FN}} \right) \cdot \left(0,35 \cdot I_{rr} + 0,15 \cdot \frac{i_F}{I_{FN}} \cdot I_{rr} + i_F \right). \quad 5.10$$

Rearranjando algebricamente essa equação, pode-se reescrevê-la na forma de um polinômio de segunda ordem, como mostra a Eq. 5.11.

$$E_{rr}(i_F) = k_2 \cdot i_F^2 + k_1 \cdot i_F + k_0. \quad 5.11$$

Na qual:

$$k_2 = 0,2 \cdot V_{dc} \cdot \frac{t_{rr}}{I_{FN}} \cdot \left(0,15 \cdot \frac{I_{rr}}{I_{FN}} + 1 \right). \quad 5.12$$

$$k_1 = V_{dc} \cdot t_{rr} \cdot \left(0,19 \cdot \frac{I_{rr}}{I_{FN}} + 0,8 \right). \quad 5.13$$

$$k_0 = 0,28 \cdot V_{dc} \cdot t_{rr} \cdot I_{rr}. \quad 5.14$$

De acordo com a análise feita no capítulo 2 (Fig. 2.7), a corrente instantânea através de cada diodo *boost* é composta pelos intervalos de um semiciclo da corrente de entrada ($I_c(\omega t)$) durante os quais o seu respectivo interruptor está bloqueado, ou seja:

$$i_{FD}(\omega t) = I_{epk} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot [1 - D(\omega t)] \quad 5.15$$

Substituindo a Eq. 2.16 na Eq. 5.15 tem-se que:

$$i_{FD}(\omega t) = \frac{I_{epk} \cdot V_{epk}}{V_{dc}} \cdot \text{sen}^2(\omega t) \equiv \frac{2}{3} \cdot \frac{P_e}{V_{dc}} \cdot \text{sen}^2(\omega t) \quad 5.16$$

Substituindo a Eq. 5.16 na Eq. 5.11 chega-se a expressão da energia dissipada nos diodos *boost* durante a recuperação reversa em função do tempo, como mostra a Eq. 5.17.

$$E_{rrD}(\omega t) = k_2 \cdot \left(\frac{2}{3} \cdot \frac{P_e}{V_{dc}} \right)^2 \cdot \text{sen}^4(\omega t) + k_1 \cdot \left(\frac{2}{3} \cdot \frac{P_e}{V_{dc}} \right) \cdot \text{sen}^2(\omega t) + k_0 \quad 5.17$$

Portanto, a potência média dissipada durante o bloqueio dos diodos *boost* é dada pela Eq. 5.18.

$$P_{rrD} = 6 \cdot \left[\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi f_{sr} \cdot E_{rrD}(\omega t) d\omega t \right]$$

$$P_{rrD}(P_e) = 6 \cdot \left[\frac{f_{sr}}{2} \cdot \left(\frac{k_2}{6 \cdot V_{dc}^2} \cdot P_e^2 + \frac{k_1}{3 \cdot V_{dc}} \cdot P_e + k_0 \right) \right] \quad 5.18$$

A Fig. 5.5 mostra a representação gráfica das perdas por condução (P_D) e por comutação (P_{rrD}) dos diodos *boost* do retificador em função de sua potência de entrada.

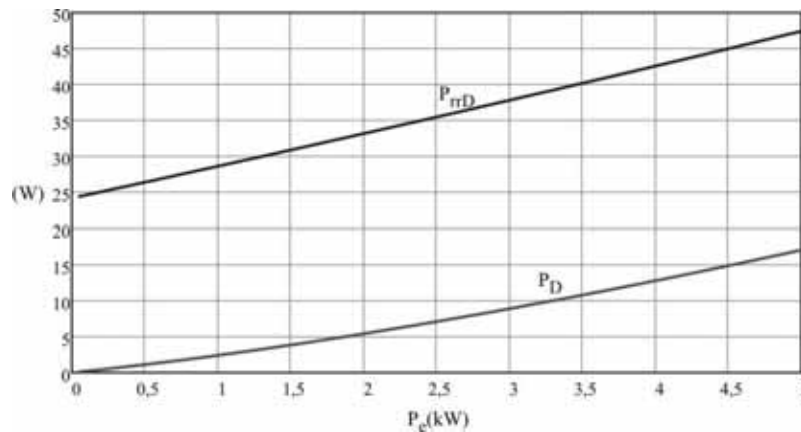


Fig. 5.5 – perdas nos diodos *boost* do retificador *bridgeless*.

5.2.8 Perdas por condução nos diodos em antiparalelo dos IGBT's

Utilizando a mesma metodologia aplicada no cálculo das perdas por condução dos diodos *boost* (seção 5.2.6), nesta seção são calculadas as perdas por condução dos diodos em antiparalelo dos seis interruptores do retificador *bridgeless* trifásico. A Fig. 5.6 mostra a curva que relaciona o valor médio da corrente direta com a queda de tensão sobre o diodo em

antiparalelo do IRGP50B60PD1, obtida em sua folha de dados, para uma temperatura de junção de 125°C.

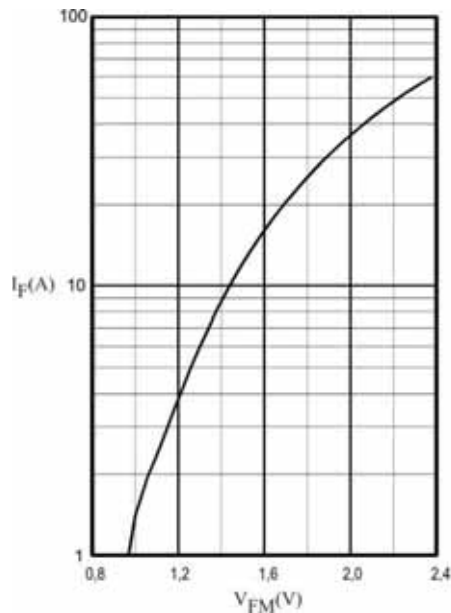


Fig. 5.6 – relação entre o valor médio da corrente direta e a queda de tensão sobre o diodo em antiparalelo do IRGP50B60PD1.

Linearizando a curva da Fig. 5.6 em torno do ponto de operação (valor médio da corrente direta entre 0 a 4A) chega-se a Eq. 5.19.

$$V_F(I_F) = 0,086 \cdot I_F + 0,856. \quad 5.19$$

A partir da Eq. 5.19 pode-se calcular a perda por condução nos diodos em antiparalelo dos interruptores do retificador *bridgeless* através da Eq. 5.20.

$$P_{SR}(P_e) = 6 \cdot \left[0,086 \cdot I_{SRrms}^2(P_e) + 0,856 \cdot I_{SRavg}(P_e) \right]. \quad 5.20$$

5.2.9 Perdas por comutação nos diodos em antiparalelo dos IGBT's

Como demonstrado na seção 2.4 (Fig. 2.7), os interruptores do retificador *bridgeless* não conduzem corrente pulsada reversamente, apresentando apenas duas comutações de seus diodos em antiparalelo a cada ciclo da tensão de entrada. Portanto, a perda por comutação dos interruptores do retificador se resume as perdas pela entrada em condução e pelo bloqueio do IGBT propriamente dito.

5.2.10 Perdas por condução no corpo dos IGBTs

A relação entre a queda de tensão coletor-emissor (V_{CE}) e a corrente de coletor (I_C) do IGBT IRGP50B60PD1, para uma temperatura de junção de 125°C e uma tensão base-emissor de 15V, é mostrada na Fig. 5.7.

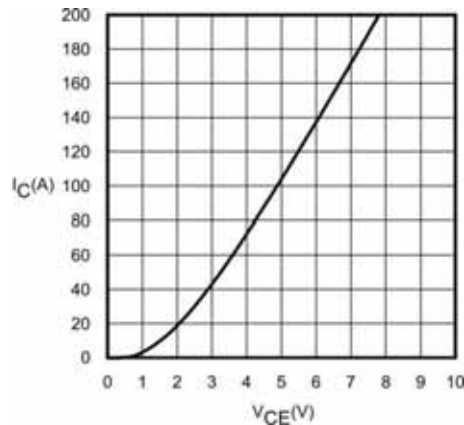


Fig. 5.7 – variação da queda de tensão coletor-emissor com o valor médio da corrente de coletor para o IGBT IRGP50B60PD1.

Linearizando a curva da Fig. 5.7 em torno do ponto de operação (devido a escala original do gráfico, será utilizado o valor médio da corrente direta entre 0 a 10A) chega-se a Eq. 5.21.

$$V_{CE}(I_C) = 0,096 \cdot I_C + 0,579. \quad 5.21$$

Seguindo a metodologia de cálculo da perda por condução utilizada para os diodos, a perda por condução direta dos interruptores do retificador é dada pela Eq. 5.22.

$$P_S(P_e) = 6 \cdot [0,096 \cdot I_{Srms}^2(P_e) + 0,579 \cdot I_{Savg}(P_e)]. \quad 5.22$$

5.2.11 Perdas por comutação no corpo dos IGBT's

A estimativa das perdas por comutação no corpo dos interruptores do retificador *bridgeless* trifásico utiliza a metodologia proposta em [55], a qual se baseia em um polinômio de segunda ordem que se ajuste bem a um conjunto de pontos extraídos das curvas de energia dissipada durante a saída (E_{off}) e a entrada (E_{on}) em condução do IGBT em questão, as quais para o IRGP50B60PD1 são mostradas na Fig. 5.8 ($V_{GE}=15V$, $T_J=125^\circ C$, $R_G=3\Omega$).

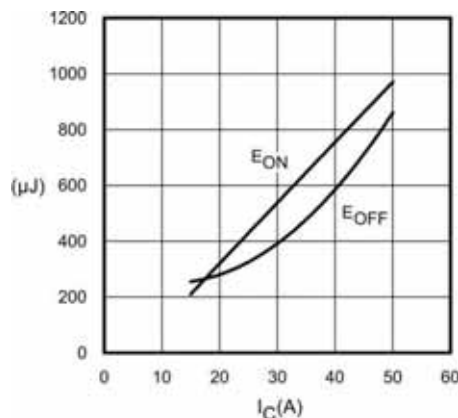


Fig. 5.8 – curvas de energia dissipada durante a saída (E_{off}) e a entrada (E_{on}) em condução do IGBT IRGP50B60PD1.

Através de técnicas computacionais de regressão, a partir do conjunto de pontos da Tabela 5.6 (extraídos da Fig. 5.8) conclui-se que as curvas de E_{on} e E_{off} podem ser aproximadas, respectivamente, pelas Eqs. 5.23 e 5.24.

Tabela 5.6 – conjunto de pontos das curvas de E_{on} e E_{off} da Fig. 5.8.

I_C (A)	E_{on} (μ J)	E_{off} (μ J)
0	0	0
15	213,33	257,78
20	324,44	282,22
25	435,56	326,67
30	546,67	395,56
35	657,78	484,44
40	768,89	591,11
45	880,00	724,44
50	991,11	873,33

$$E_{on}^*(I_C) = 102,83 \times 10^{-9} \cdot I_C^2 + 15,18 \times 10^{-6} \cdot I_C - 11,68 \times 10^{-6} \quad 5.23$$

$$E_{off}^*(I_C) = 156,69 \times 10^{-9} \cdot I_C^2 + 8,37 \times 10^{-6} \cdot I_C + 30,08 \times 10^{-6} \quad 5.24$$

A Fig. 5.9 mostra a comparação entre as curvas de energia dissipada durante a comutação do IRGP50B60PD1 da folha de dados (contínua) e por regressão (tracejada).

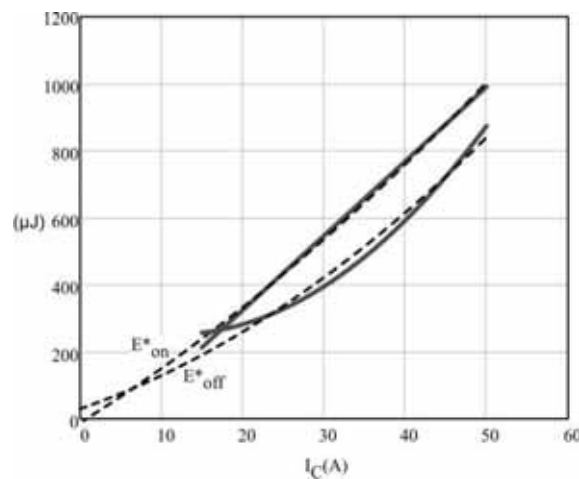


Fig. 5.9 – comparação entre as curvas de energia dissipada durante a comutação do IRGP50B60PD1 obtidas na folha de dados e por regressão.

As curvas da Fig. 5.8 e da Fig. 5.9 são válidas para uma resistência de base (R_G) de 3Ω . No entanto, o resistor de base utilizado apresenta uma resistência de 22Ω . A Fig. 5.10, obtida na folha de dados do IRGP50B60PD1, ilustra a variação da energia dissipada na

comutação do IGBT em função do valor da resistência de base utilizada para uma corrente de coletor de 33A.

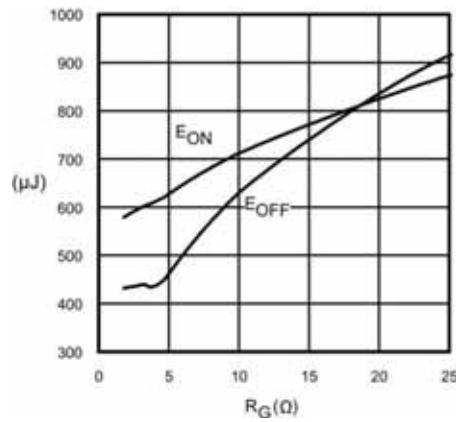


Fig. 5.10 – relação entre a energia dissipada por comutação e a resistência de base do IRGP50B60PD1, para uma corrente de coletor de 33A.

Segundo a Fig. 5.10 a razão entre as perdas para $R_G=22\Omega$ e as perdas para $R_G=3,3\Omega$ são dadas por:

$$\frac{E_{on}(22\Omega)}{E_{on}(3,3\Omega)} = 1,4 \quad e \quad \frac{E_{off}(22\Omega)}{E_{off}(3,3\Omega)} = 2,1 \quad 5.25$$

Considerando que o comportamento mostrado na Fig. 5.10 é válido para qualquer que seja a corrente de coletor, pode-se utilizar as relações da Eq. 5.25 para corrigir as Eqs. 5.23 e 5.24, chegando-se às Eqs. 5.26 e 5.27.

$$E_{on}^*(I_C) = 144,27 \times 10^{-9} \cdot I_C^2 + 21,30 \times 10^{-6} \cdot I_C - 16,39 \times 10^{-6} \quad 5.26$$

$$E_{off}^*(I_C) = 328,58 \times 10^{-9} \cdot I_C^2 + 17,55 \times 10^{-6} \cdot I_C + 63,08 \times 10^{-6} \quad 5.27$$

A Fig. 5.11 mostra a representação gráfica das Eqs. 5.26 e 5.27.

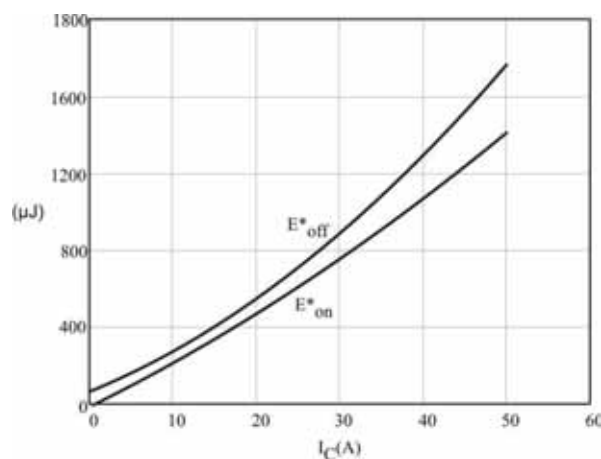


Fig. 5.11 – curvas aproximadas de energia dissipada durante a comutação do IRGP50B60PD1 para $R_G=22\Omega$.

De acordo com a análise feita no capítulo 2 (Fig. 2.7), a corrente instantânea direta através de cada interruptor é composta pelos intervalos de um semiciclo da corrente de entrada ($I_e(\omega t)$) durante os quais há condução, ou seja:

$$I_C(\omega t) = I_{epk} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot D(\omega t) \quad 5.28$$

Substituindo a Eq. 2.17 na Eq. 5.28 têm-se que:

$$I_C(\omega t) = I_{epk} \cdot \text{sen}(\omega t) - \frac{I_{epk} \cdot V_{epk}}{V_{dc}} \cdot \text{sen}^2(\omega t)$$

$$I_C(\omega t) = I_{epk} \cdot \text{sen}(\omega t) - \frac{2}{3} \cdot \frac{P_e}{V_{dc}} \cdot \text{sen}^2(\omega t) \quad 5.29$$

Substituindo a Eq. 5.29 na Eq. 5.26, após manipulação algébrica, chega-se à expressão da energia dissipada durante a mudança do estado dos interruptores do retificador *bridgeless* trifásico de bloqueado para conduzindo em função do tempo, mostrada na Eq. 5.30.

$$E_{Son}(\omega t) = c_2^{on} \cdot \frac{4}{9} \cdot \left(\frac{P_e}{V_{dc}} \right)^2 \cdot \text{sen}^4(\omega t) - c_2^{on} \cdot \frac{4}{3} \cdot \left(I_{epk} \cdot \frac{P_e}{V_{dc}} \right) \cdot \text{sen}^3(\omega t)$$

$$+ \left(c_2^{on} \cdot I_{epk}^2 - c_1^{on} \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{P_e}{V_{dc}} \right) \cdot \text{sen}^2(\omega t) + c_1^{on} \cdot I_{epk} \cdot \text{sen}(\omega t) + c_0^{on} \quad 5.30$$

Analogamente, a expressão da energia dissipada durante a mudança do estado dos interruptores do retificador *bridgeless* trifásico de conduzindo para bloqueado em função do tempo, é mostrada na Eq. 5.31.

$$E_{Soff}(\omega t) = c_2^{off} \cdot \frac{4}{9} \cdot \left(\frac{P_e}{V_{dc}} \right)^2 \cdot \text{sen}^4(\omega t) - c_2^{off} \cdot \frac{4}{3} \cdot \left(I_{epk} \cdot \frac{P_e}{V_{dc}} \right) \cdot \text{sen}^3(\omega t)$$

$$+ \left(c_2^{off} \cdot I_{epk}^2 - c_1^{off} \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{P_e}{V_{dc}} \right) \cdot \text{sen}^2(\omega t) + c_1^{off} \cdot I_{epk} \cdot \text{sen}(\omega t) + c_0^{off} \quad 5.31$$

Os coeficientes c_i^{on} e c_i^{off} são obtidos das Eqs. 5.26 e 5.27, respectivamente, como mostrado na Eq. 5.32.

$$\begin{cases} c_2^{on} = 144,27 \times 10^{-9} \\ c_1^{on} = 21,30 \times 10^{-6} \\ c_0^{on} = -16,39 \times 10^{-6} \end{cases} \quad e \quad \begin{cases} c_2^{off} = 328,58 \times 10^{-9} \\ c_1^{off} = 17,55 \times 10^{-6} \\ c_0^{off} = 63,08 \times 10^{-6} \end{cases} \quad 5.32$$

A potência média dissipada durante o ligamento dos interruptores do retificador *bridgeless* trifásico é dada pela Eq. 5.33.

$$P_{Son} = 6 \cdot \left[\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} f_{sr} \cdot E_{Son}(\omega t) d\omega t \right]$$

$$P_{Son}(P_e) = 6 \cdot \left[\frac{f_{sr}}{2} \cdot \left(c_0^{on} + \frac{c_2^{on}}{2} \cdot I_{epk}^2(P_e) + \frac{2 \cdot c_1^{on}}{\pi} \cdot I_{epk}(P_e) \right) \right. \\ \left. - \frac{c_1^{on}}{3 \cdot V_{dc}} \cdot P_e + \frac{c_2^{on}}{6 \cdot V_{dc}^2} \cdot P_e^2 - \frac{16 \cdot c_2^{on}}{9 \cdot \pi \cdot V_{dc}} \cdot P_e \cdot I_{epk}(P_e) \right] \quad 5.33$$

Analogamente, a potência média dissipada durante o desligamento dos interruptores do retificador *bridgeless* trifásico é dada pela Eq. 5.34.

$$P_{Soff}(P_e) = 6 \cdot \left[\frac{f_{sr}}{2} \cdot \left(c_0^{off} + \frac{c_2^{off}}{2} \cdot I_{epk}^2(P_e) + \frac{2 \cdot c_1^{off}}{\pi} \cdot I_{epk}(P_e) \right) \right. \\ \left. - \frac{c_1^{off}}{3 \cdot V_{dc}} \cdot P_e + \frac{c_2^{off}}{6 \cdot V_{dc}^2} \cdot P_e^2 - \frac{16 \cdot c_2^{off}}{9 \cdot \pi \cdot V_{dc}} \cdot P_e \cdot I_{epk}(P_e) \right] \quad 5.34$$

Finalmente, as perdas por condução direta (P_S), por condução dos diodos em antiparalelo (P_{SR}) e por comutação ($P_{Son/off}$) dos interruptores do retificador *bridgeless* são apresentadas graficamente na Fig. 5.12.

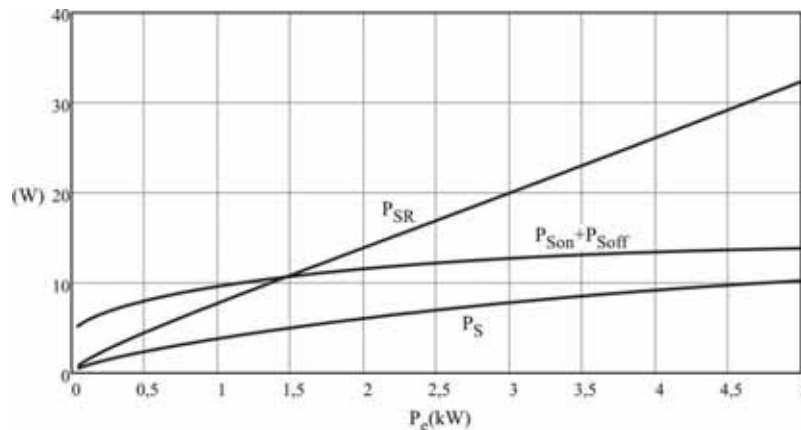


Fig. 5.12 – perdas nos interruptores do retificador *bridgeless*.

As estimativas de perda total P_{TR} e de rendimento η_{TR} do retificador são dadas pela Eq. 5.35 e pela Eq. 5.36.

$$P_{TR}(P_e) = P_{Le}(P_e) + P_D(P_e) + P_{rrD}(P_e) + P_S(P_e) + P_{SR}(P_e) + P_{Son}(P_e) + P_{Soff}(P_e) \quad 5.35$$

$$\eta_{TR} = \frac{P_e - P_{TR}(P_e)}{P_e} \quad 5.36$$

A representação gráfica do rendimento estimado para o retificador *bridgeless* é apresentada na Fig. 5.13.

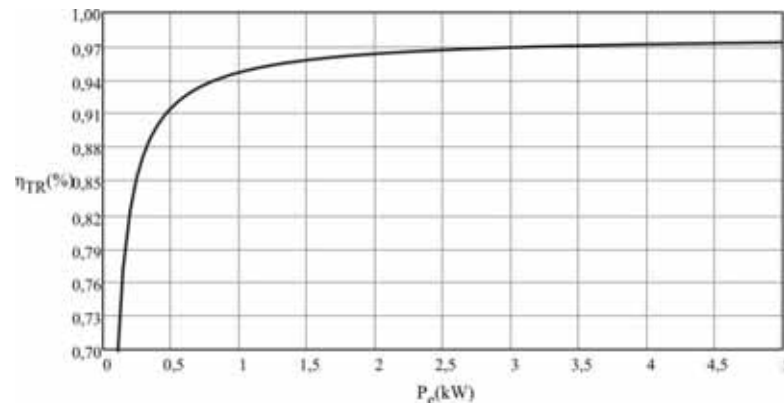


Fig. 5.13 – curva de rendimento estimado para o retificador *bridgeless*.

5.3 Retificador trifásico dois níveis

Como abordado no Capítulo 1 deste trabalho, uma das estruturas de processamento de potência mais utilizadas em WECS é composta por um retificador trifásico dois níveis tradicional cascadeado, através de um *link cc*, com um inversor trifásico dois níveis tradicional, estrutura conhecida na literatura como conversor *back-to-back* (Fig. 1.10). Quando comparado ao retificador *bridgeless* trifásico o retificador trifásico dois níveis, mostrado separadamente na Fig. 5.14, apresenta a inconveniente utilização de interruptores em série. Em contrapartida, enquanto o retificador trifásico dois níveis utiliza 6 semicondutores o retificador *bridgeless* trifásico utiliza o dobro.

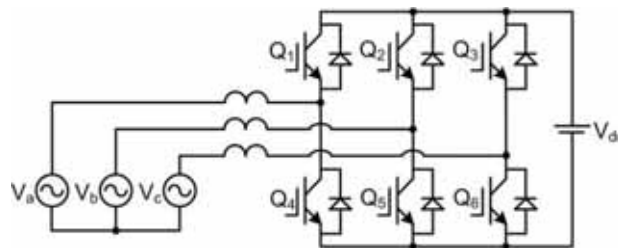


Fig. 5.14 – diagrama esquemático do retificador trifásico dois níveis.

Não obstante isso, para uma mesma potência processada, o retificador *bridgeless* impõe aos semicondutores menores esforços de corrente já que, para uma dada tensão V_{dc} no *link cc*, a tensão de fase nominal do aerogerador conectado ao retificador trifásico dois níveis deve ser $1/\sqrt{3}$ da tensão de fase nominal do aerogerador conectado ao *bridgeless* trifásico. Portanto, mantidos o índice de modulação e a potência nominal de entrada, o retificador trifásico dois níveis opera com $\sqrt{3}$ da corrente de entrada do retificador *bridgeless* trifásico.

Em contrapartida, o retificador trifásico *bridgeless* possui seis diodos extras gerando perda tanto na condução como na comutação.

Para tornar essa comparação mais concreta, permitindo averiguar até que ponto a redução dos esforços de corrente justifica o aumento do número de semicondutores, optou-se por estimar as perdas do retificador trifásico dois níveis, utilizando para tanto a mesma metodologia aplicada na seção anterior para o dimensionamento das perdas do retificador *bridgeless* trifásico.

Não faria sentido apresentar neste trabalho o retificador trifásico dois níveis de forma detalhada, já que existe farto material bibliográfico a respeito desse retificador e das técnicas de controle a ele aplicadas [56]-[58]. No entanto, a metodologia de cálculo das perdas utilizada exige o conhecimento das correntes instantâneas que circulam diretamente através dos interruptores e reversamente através de seus respectivos diodos em antiparalelo, informações não encontradas na literatura. Por isso, antes de proceder ao cálculo das perdas faz-se necessária uma análise resumida dos esforços de corrente nos semicondutores do retificador trifásico dois níveis.

5.3.1 Equacionamento dos esforços de corrente

No retificador trifásico dois níveis, o índice de modulação (m_a) é definido como a relação entre o valor de pico da tensão de fase de entrada e metade da tensão de saída do retificador [47], como mostra a Eq. 5.37.

$$m_a = \frac{\sqrt{2} \cdot V_e}{V_{dc}/2} \equiv \sqrt{8} \cdot \frac{V_e}{V_{dc}}. \quad 5.37$$

Naturalmente, em WECS o estágio retificador deve operar em toda a faixa de tensão gerada pelo aerogerador, desde a tensão mínima gerada a partir da velocidade de vento de partida até a tensão gerada nominal. A tensão de saída do retificador, por sua vez, é constante, levando o estágio retificador a operar com um índice de modulação variável.

Ao retificador trifásico dois níveis está associada uma operação *boost* intrínseca, que é tão mais intensa quanto menor é o seu índice de modulação. Assim, o índice de modulação está diretamente relacionado a maneira como a corrente de cada fase se distribui entre os semicondutores do braço do retificador ao qual está associada e, conseqüentemente, intimamente relacionado aos esforços de corrente nesses semicondutores.

Como os interruptores de cada braço operam de forma complementar, tendo como referência o braço conectado à fase ‘a’ do retificador mostrado na Fig. 5.14, durante seu

semiciclo positivo a corrente da fase ‘a’ circula ou diretamente por Q_4 ou reversamente através do diodo em antiparalelo de Q_1 . Já durante seu semiciclo negativo, a corrente da fase ‘a’ circula ou diretamente por Q_1 ou reversamente através do diodo em antiparalelo de Q_4 . Conseqüentemente, durante todo o semiciclo positivo da corrente da fase ‘a’ não há circulação de corrente direta através de Q_1 nem através do diodo em antiparalelo de Q_4 . Analogamente, durante todo o semiciclo negativo da corrente da fase ‘a’ não há circulação de corrente direta através de Q_4 nem através do diodo em antiparalelo de Q_1 .

Para operação com elevado fator de potência e modulação senoidal convencional (sem injeção de terceira harmônica) [59], a razão cíclica de operação dos interruptores superiores (Q_1 , Q_2 e Q_3) é dada pela Eq. 5.38.

$$D(\omega \cdot t) = 0,5 + \frac{m_a}{2} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \phi). \quad 5.38$$

Naturalmente, os interruptores inferiores operam com o complemento da razão cíclica definida acima, dada pela Eq. 5.39.

$$D'(\omega \cdot t) = 0,5 - \frac{m_a}{2} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \phi). \quad 5.39$$

O ângulo ϕ nas Eqs. 5.38 e 5.39, assim como os ângulos φ e ψ apresentados nas seções 2.4 e 4.3, permite controlar a amplitude da corrente drenada pelo retificador. Como o ângulo ϕ é muito pequeno seu impacto no cálculo das perdas é ínfimo, por isso, ele é desconsiderado daqui em diante. Finalmente, nos intervalos nos quais existem, as correntes instantâneas através de cada interruptor e dos diodos em antiparalelo são dadas, respectivamente, pela Eqs. 5.40 e 5.41.

$$I_Q(\omega \cdot t) = I_e(\omega \cdot t) \cdot D'(\omega \cdot t)$$

$$I_Q(\omega \cdot t) = \frac{I_{epk}}{2} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) - \frac{2}{3} \cdot \frac{P_{epk}}{V_{dc}} \cdot \text{sen}^2(\omega \cdot t) \quad 5.40$$

$$I_{QR}(\omega \cdot t) = I_e(\omega \cdot t) \cdot D(\omega \cdot t)$$

$$I_{QR}(\omega \cdot t) = \frac{I_{epk}}{2} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) + \frac{2}{3} \cdot \frac{P_{epk}}{V_{dc}} \cdot \text{sen}^2(\omega \cdot t) \quad 5.41$$

5.3.2 Considerações de projeto

Para dar continuidade à estimativa de rendimento do retificador trifásico dois níveis é necessário estabelecer seus parâmetros de projeto, os quais são apresentados na Tabela 5.7.

A única diferença com relação aos parâmetros de projeto do retificador *bridgeless* trifásico (Tabela 5.1) é o valor eficaz nominal de fase da tensão de entrada.

Tabela 5.7 – considerações de projeto para o retificador trifásico dois níveis.

Parâmetro	Descrição
$P_{en} = 5kW$	Potência nominal de entrada do retificador
$V_{en} = 127V$	Valor eficaz nominal da tensão de entrada de cada fase do retificador
$V_{dc} = 400V$	Valor médio da tensão de saída do retificador
$f_{sr} = 30KHz$	Frequência de comutação do retificador
$\Delta i_e = 20\%$	Ondulação da corrente de entrada

5.3.3 Esforços de tensão e corrente nos semicondutores

Os esforços de tensão e corrente nominais nos interruptores do retificador trifásico dois níveis calculados com as Eqs. 5.40 e 5.41 com base nos dados da Tabela 5.7 são listados na Tabela 5.8.

Tabela 5.8 – esforços de tensão e corrente sobre os interruptores do retificador trifásico dois níveis.

Esforço	Descrição
$V_{Qmax} = 400V$	Máxima tensão sobre os interruptores do inversor
$I_{Qavg} = 0,87A$	Valor médio nominal da corrente direta em cada interruptor
$I_{Qrms} = 1,31A$	Valor eficaz nominal da corrente direta em cada interruptor
$I_{QRavg} = 5,04A$	Valor médio nominal da corrente através de cada diodo antiparalelo
$I_{QRrms} = 8,21A$	Valor eficaz nominal da corrente através de cada diodo antiparalelo

5.3.4 Especificação dos semicondutores

Naturalmente, para que a comparação entre os retificadores seja justa, os parâmetros utilizados no cálculo da estimativa de perdas do retificador trifásico dois níveis são os do interruptor IRGP50B60PD1, utilizado no cálculo das perdas e no protótipo do retificador *bridgeless* trifásico. De qualquer forma, os esforços de tensão e corrente apresentados na Tabela 5.8 indicam que o IRGP50B60PD1 é um interruptor adequado para o retificador trifásico dois níveis especificado na Tabela 5.7.

5.3.5 Cálculo das perdas nos indutores boost de entrada

Como a comparação entre os dois retificadores visa estabelecer um juízo de valor sobre o rendimento da estrutura ativa de processamento de potência das duas topologias e considerando que é perfeitamente possível manter para ambas as estruturas a mesma densidade de corrente nos indutores *boost* de entrada, as perdas nesses elementos são consideradas equivalentes.

5.3.6 Perdas por condução nos diodos em antiparalelo dos IGBTs

A curva linearizada que relaciona o valor médio da corrente direta com a queda de tensão sobre os diodos em antiparalelo do IRGP50B60PD1 já foi apresentada na seção 5.2.8. Com base nos valores médio (I_{QRavg}) e eficaz (I_{QRrms}) da corrente dada pela Eq. 5.41, pode-se facilmente determinar as perdas por condução nesses diodos através da Eq. 5.42.

$$P_{QR}(P_e) = 6 \cdot \left[0,086 \cdot I_{QRrms}^2(P_e) + 0,856 \cdot I_{QRavg}(P_e) \right]. \quad 5.42$$

5.3.7 Perdas por comutação nos diodos em antiparalelo dos IGBTs

Utilizando a expressão geral da energia dissipada em um diodo devido à corrente de recuperação reversa (Eq. 5.11) e a equação da corrente instantânea através dos diodos em antiparalelo dos interruptores do retificador trifásico dois níveis (Eq. 5.41), é possível determinar a energia dissipada por comutação nesses diodos segundo a Eq. 5.43.

$$\begin{aligned} E_{rrQR}(\omega \cdot t) &= \frac{k_2 \cdot P_e^2}{4 \cdot V_{dc}^2} \cdot \text{sen}^4(\omega \cdot t) + \frac{k_2 \cdot I_{epk} \cdot P_e}{2 \cdot V_{dc}} \cdot \text{sen}^3(\omega \cdot t) \\ &+ \left(\frac{k_2 \cdot I_{epk}^2}{4} + \frac{k_1 \cdot P_e}{2 \cdot V_{dc}} \right) \cdot \text{sen}^2(\omega \cdot t) + \frac{k_1 \cdot I_{epk}}{2} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) + k_0. \end{aligned} \quad 5.43$$

Portanto, a potência média dissipada durante o bloqueio dos diodos em antiparalelo dos interruptores do retificador trifásico dois níveis é dada pela Eq. 5.44.

$$\begin{aligned} P_{rrQR} &= 6 \cdot \left[\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi f_{sr} \cdot E_{rrQR}(\omega t) d\omega t \right] \\ P_{rrQR}(P_e) &= 6 \cdot \left[f_{sr} \cdot \left(\frac{k_2}{12 \cdot V_{dc}^2} \cdot P_e^2 + \frac{1}{V_{dc}} \cdot \left(\frac{4 \cdot I_{epk}(P_e) \cdot k_2}{9 \cdot \pi} + \frac{k_1}{6} \right) \cdot P_e \right) \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{k_2 \cdot I_{epk}^2(P_e)}{16} + \frac{k_1 \cdot I_{epk}(P_e)}{2 \cdot \pi} + \frac{k_0}{2} \right) \right]. \end{aligned} \quad 5.44$$

5.3.8 Perdas por condução no corpo dos IGBTs

A partir da Eq. 5.21, que apresenta a curva linearizada da relação entre a queda de tensão coletor-emissor (V_{CE}) e a corrente de coletor (I_C) do IRGP50B60PD1, e dos valores médio (I_{Qavg}) e eficaz (I_{Qrms}) da corrente dada pela Eq. 5.40, pode-se determinar a potência média dissipada por condução no corpo dos IGBTs que compõem o retificador trifásico dois níveis segundo a Eq. 5.45.

$$P_Q(P_e) = 6 \cdot [0,096 \cdot I_{Qrms}^2(P_e) + 0,579 \cdot I_{Qavg}(P_e)]. \quad 5.45$$

5.3.9 Perdas por comutação no corpo dos IGBTs

Seguindo a metodologia da seção 5.2.11, as equações de energia dissipada na comutação do IRGP50B60PD1 em função da corrente instantânea de coletor já são conhecidas (Eqs. 5.26 e 5.27). Substituindo a Eq. 5.40 na Eq. 5.26, após manipulação algébrica, chega-se à expressão da energia dissipada durante a mudança do estado dos interruptores do retificador trifásico dois níveis de bloqueado para conduzindo em função do tempo, mostrada na Eq. 5.46.

$$\begin{aligned} E_{Qon}(\omega t) = & c_2^{on} \cdot \frac{4}{9} \cdot \left(\frac{P_e}{V_{dc}} \right)^2 \cdot \text{sen}^4(\omega t) - c_2^{on} \cdot \frac{2}{3} \cdot \left(I_{epk} \cdot \frac{P_e}{V_{dc}} \right) \cdot \text{sen}^3(\omega t) \\ & + \left(c_2^{on} \cdot \frac{I_{epk}^2}{4} - c_1^{on} \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{P_e}{V_{dc}} \right) \cdot \text{sen}^2(\omega t) + c_1^{on} \cdot \frac{I_{epk}}{2} \cdot \text{sen}(\omega t) + c_0^{on} \end{aligned} \quad 5.46$$

Analogamente, a expressão da energia dissipada durante a mudança do estado dos interruptores do retificador trifásico dois níveis de conduzindo para bloqueado em função do tempo, é mostrada na Eq. 5.47.

$$\begin{aligned} E_{Qoff}(\omega t) = & c_2^{off} \cdot \frac{4}{9} \cdot \left(\frac{P_e}{V_{dc}} \right)^2 \cdot \text{sen}^4(\omega t) - c_2^{off} \cdot \frac{2}{3} \cdot \left(I_{epk} \cdot \frac{P_e}{V_{dc}} \right) \cdot \text{sen}^3(\omega t) \\ & + \left(c_2^{off} \cdot \frac{I_{epk}^2}{4} - c_1^{off} \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{P_e}{V_{dc}} \right) \cdot \text{sen}^2(\omega t) + c_1^{off} \cdot \frac{I_{epk}}{2} \cdot \text{sen}(\omega t) + c_0^{off} \end{aligned} \quad 5.47$$

Como nessa estimativa está sendo considerada a utilização do mesmo interruptor (IRGP50B60PD1) em ambos os retificadores, os coeficientes c_i^{on} e c_i^{off} já são conhecidos (Eq. 5.32). Assim, a potência média dissipada durante o ligamento dos interruptores do retificador trifásico dois níveis é dada pela Eq. 5.48.

$$P_{Qon} = 6 \cdot \left[\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} f_{sr} \cdot E_{Qon}(\omega t) d\omega t \right]$$

$$P_{Qon}(P_e) = 6 \cdot \left[\frac{f_{sr}}{2} \cdot \left(\frac{c_2^{on}}{6 \cdot V_{dc}^2} \cdot P_e^2 - \frac{1}{V_{dc}} \cdot \left(\frac{8 \cdot c_2^{on} \cdot I_{epk}(P_e)}{9 \cdot \pi} + \frac{c_1^{on}}{3} \right) \cdot P_e \right) \right. \\ \left. + \frac{c_2^{on} \cdot I_{epk}^2(P_e)}{8} + \frac{c_1^{on} \cdot I_{epk}(P_e)}{\pi} + c_0^{on} \right] \quad 5.48$$

Analogamente, a potência média dissipada durante o desligamento dos interruptores do retificador trifásico dois níveis é dada pela Eq. 5.49.

$$P_{Qoff} = 6 \cdot \left[\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} f_{sr} \cdot E_{Qoff}(\omega t) d\omega t \right]$$

$$P_{Qoff}(P_e) = 6 \cdot \left[\frac{f_{sr}}{2} \cdot \left(\frac{c_2^{off}}{6 \cdot V_{dc}^2} \cdot P_e^2 - \frac{1}{V_{dc}} \cdot \left(\frac{8 \cdot c_2^{off} \cdot I_{epk}(P_e)}{9 \cdot \pi} + \frac{c_1^{off}}{3} \right) \cdot P_e \right) \right. \\ \left. + \frac{c_2^{off} \cdot I_{epk}^2(P_e)}{8} + \frac{c_1^{off} \cdot I_{epk}(P_e)}{\pi} + c_0^{off} \right] \quad 5.49$$

Finalmente, a estimativa das perdas por condução direta (P_Q) e por comutação ($P_{Qon}+P_{Qoff}$) nos interruptores do retificador trifásico dois níveis, bem como por condução (P_{QR}) e comutação (P_{trQR}) dos seus diodos em antiparalelo são apresentadas graficamente na Fig. 5.15.

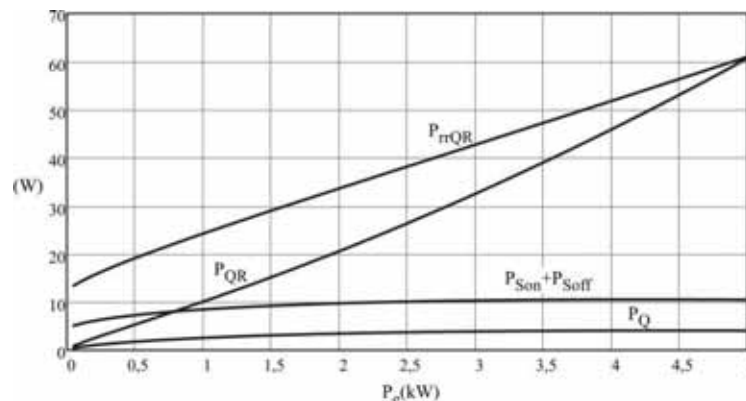


Fig. 5.15 – perdas por condução e comutação nos interruptores do retificador trifásico dois níveis.

A Fig. 5.16 mostra as curvas de perdas estimadas totais tanto do retificador *bridgeless* trifásico (P_{TR}) como do retificador trifásico dois níveis (P_{TR2N}) e a Fig. 5.17 mostra as curvas de rendimento teórico para o retificador *bridgeless* trifásico (η_{TR}) e para o retificador trifásico dois níveis (η_{TR2N}).

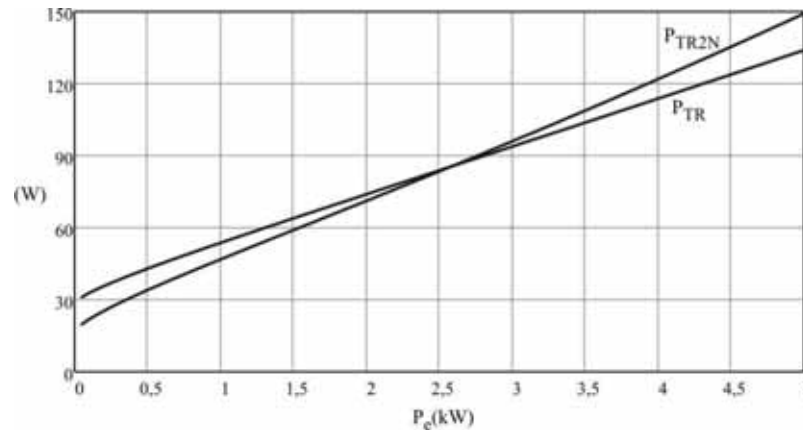


Fig. 5.16 – perdas estimadas totais para o retificador *bridgeless* (P_{TR}) e para o retificador trifásico dois níveis (P_{TR2N}).

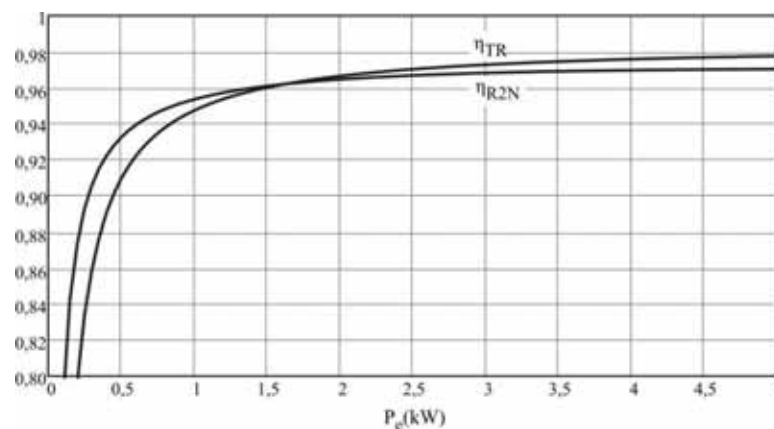


Fig. 5.17 – rendimentos teóricos do retificador *bridgeless* (η_{TR}) e do retificador trifásico dois níveis.

A Fig. 5.17 mostra que o retificador trifásico dois níveis apresenta um rendimento melhor que o do retificador *bridgeless* até uma potência processada de aproximadamente 1,6kW, a partir da qual o retificador *bridgeless* passa a apresentar um melhor rendimento.

5.4 Considerações finais

Neste capítulo, a fim de situar o retificador *bridgeless* trifásico no panorama das topologias retificadoras utilizadas mundialmente em WECS, optou-se por comparar seu rendimento ao do retificador trifásico dois níveis, largamente utilizado em WECS do tipo *back-to-back*. Essa comparação foi baseada na estimativa de perdas de ambas as estruturas, utilizando a mesma metodologia para ambas. Além disso, tomou-se como base para o cálculo teórico das perdas as características de um mesmo interruptor para as duas topologias retificadoras e considerou-se as perdas nos indutores boost como sendo equivalentes.

A comparação mostrou que, mesmo com a utilização de seis semicondutores a mais, o retificador *bridgeless* apresenta um rendimento nominal 1% superior ao rendimento do retificador trifásico dois níveis. Através do histograma mostrado na Fig. 5.18 pode-se

visualizar melhor a participação de cada tipo de perda na dissipação de energia de cada conversor para potência nominal. As perdas associadas ao retificador *bridgeless* trifásico são apresentadas em tom escuro, já as perdas associadas ao retificador trifásico dois níveis são apresentadas em tom claro.

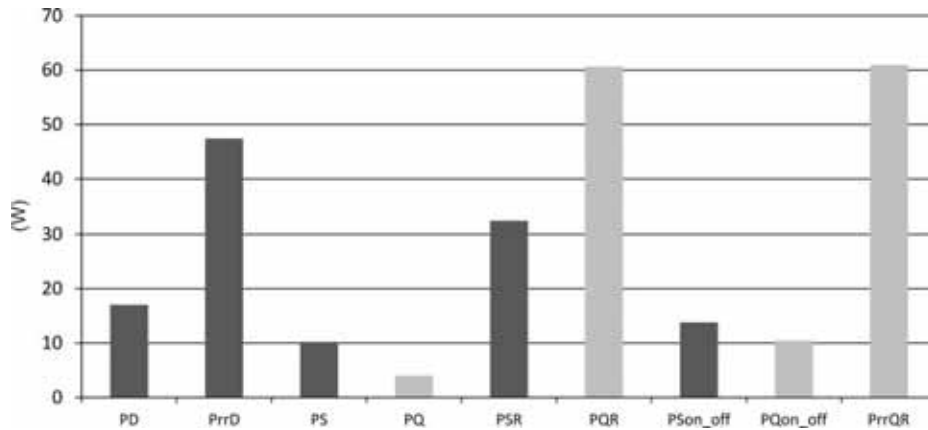


Fig. 5.18 – histograma das perdas no retificador *bridgeless* trifásico e no retificador trifásico dois níveis.

Pode-se observar que a principal forma de dissipação no retificador *bridgeless* trifásico é a recuperação reversa dos diodos *boost* (P_{rrD}), representando cerca de 40% da perda nominal total desse retificador. Algo parecido ocorre com o retificador trifásico dois níveis, cuja principal forma de perda é a recuperação reversa dos diodos em antiparalelo dos IGBTs (P_{rrQR}), representando cerca de 45% da perda nominal, quase empatada com a as perdas por condução (P_{QR}) nos mesmos diodos em antiparalelo.

Conclui-se, portanto, que o retificador *bridgeless* trifásico tem potencial para superar o desempenho do retificador trifásico dois níveis convencional em aplicações com elevada densidade de potência. Chega-se a essa conclusão ponderando-se não somente a cerca do rendimento, mas considerando também a maior robustez e a maior simplicidade de comando conferidas ao retificador *bridgeless* pela ausência de interruptores em série.

Capítulo 6 – Resultados experimentais

6.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os principais resultados experimentais obtidos a partir do protótipo do WECS proposto neste trabalho. As Fig. 6.1 e Fig. 6.2 mostram as fotos do protótipo, com a identificação de suas principais partes.

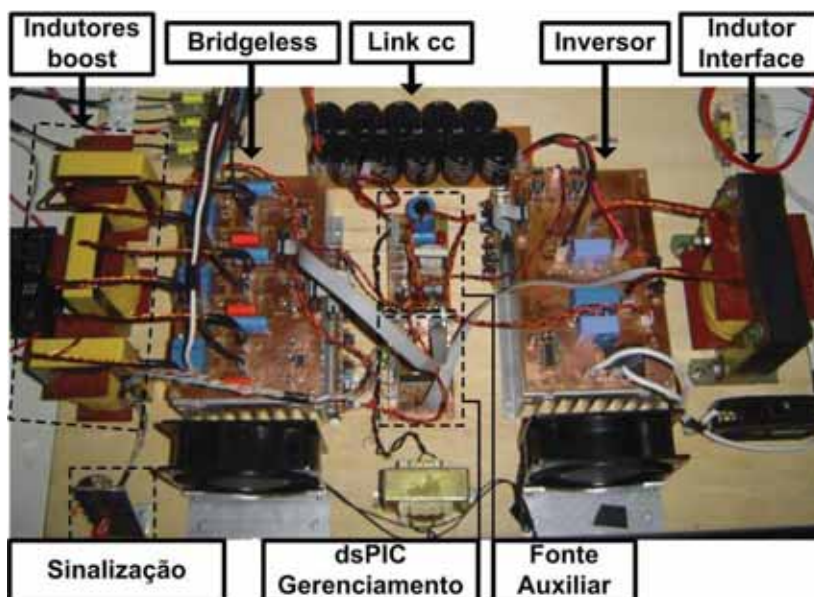


Fig. 6.1 – visão geral do protótipo de validação do WECS proposto neste trabalho.

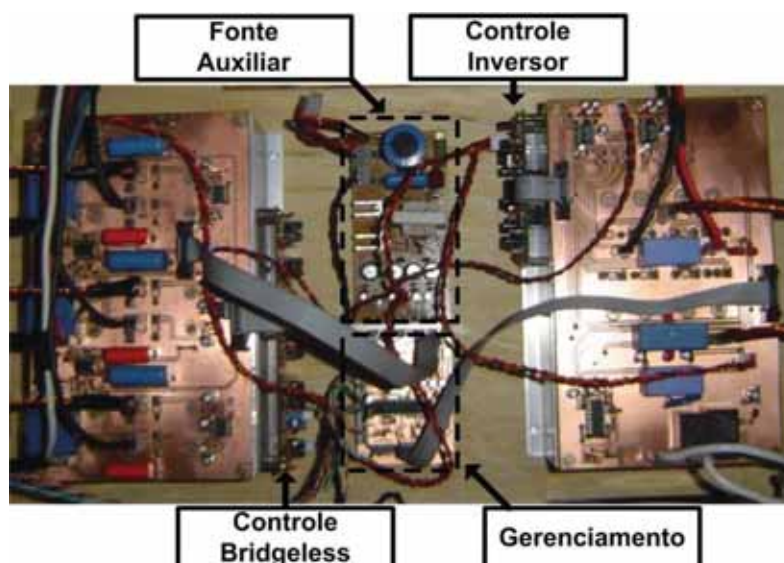


Fig. 6.2 – detalhe das placas de controle, gerenciamento e fonte auxiliar do protótipo.

6.2 Resultados em regime permanente

As seguir são apresentados os principais resultados experimentais em regime permanente do protótipo de validação do WECS proposto neste trabalho nas condições de 500W e 5kW de potência total de entrada do retificador.

6.2.1 Potência de entrada de 500W

A Fig. 6.3 mostra as formas de onda da tensão de entrada (1) e da corrente no indutor (2) de uma fase do retificador *bridgeless* para uma potência total de entrada de 500W.

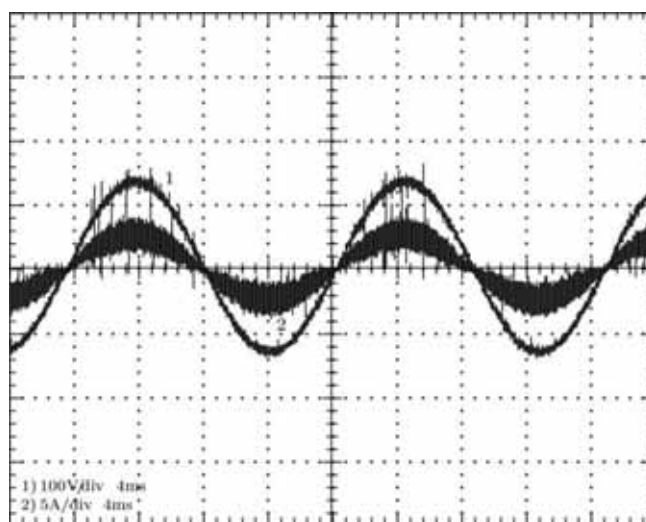


Fig. 6.3 – formas de onda da tensão de entrada (1 – 100V/div – 4ms) e da corrente no indutor (2 – 5A/div – 4ms) em uma fase do retificador *Bridgeless* para uma potência total de entrada de 500W.

Um capacitor de polipropileno de 330nF em paralelo com os terminais de entrada de cada uma das fases absorve a ondulação em alta frequência da corrente no indutor, drenando do aerogerador apenas sua componente fundamental (2), como mostra a Fig. 6.4.

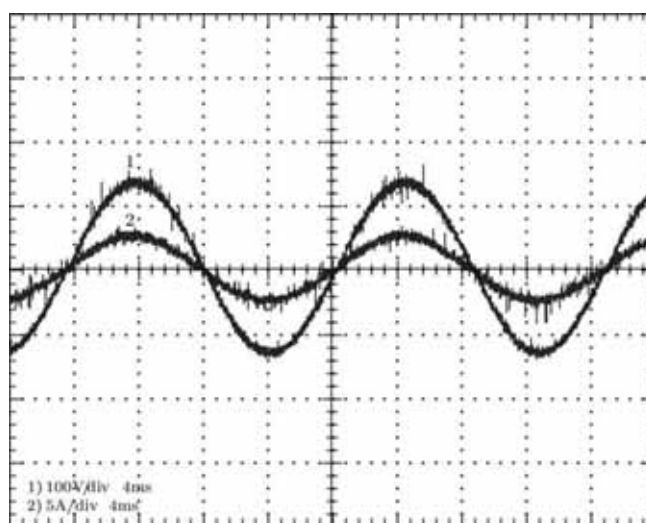


Fig. 6.4 – formas de onda de tensão (1 – 100V/div – 4ms) e corrente (2 – 5A/div – 4ms) em uma fase do aerogerador para uma potência total de entrada de 500W.

A Fig. 6.5 mostra as formas de onda das correntes (1, 2 e 3) drenadas das três fases do aerogerador.

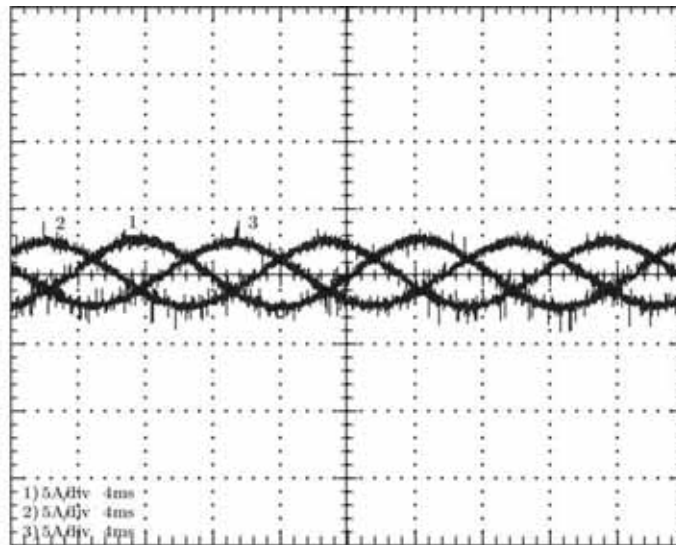


Fig. 6.5 – formas de onda das correntes drenadas (1, 2 e 3 – 5A/div – 4ms) das três fases do aerogerador.

A Fig. 6.6 mostra as formas de onda da tensão da rede elétrica (1) e da corrente (2) injetada nela pelo estágio inversor, para uma potência de 500W na entrada do retificador.

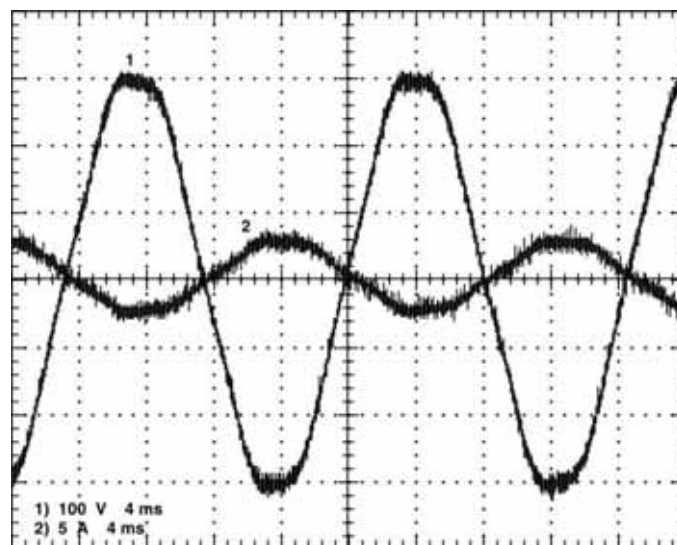


Fig. 6.6 – formas de onda da tensão da rede elétrica (1 – 100V/div – 4ms) e corrente (2 – 5A/div – 4ms) injetada na rede elétrica para uma potência total de entrada do retificador de 500W.

Pode-se observar visualmente os baixos fatores de deslocamento e de distorção da corrente drenada do aerogerador pelo retificador *bridgeless* trifásico, observação comprovada pelo espectro harmônico dessa corrente mostrado na Fig. 6.7, juntamente com as informações de distorção harmônica e fator de potência. Constata-se um elevado fator de potência mesmo sob condição de baixa potência.

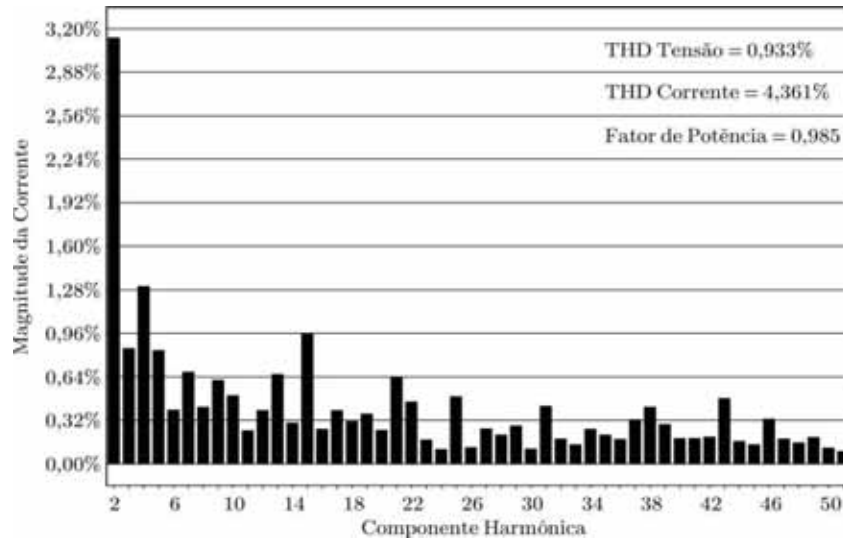


Fig. 6.7 – espectro harmônico, distorção harmônica e fator de potência das correntes de entrada do retificador *bridgeless* trifásico para potência de entrada de 500W.

Na Fig. 6.6 pode-se observar visualmente que a corrente injetada na rede elétrica segue a forma de onda da tensão da rede elétrica, já que o controle do inversor obtém o *shape* de corrente dessa tensão. A principal consequência disso, a qual pode ser observada na Fig. 6.8, é a forte presença de uma componente harmônica de 5ª ordem no espectro harmônico da corrente. Devido à baixa potência processada o fator de potência é de apenas 0,88.

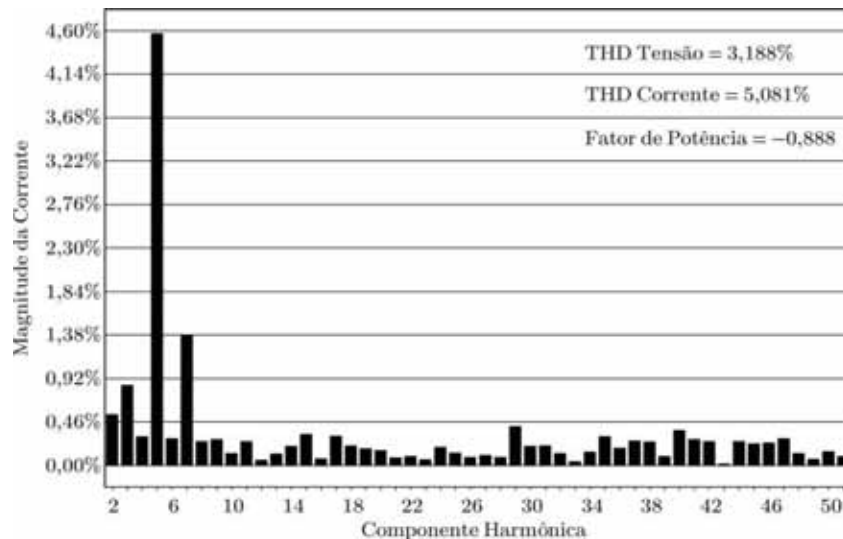


Fig. 6.8 – espectro harmônico, distorção harmônica e fator de potência da corrente injetada na rede elétrica pelo estágio inversor do protótipo para potência de entrada do retificador de 500W.

6.2.2 Potência de entrada de 5kW

A Fig. 6.9 mostra as formas de onda da tensão de entrada (1) e da corrente no indutor (2) de uma fase do retificador *bridgeless* para uma potência total de entrada de 5kW.

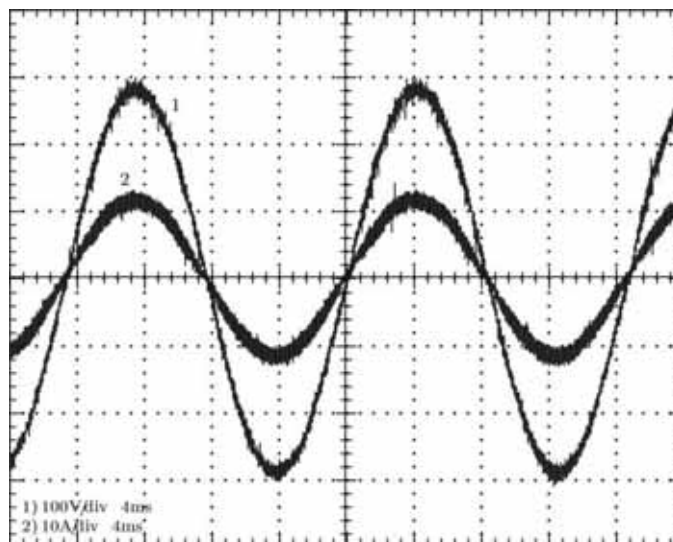


Fig. 6.9 – formas de onda da tensão de entrada (1 – 100V/div – 4ms) e da corrente no indutor (2 – 10A/div – 4ms) em uma fase do retificador *Bridgeless* para uma potência total de entrada de 5kW.

A curva 2 da Fig. 6.10 mostra a forma de onda da corrente drenada de uma fase do aerogerador pelo retificador *bridgeless* para uma potência de entrada total de 5kW, a qual equivale à componente fundamental da forma de onda 2 da Fig. 6.9.

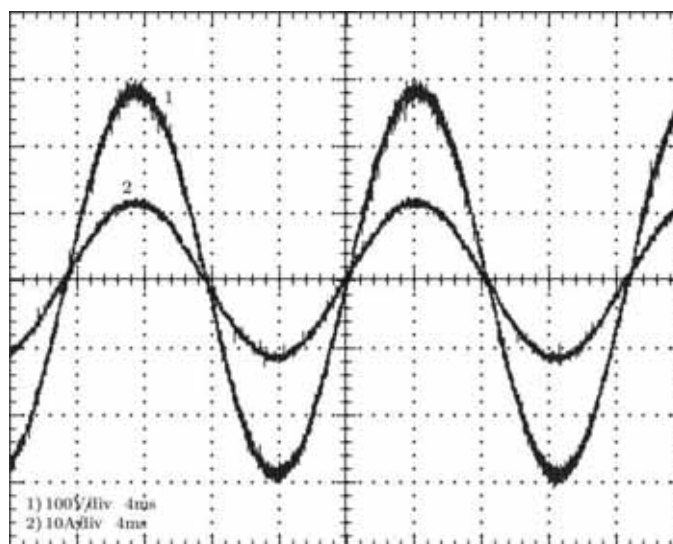


Fig. 6.10 – formas de onda de tensão (1 – 100V/div – 4ms) e corrente (2 – 10A/div – 4ms) em uma fase do aerogerador para uma potência total de entrada de 5kW.

A Fig. 6.11 mostra as formas de onda das correntes (1, 2 e 3) drenadas das três fases do aerogerador.

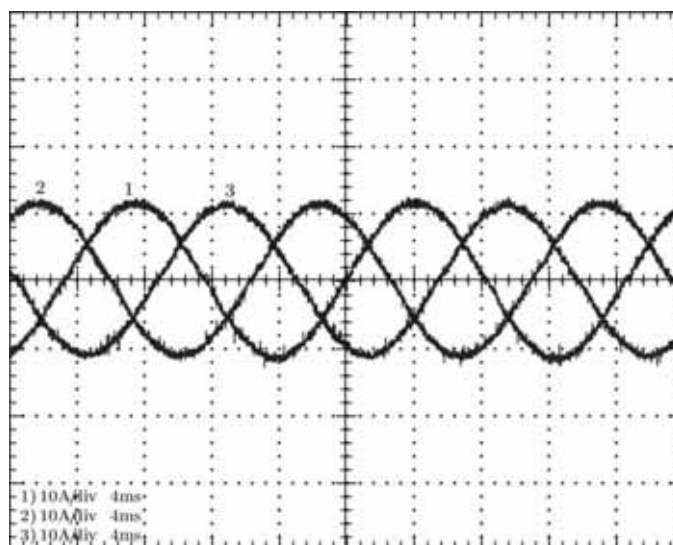


Fig. 6.11 – formas de onda das correntes drenadas (1, 2 e 3 – 10A/div – 4ms) das três fases do aerogerador.

A Fig. 6.12 mostra as formas de onda da tensão da rede elétrica (1) e da corrente (2) injetada nela pelo estágio inversor, para uma potência de 5kW na entrada do retificador.

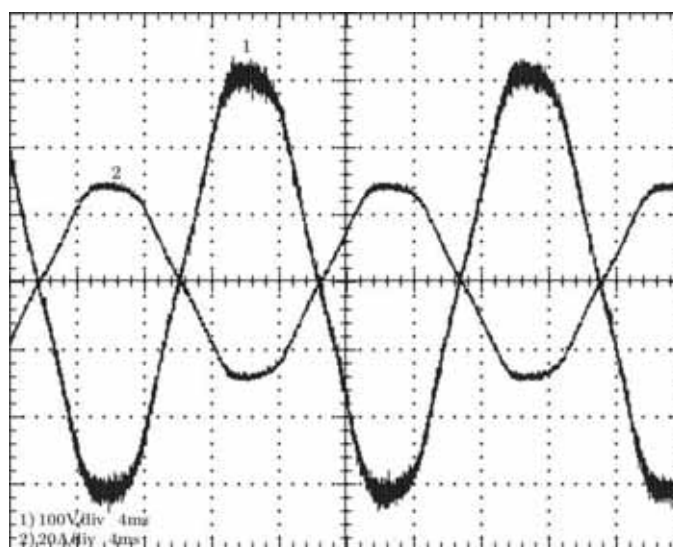


Fig. 6.12 – formas de onda da tensão da rede elétrica (1 – 100V/div – 4ms) e corrente (2 – 20A/div – 4ms) injetada na rede elétrica para uma potência total de entrada do retificador de 5kW.

Mais uma vez, pode-se observar visualmente os baixos fatores de deslocamento e de distorção da corrente drenada do aerogerador pelo retificador *bridgeless* trifásico, observação mais uma vez comprovada pelo espectro harmônico dessa corrente mostrado na Fig. 6.13, juntamente com as informações de distorção harmônica e fator de potência. Com o aumento da potência processada o fator de potência se aproxima da unidade.

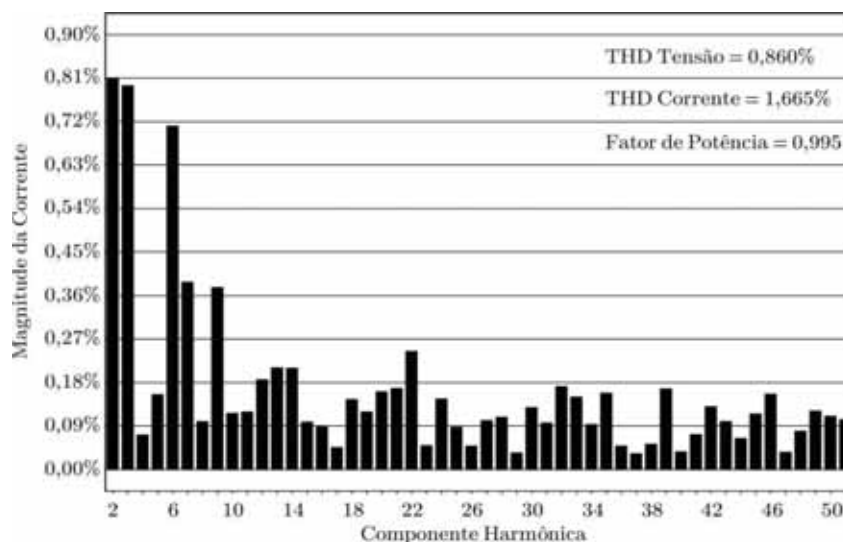


Fig. 6.13 – espectro harmônico, distorção harmônica e fator de potência das correntes de entrada do retificador *bridgeless* trifásico para potência de entrada de 5kW.

Na Fig. 6.14 é mostrado o espectro harmônico da corrente injetada na rede elétrica pelo estágio inversor para uma potência de entrada do retificador de 5kW. Mais uma vez pode-se observar uma forte componente harmônica de 5ª ordem. Com o aumento da potência processada, o fator de potência sobe consideravelmente, se aproximando da unidade.

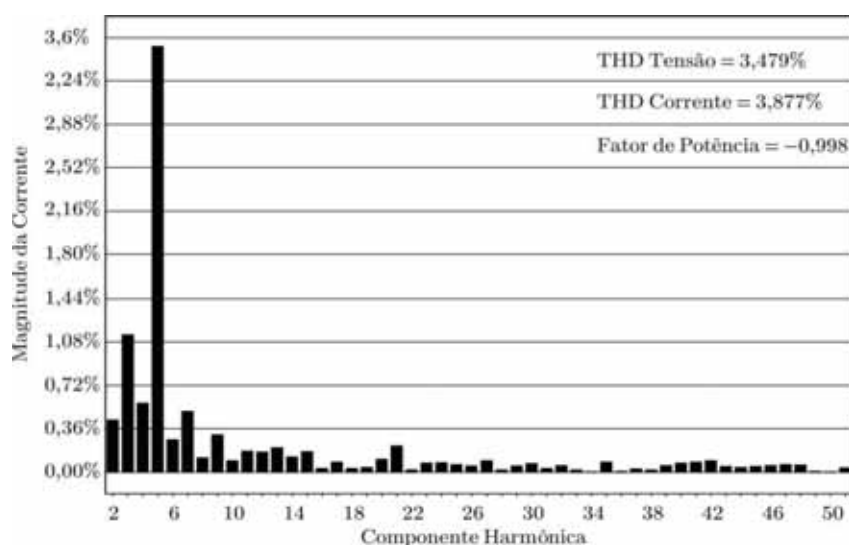


Fig. 6.14 – espectro harmônico, distorção harmônica e fator de potência da corrente injeta na rede elétrica pelo estágio inversor do protótipo para potência de entrada do retificador de 5kW.

6.3 Resultados sob transitórios

A seguir são apresentadas as principais formas de onda de tensão e corrente do protótipo de validação do WECS proposto neste trabalho submetido a degraus da tensão de entrada do retificador trifásico *bridgeless*. Devido a ação conjunta da técnica de controle indireto da corrente utilizada no retificador e do MPPT, um degrau na tensão de entrada do retificador implica em um degrau na sua potência de entrada. Foram aplicados dois degraus, um de subida e outro de descida, entre as tensões de 61,6V e 98,3V, implicando em degraus entre as potências de 1kW e 4kW.

Esses degraus permitem avaliar a resposta dinâmica dos circuitos de controle dos estágios retificador e inversor sob condições bastante severas de variação da potência de entrada e que jamais existirão na prática, já que a inércia do aerogerador naturalmente limita a subida e a descida da tensão gerada.

A Fig. 6.15 mostra as principais formas de onda associadas ao degrau de subida da tensão de entrada do retificador. São mostradas a tensão de entrada do retificador (1 – 100V/div – 20ms), a corrente drenada do aerogerador pelo retificador (2 – 20A/div – 20ms), a tensão no *link cc* (3 – 100V/div – 20ms) e a corrente injetada na rede elétrica (4 – 20A/div – 20ms).

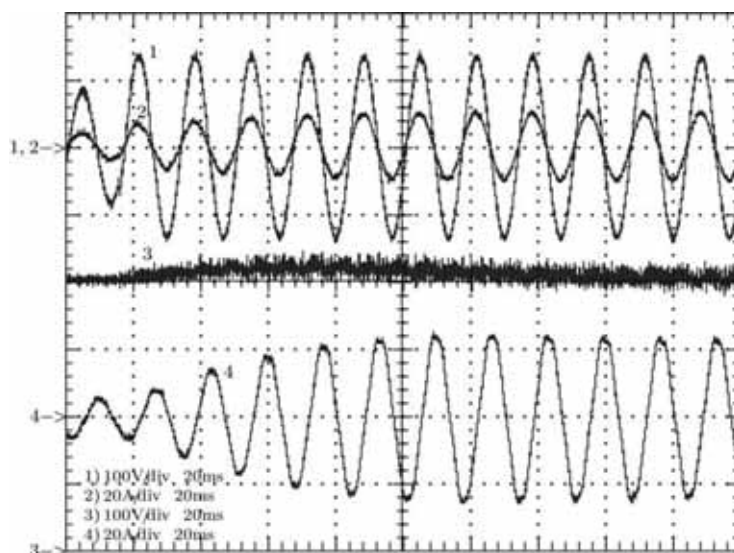


Fig. 6.15 – formas de onda do degrau de subida da tensão de entrada do retificador: tensão (1 – 100V/div – 20ms) e corrente (2 – 20A/div – 20ms) de entrada, tensão no *link cc* (3 – 100V/div – 20ms) e corrente injetada na rede elétrica (4 – 20A/div – 20ms).

A Fig. 6.16 mostra as principais formas de onda associadas ao degrau de descida da tensão de entrada do retificador. São mostradas a tensão de entrada do retificador (1 – 100V/div – 20ms), a corrente drenada do aerogerador pelo retificador (2 – 20A/div – 20ms), a

tensão no *link cc* (3 – 100V/div – 20ms) e a corrente injetada na rede elétrica (4 – 20A/div – 20ms).

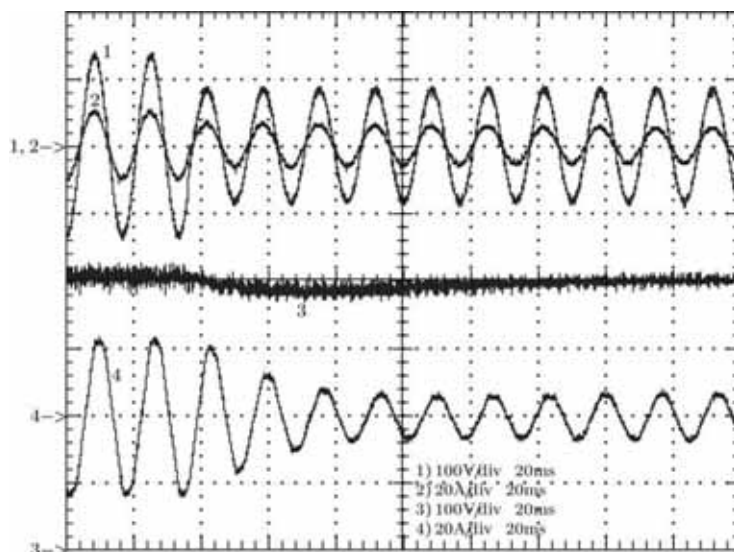


Fig. 6.16 – formas de onda do degrau de descida da tensão de entrada do retificador: tensão (1 – 100V/div – 20ms) e corrente (2 – 20A/div – 20ms) de entrada, tensão no *link cc* (3 – 100V/div – 20ms) e corrente injetada na rede elétrica (4 – 20A/div – 20ms).

Pode-se observar que concomitantemente ao degrau da tensão de entrada do retificador ocorre um degrau na corrente drenada do aerogerador pelo retificador, causado pela própria atuação do controle indireto da corrente de entrada do retificador, já que a resistência emulada é proporcional ao quadrado do valor de pico da tensão de entrada (Eq. 3.18). Mas essa variação intrínseca da corrente drenada do aerogerador não é suficiente para levar a potência drenada ao patamar permitido pela nova tensão de entrada, cabendo ao MPPT ajustar o valor a tensão v_m para que esse novo patamar seja alcançado, o que ocorre suavemente em cerca de 4 ciclos da tensão de entrada.

Naturalmente, com variação abrupta da corrente injetada no *link cc* ocorre uma variação de sua tensão, haja vista que o compensador da malha que controla essa tensão opera com um frequência de cruzamento de aproximadamente 6Hz, a fim de minimizar o reflexo da ondulação em 120Hz da potência drenada do *link cc* na tensão de barramento. Não obstante isso, a variação da tensão do *link cc* não chega a 7% do seu valor nominal, voltando ao patamar normal em menos de 10 ciclos da tensão de entrada.

Deve-se ressaltar ainda que em nenhum momento a corrente injetada na rede elétrica sofreu qualquer distúrbio, sendo suavemente ajustada até alcançar o equilíbrio entre as potências injetada e drenada do *link cc*, a fim de manter sua tensão constante, atestando o correto funcionamento das malhas de controle de corrente e de tensão do estágio inversor.

6.4 Curvas de rendimento

A Fig. 6.17 mostra as curvas de rendimento dos estágios inversor e retificador separadamente, bem como o rendimento global do protótipo. Como esperado da estimativa de perdas realizada no Capítulo 5, o rendimento do estágio retificador é bastante elevado, chegando à 97%. O comportamento com a variação da potência processada também é bastante semelhante ao estimado. O rendimento do estágio inversor chegou aos 94%, de tal forma que o rendimento nominal global do sistema ficou acima dos 90%. O rendimento global obtido é animador, principalmente por se tratar de uma estrutura que utiliza blocos de processamento de energia operando a uma frequência de 30kHz.

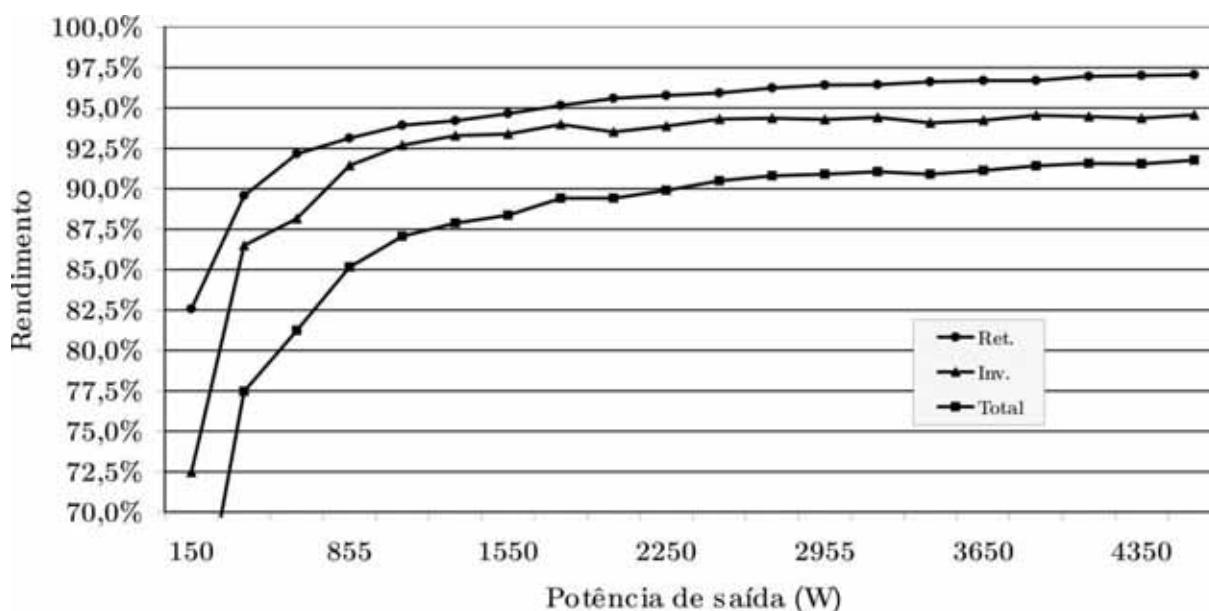


Fig. 6.17 – curvas de rendimento dos estágios retificador e inversor separadamente e do sistema completo.

6.5 Considerações finais

Neste capítulo foi apresentado, através de fotografias, o protótipo de validação do WECS proposto neste trabalho, bem como os resultados experimentais obtidos a partir dele. As formas de onda apresentadas da corrente de entrada de uma das fases do retificador em regime permanente demonstram a eficácia da técnica de controle indireto da corrente, proposta no capítulo 3 (seção 3.4.3), com a qual se obteve elevado fator de potência ao longo de toda a faixa de potência de operação do retificador.

Além do excelente resultado obtido com o controle, o estágio de potência do retificador também apresentou ótimos resultados de eficiência e desempenho, chegando a atingir 97% de rendimento sem atingir seu limite de processamento de potência, já que a curva de rendimento chegou aos 5kW com inclinação ascendente.

No estágio inversor, a utilização do controle por corrente média também se mostrou eficaz na obtenção de elevado fator de potência na injeção de corrente na rede elétrica ao longo de toda a faixa de potência de entrada, em especial para potências acima de 1kW, para as quais se obteve fator de potência bem próximo da unidade.

Os resultados experimentais com degraus na tensão de entrada do estágio retificador permitiram avaliar a resposta dinâmica do sistema, atestando a eficácia dinâmica da técnica de controle indireto da corrente de entrada do retificador proposta neste trabalho, bem como das malhas de controle de tensão e de corrente do estágio inversor.

CONCLUSÃO

Este trabalho foi iniciado pela sua contextualização e delimitação dos objetivos a serem alcançados: estudo e desenvolvimento de um sistema capaz de absorver energia cinética dos ventos de forma otimizada (sistema de velocidade variável), transformando-a em energia elétrica e injetando-a na rede elétrica convencional. Como consequência direta da opção por um sistema de velocidade variável, propôs-se um sistema composto por dois estágios: um retificador trifásico unidirecional derivado do retificador *bridgeless* monofásico e de um inversor monofásico com saída em corrente, interligados através de um *link cc*.

No Capítulo 2, o estágio retificador da estrutura proposta foi detalhadamente apresentado, iniciando com a analogia da sua versão monofásica com estruturas básicas e bem conhecidas na Eletrônica de Potência, a fim de facilitar a compreensão da sua operação, a qual é apresentada etapa por etapa, permitindo esboçar as principais formas de onda de tensão e corrente nos semicondutores do retificador e, conseqüentemente, deduzir as equações que permitem o cálculo dos esforços de tensão e corrente nesses semicondutores.

No Capítulo 3 foram apresentadas de forma resumida as técnicas de controle clássicas que permitem operar os retificadores ativos com elevado fator de potência e no modo de condução contínua. De forma mais detalhada é apresentado o controle indireto da corrente de entrada, o qual representa o estado-da-arte no controle de retificadores ativos com correção do fator de potência. Sua teoria ainda carecia de uma apresentação formal e geral, sintetizando suas duas vertentes: controle indireto com portadora fixa, cuja principal técnica é conhecida como “autocontrole”, e controle indireto com portadora variável, cuja principal técnica é conhecida como “*one cycle control*”.

A formalização e generalização dessa teoria é uma contribuição dada neste trabalho. Além disso, uma terceira técnica inédita de implementação dessa teoria de controle é proposta e aplicada neste trabalho, cuja eficácia é atestada pelos resultados experimentais apresentados no Capítulo 6, os quais demonstram a obtenção de elevado fator de potência na entrada do retificador ao longo de toda sua faixa de operação.

Os resultados experimentais comprovam ainda que a estrutura retificadora proposta, não obstante seu elevado número de semicondutores, apresenta um elevado rendimento, fato

já esperado a partir da estimativa de perdas feita no Capítulo 5. A análise dos circuitos de potência e de controle do estágio inversor, feita no Capítulo 4, tem importante papel de documentação do trabalho bem como pode ser aproveitada como material de consulta sobre o assunto, já que na literatura padrão se encontram apenas informações esparsas e voltadas para o inversor com saída em tensão. Além disso, naquele capítulo é proposta uma técnica de controle indireto modificado aplicável aos conversores em ponte completa monofásico e trifásico, a qual permite o aproveitamento da bidirecionalidade desses conversores.

Naturalmente, avanços são possíveis e necessários no WECS proposto, tais como: a migração para um sistema totalmente trifásico, o desenvolvimento de uma técnica de rastreamento do ponto de máxima potência, a incorporação de mecanismos de *crowbar* que garantam a operação segura em caso de ausência repentina da rede, a construção de uma planta real que permita experimentar *in loco* o sistema e a elevação da capacidade de potência do sistema através, por exemplo, da utilização de estruturas multinível nos estágios retificador e inversor do WECS. Avanços esses que são deixados como propostas de trabalhos futuros.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] *International Energy Outlook 2011*. Energy Information Administration, Washington, set. de 2011. Disponível em: <[http://www.eia.gov/forecasts/ieo/pdf/0484\(2011\).pdf](http://www.eia.gov/forecasts/ieo/pdf/0484(2011).pdf)>. Acesso em: 19 de outubro de 2011.
- [2] F. Blaabjerg, F. Iov, T. Kerekes, R. Teodorescu, "Trends in power electronics and control of renewable energy systems", 14th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), vol., no., pp.K-1-K-19, Sept. 2010.
- [3] Atlas de Energia Elétrica do Brasil. Agência Nacional de Energia Elétrica, Brasília, 2008. Disponível em <<http://www.aneel.gov.br/arquivos/PDF/atlas3ed.pdf>>. Acessado em 19 de outubro de 2011.
- [4] Mukund R. Patel, Wind and solar power systems, CRC Press, Florida, USA, 1999.
- [5] Gary L. Johnson, Wind energy systems, Edição Eletrônica, 2006. Disponível em <<http://www.ece.ksu.edu/~gjohnson/Windbook.pdf>>. Acessado em 29 de outubro de 2011.
- [6] T. Burton, D. Sharpe, N. Jenkins, E. Bossanyi, Wind energy handbook, John Wiley & Sons, Ltd, Nova York, USA, 2001.
- [7] S. Muller, M. Deicke, and R. W. De Doncker, "Doubly fed induction generator systems for wind turbines", IEEE Industry Applications Magazine, vol. 8, no. 3, pp. 26–33, May/Jun. 2002.
- [8] F. M. Hughes, O. Anaya-Lara, N. Jenkins, and G. Strbac, "Control of DFIG-based wind generation for power network support", IEEE Transactions on Power Systems., vol. 20, no. 4, pp. 1958–1966, Nov. 2005.
- [9] E. Muljadi,; C.P. Butterfield, Yih-Huie Wan, "Axial-flux modular permanent-magnet generator with a toroidal winding for wind-turbine applications", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.35, no.4, pp.831-836, Jul/Aug 1999.
- [10] Tze-Fun Chan, Loi Lei Lai, "Permanent-Magnet Machines for Distributed Power Generation: A Review", IEEE Power Engineering Society General Meeting, vol., no., pp.1-6, June 2007.

- [11] E. Spooner, B.J. Chalmers, "'TORUS': a slotless, toroidal-stator, permanent-magnet generator", IEE Proceedings-Electric Power Applications, vol.139, no.6, pp.497-506, Nov 1992.
- [12] B.J. Chalmers, A.M. Green, A.B.J. Reece, A.H. Al-Badi, "Modelling and simulation of the Torus generator", IEE Proceedings - Electric Power Applications, vol.144, no.6, pp.446-452, Nov 1997.
- [13] M. Aydin, S. Huang, T. A. Lipo, "Axial flux permanent magnet disc machines: a review", Research Report, Wisconsin Power Electronics Research Center, 2004.
- [14] Siegfried Heier, Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems, John Wiley & Sons Ltd, 1998.
- [15] IEEE Std. 519-1992, IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems.
- [16] Zhe Chen, J. M. Guerrero, F. Blaabjerg, "A Review of the State of the Art of Power Electronics for Wind Turbines", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.24, no.8, pp.1859-1875, Aug. 2009.
- [17] J. M. Carrasco, L. G. Franquelo, J. T. Bialasiewicz, E. Galvan, R. C. Portillo Guisado, M. A. M. Prats, J. I. Leon, N. Moreno-Alfonso, "Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.53, no.4, pp. 1002-1016, June 2006.
- [18] J. A. Baroudi, V. Dinavahi, A. M. Knight, "A review of power converter topologies for wind generators", IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, pp: 458- 465, May 2005.
- [19] A. R. Prasad, P. D. Ziogas, S. Manias, "An active power factor correction technique for three-phase diode rectifiers", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.6, no.1, pp.83-92, Jan 1991.
- [20] Y. Higuchi, N. Yamamura, M. Ishida, T. Hori, "An improvement of performance for small-scaled wind power generating system with permanent magnet type synchronous generator", 26th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2000), vol.2, no., pp.1037-1043, 2000.
- [21] Seung-Ho Song, Shin-il Kang, Nyeon-kun Hahm, "Implementation and control of grid connected AC-DC-AC power converter for variable speed wind energy conversion system", Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol.1, no., pp. 154-158, Feb. 2003.

- [22] Xiong Xin, Liang Hui, "Research on multiple *boost* converter based on MW-level wind energy conversion system", Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems, vol.2, no., pp. 1046-1049 Vol. 2, 27-29 Sept. 2005.
- [23] H. M. Suryawanshi, M. R. Ramteke, K. L. Thakre, V. B. Borghate, "Unity-Power-Factor Operation of Three-Phase AC–DC Soft Switched Converter Based On *Boost* Active Clamp Topology in Modular Approach", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.23, no.1, pp.229-236, Jan. 2008.
- [24] I. Schiemenz, M. Stiebler, "Control of a permanent magnet synchronous generator used in a variable speed wind energy system", IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC 2001), vol., no., pp.872-877, 2001.
- [25] A. B. Raju, B. G. Fernandes, K. Chatterjee, "A UPF power conditioner with maximum power point tracker for grid connected variable speed wind energy conversion system", First International Conference on Power Electronics Systems and Applications, vol., no., pp. 107-112, Nov. 2004.
- [26] Gi-Taek Kim, T. A. Lipo, "VSI-PWM rectifier/inverter system with a reduced switch count", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.32, no.6, pp.1331-1337, Nov/Dec 1996.
- [27] A. B. Raju, K. Chatterjee, B. G. Fernandes, "A simple maximum power point tracker for grid connected variable speed wind energy conversion system with reduced switch count power converters", IEEE 34th Annual Power Electronics Specialist Conference (PESC '03), vol.2, no., pp. 748-753, June 2003.
- [28] Oliveira, D.S.; Reis, M.M.; Silva, C.E.A.; Colado Barreto, L.; Antunes, F.; Soares, B.L., "A Three-Phase High-Frequency Semiconrolled Rectifier for PM WECS", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.25, no.3, pp.677-685, Março 2010.
- [29] M. Szykiel, "Overview of power converter designs feasible for high voltage transformer-less wind turbine", IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), vol., no., pp.1420-1425, Jun. 2011.
- [30] J. Rodriguez, Jih-Sheng Lai, Fang Zheng Peng, "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.49, no.4, pp. 724- 738, Aug 2002.
- [31] Changliang Xia, Xin Gu, Tingna Shi, Yan Yan, "Neutral-Point Potential Balancing of Three-Level Inverters in Direct-Driven Wind Energy Conversion System", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol.26, no.1, pp.18-29, Mar. 2011.

- [32] J. Rodriguez, S. Bernet; Bin Wu; J. O. Pontt, S. Kouro, "Multilevel Voltage-Source-Converter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.54, no.6, pp.2930-2945, Dec. 2007.
- [33] R. Martinez, P. N. Enjeti, "A high-performance single-phase rectifier with input power factor correction", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, no.2, pp.311-317, Mar 1996.
- [34] A. F. de Souza, I. Barbi, "A new ZVS-PWM unity power factor rectifier with reduced conduction losses", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.10, no.6, pp.746-752, Nov 1995.
- [35] M. M. Jovanovic, Y. Jang, "State-of-the-art, single-phase, active power-factor-correction techniques for high-power applications - an overview", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.52, no.3, pp. 701-708, June 2005.
- [36] A. F. de Souza, I. Barbi, "High power factor rectifier with reduced conduction and commutation losses", *The 21st International Telecommunications Energy Conference (INTELEC '99)*, vol., no., pp. 8.1.1-8.1.5, Jun 1999.
- [37] P. Kong, S. Wang, F. C. Lee, "Common Mode EMI Noise Suppression for *Bridgeless* PFC Converters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.23, no.1, pp.291-297, Jan. 2008.
- [38] L. Huber, Yungtaek Jang, M. M. Jovanovic, "Performance Evaluation of *Bridgeless* PFC *Boost* Rectifiers", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.23, no.3, pp.1381-1390, May 2008.
- [39] Yungtaek Jang; Jovanovic, M.M., "A Bridgeless PFC Boost Rectifier With Optimized Magnetic Utilization" *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.24, no.1, pp.85-93, Jan. 2009.
- [40] I. Barbi, A. F. de Souza, "Retificadores de Alto Fator de Potência", Apostila, Florianópolis, 1996, 203p.
- [41] L. Rossetto, G. Spiazzi, P. Tenti, "Control Techniques for Power Factor Correction Converters", *Proc. of Power Electronics, Motion Control (PEMC)*, pp. 1310-1318, Setembro 1994.
- [42] S. Ben-Yaakov, I. Zeltser, "The dynamics of a PWM *boost* converter with resistive input", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.46, no.3, pp.613-619, Jun 1999.

- [43] Zheren Lai, K. M. Smedley, "A family of continuous-conduction-mode power-factor-correction controllers based on the general pulse-width modulator", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.13, no.3, pp.501-510, Mai 1998.
- [44] D. Borgonovo, J. P. Remor, I. Barbi, A. J. Perin, , "A Self-Controlled Power Factor Correction Single-Phase Boost Pre-Regulator", *IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference (PESC '05)*, pp.2351-2357, Junho 2005.
- [45] C. Zhou, R. B. Ridley and F. C. Lee, "Design and Analysis of a Hysteretic *Boost* Power Factor Circuit", *PESC Conf. Proc.*, 1990, pp. 800-807.
- [46] L. Dixon, "Average current mode control of switching power supplies", *Unitrode Power Supply Design Seminar*, 1990.
- [47] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, *Power Electronics: converters, applications, and design*, John Wiley & Sons, 2^a Edição, New York, USA, 1995.
- [48] R. Redl, B. P. Erisman, "Reducing distortion in peak-current-controlled *boost* power-factor correctors", *Ninth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '94)*, vol., no., pp.576-583, Fev 1994.
- [49] R. Brown, M. Soldano, "One cycle control IC simplifies PFC designs", *Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2005)*, vol.2, no., pp.825-829, Mar 2005.
- [50] C. E. A. Silva, D. S. Oliveira Jr., H. M. de Oliveira Filho, L. H. S. C. Barreto, F. L. M. Antunes, "A three-phase rectifier for WECS with indirect current control", *Eletrônica de Potência*, v. 16, p. 28-36, 2011.
- [51] R. B. Ridley, "A new, continuous-time model for current-mode control", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.6, no.2, pp.271-280, Abr 1991.
- [52] W. Tang, F. C. Lee, R. B. Ridley, "Small-signal modeling of average current-mode control", *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 747 – 755, Feb. 1992.
- [53] Hongying Wu, Dong Lin, Dehua Zhang, Kaiwei Yao, Jinfa Zhang, "A current-mode control technique with instantaneous inductor-current feedback for UPS inverters", *Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '99)*, vol.2, no., pp.951-957, Mar 1999.
- [54] F. Casanellas, "Losses in PWM inverters using IGBTs", *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol.141, no.5, pp.235-239, Sep. 1994.
- [55] U. Drofenik and J. W. Kolar, "A general scheme for calculating switching- and conduction-losses of power semiconductors in numerical circuit simulations of power

- electronic systems,” in International Power Electronics Conference (IPEC’05), pp., 2005.
- [56] D. W. Novotny, T. A. Lipo, “Vector control and dynamics of ac drives”, Oxford Science Publications, Nova York, EUA, 1996.
- [57] F. A. B. Batista, “Modulação vetorial aplicada a retificadores trifásicos PWM unidirecionais”, Tese de Doutorado, Florianópolis, 2006, 282p.
- [58] D. Borgonovo, “Análise, modelagem e controle de retificadores PWM trifásicos”, Tese de Doutorado, Florianópolis, 2005, 255p.
- [59] K. Zhou, D. Wang, "Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: a comprehensive analysis", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.49, no.1, pp.186-196, 2002.

APÊNDICE A – DIAGRAMAS ESQUEMÁTICOS DAS PCIs DO PROTÓTIPO DE VALIDAÇÃO

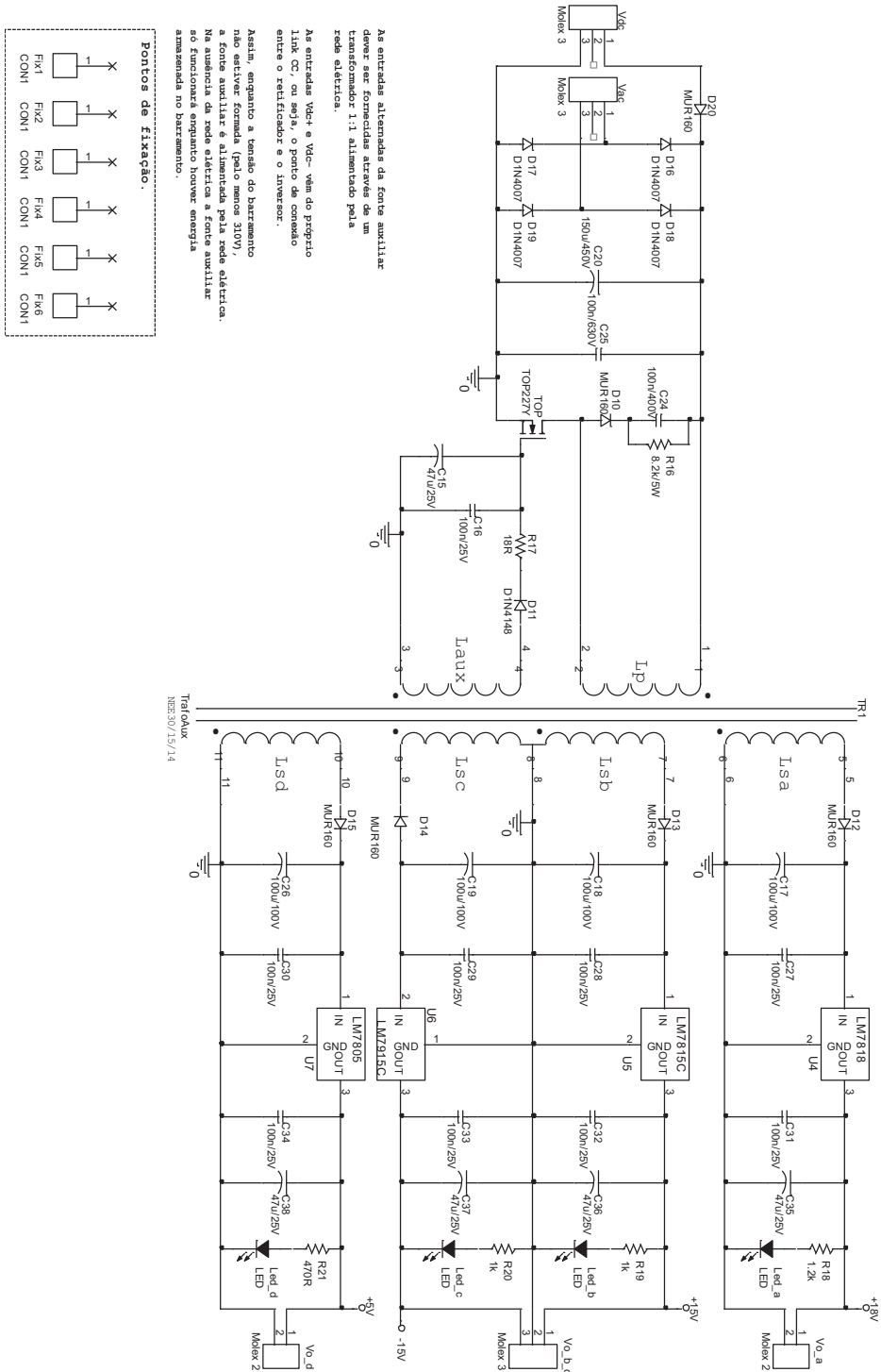


Fig. A. 1 – diagrama esquemático da PCI da fonte auxiliar.

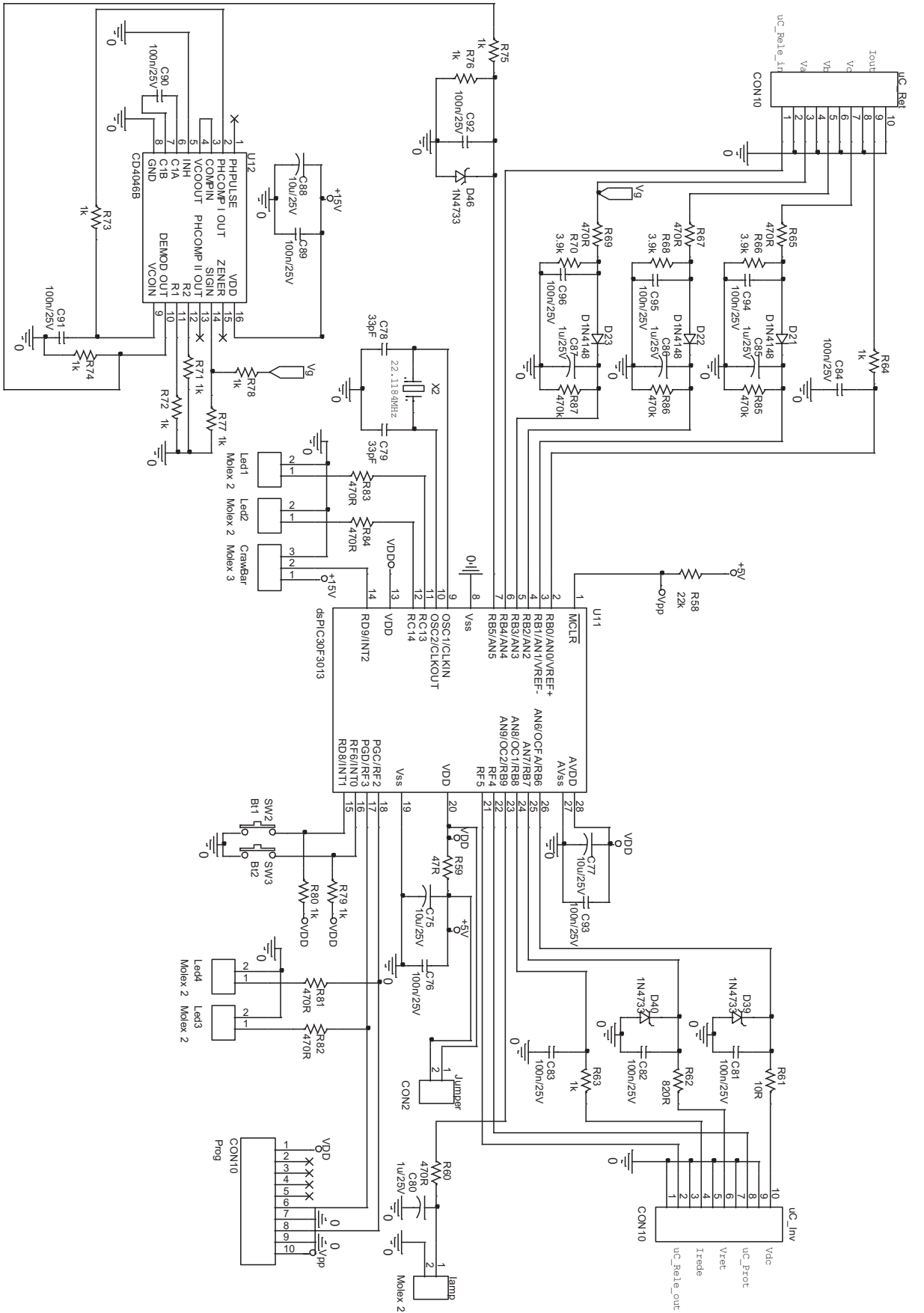


Fig. A. 2 – diagrama esquemático da PCI do circuito supervisorio.

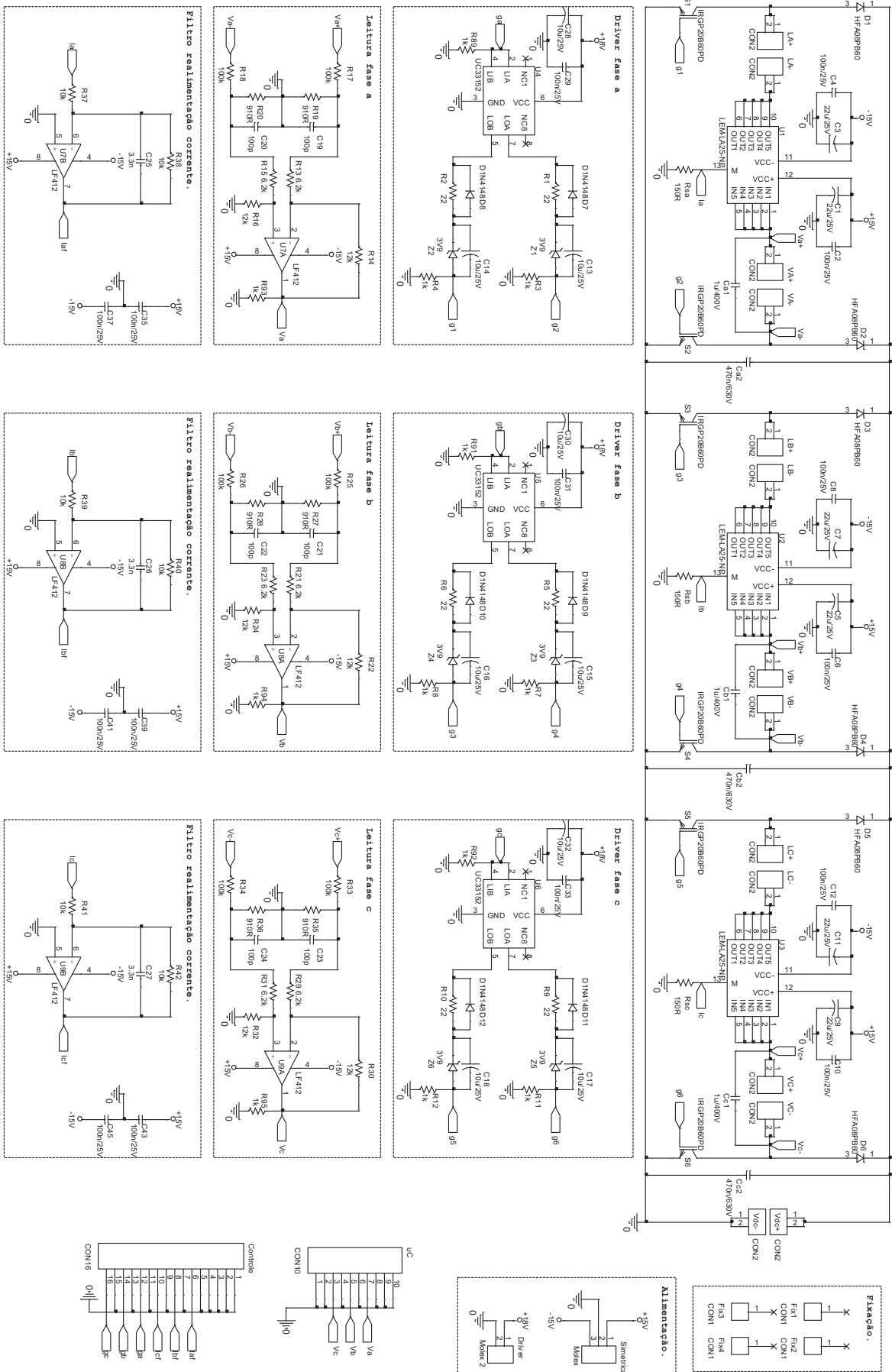


Fig. A. 3 – diagrama esquemático da PCI de potência do estágio retificador.

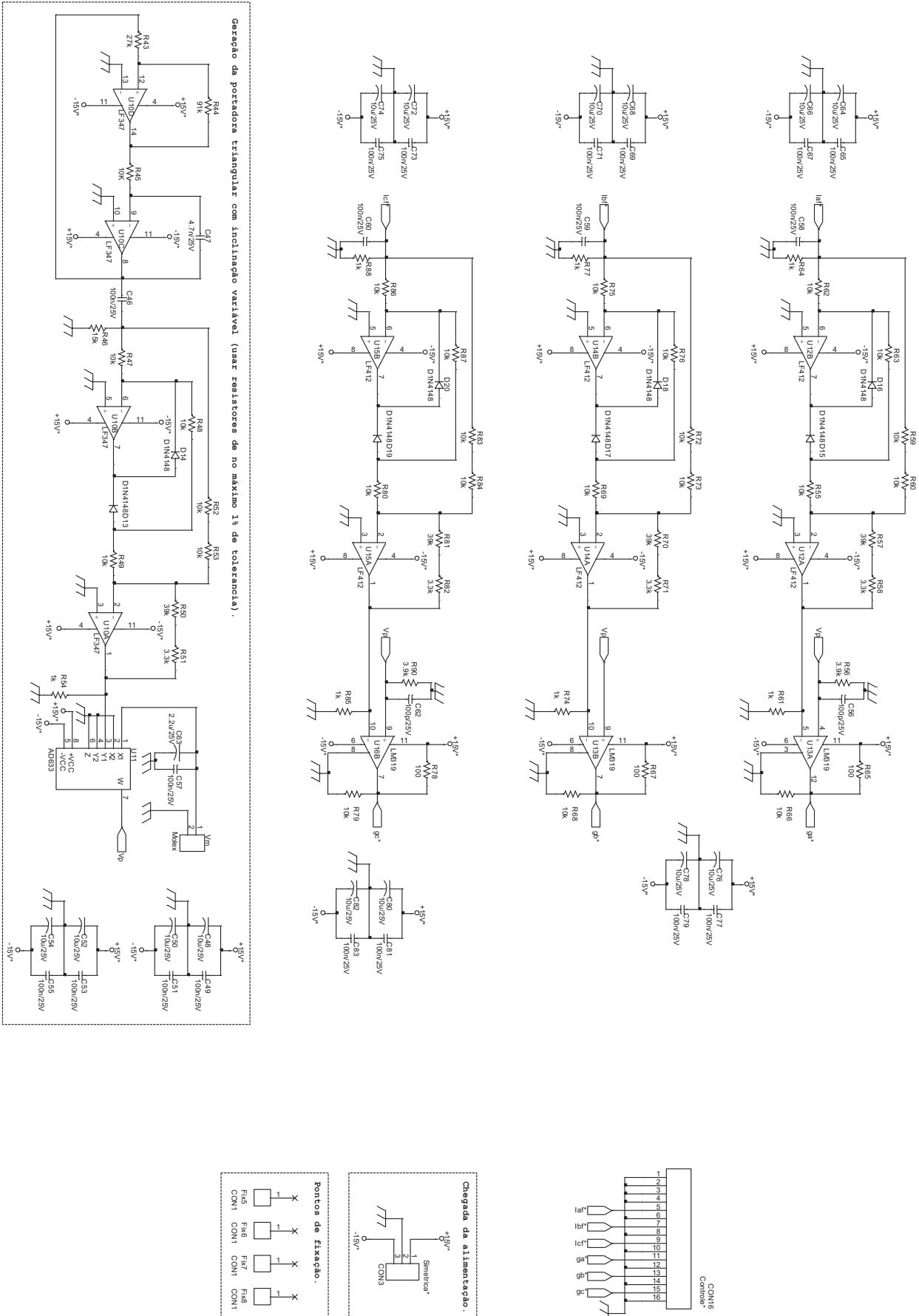


Fig. A. 4 – diagrama esquemático da PCI de controle do estágio retificador.

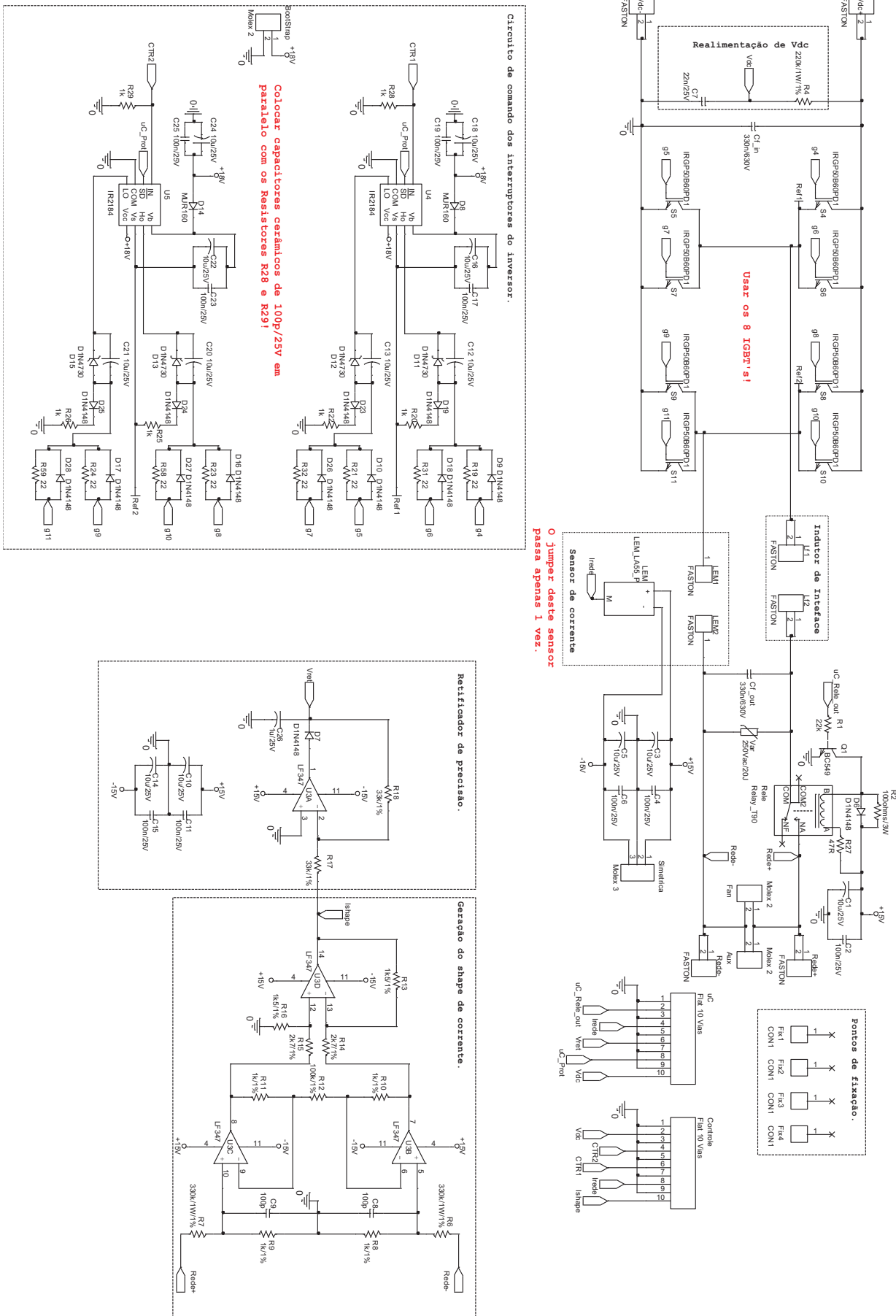


Fig. A.5 – diagrama esquemático da PCI de potência do estágio inversor.

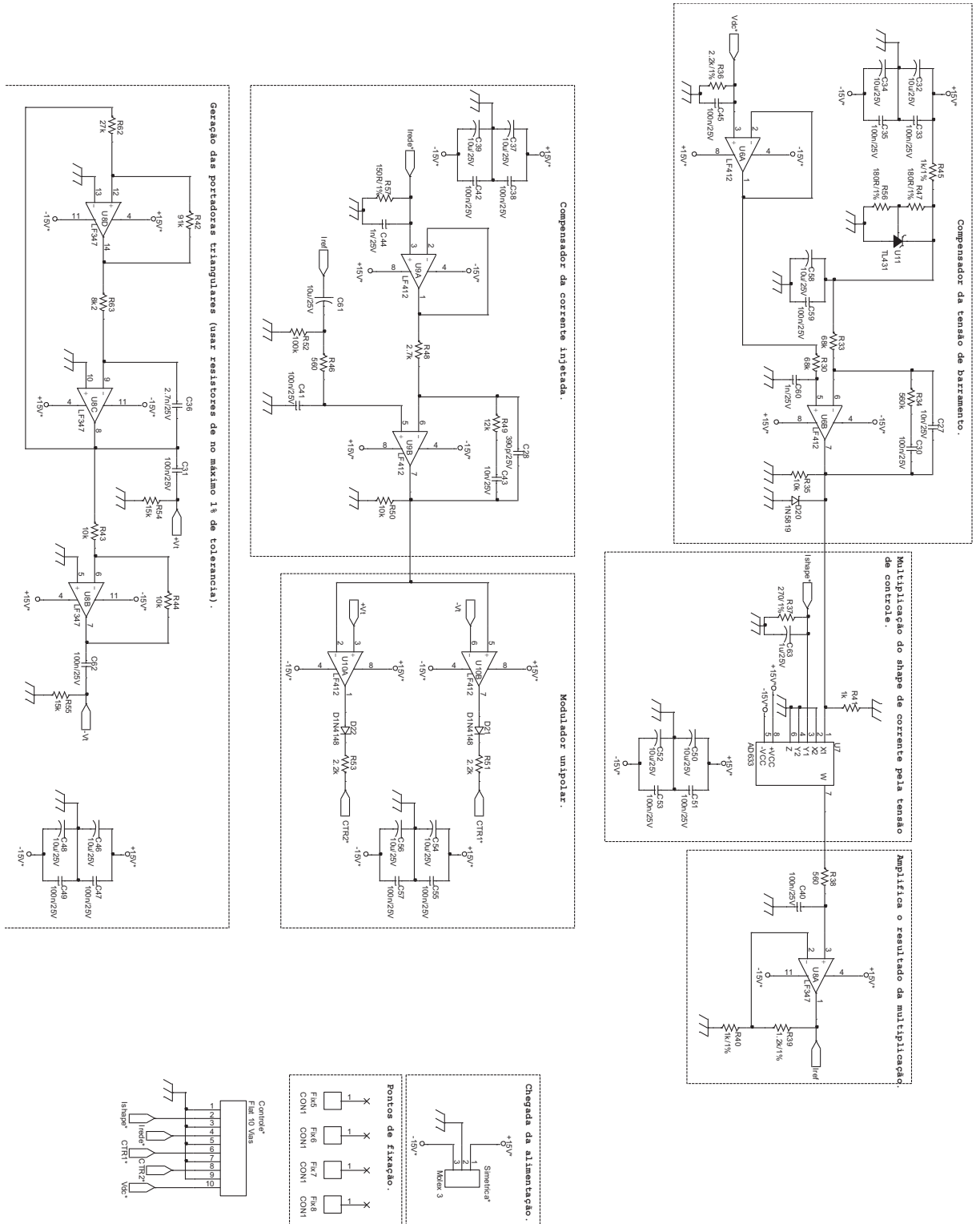


Fig. A. 6 – diagrama esquemático da PCI de controle do estágio inversor.