

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

Cassio Maraffon

**ESTUDO DO SISTEMA DE MICROGERAÇÃO DE  
ENERGIA EÓLICA**

Florianópolis

2018





Cassio Maraffon

**ESTUDO DO SISTEMA DE MICROGERAÇÃO DE  
ENERGIA EÓLICA**

Dissertação submetida ao Programa  
de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica  
da Universidade Federal de Santa Ca-  
tarina para a obtenção do Grau de  
Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador

Universidade Federal de Santa Cata-  
rina: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Florianópolis

2018

Maraffon, Cassio  
Estudo do Sistema de Microgeração de Energia  
Eólica/Cassio Maraffon; orientador, Ivo Barbi,  
2018.  
253 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de  
Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós  
Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2018.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Microgeração de  
Energia Eólica. 3. Seguimento do ponto de máxima  
potência em sistemas eólicos. 4. Caixa de proteção de  
sistemas eólicos de pequeno porte. 5. Modelagem do  
conjunto composto por gerador e ponte retificadora  
passiva. I. Barbi, Ivo. II. Universidade Federal de  
Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica. III. Título.

Cassio Maraffon

## ESTUDO DO SISTEMA DE MICROGERAÇÃO DE ENERGIA EÓLICA

Esta Dissertação foi julgada aprovada para a obtenção do Título de “Mestre em Engenharia Elétrica”, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.

Florianópolis, 2 de Abril 2018.



---


Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr. sc. ETH.  
Coordenador  
Universidade Federal de Santa Catarina



---

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.  
Orientador  
Universidade Federal de Santa Catarina

### Banca Examinadora:



---

Prof. Carlos Henrique Illa Font, Dr.  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná



---

Prof. Rodrigo Gaiba, Dr. (Videoconferência)  
Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais



## AGRADECIMENTOS

Início os agradecimentos primeiramente a Deus, por Ele ter colocado pessoas tão especiais ao meu lado, sem as quais certamente não haveria chego até aqui!

Expresso meu agradecimento mais profundo ao meu pai, minha mãe e demais familiares que sempre estiveram ao meu lado me apoiando e incentivando a seguir em frente. Apesar da distância, das ausências, da saudade, das incertezas, das partidas e chegadas, são os alicerces sobre os quais construí o pouco que sou, com todas as vitórias e derrotas vividas ao longo dessa caminhada.

Agradeço a minha namorada Vanessa, pelo companheirismo, carinho, amor e compreensão (ou não) ao longo desta jornada. Não foram poucas as vezes em que as responsabilidades assumidas no âmbito profissional implicaram em ausências, agradeço por entender (ou tentar) e continuar ao meu lado.

Agradeço imensamente ao professor Ivo Barbi, que não mediu esforços para orientar, ajudar e acompanhar o trabalho desde o início. Certamente sem seu conhecimento, orientação, supervisão e paciência este trabalho não teria chegado ao fim. Agradeço pelo privilégio de ter sido seu orientado, pelas reuniões técnicas e conversas pessoais e espero que essa amizade perdure por muito tempo.

A convivência entre colegas e amigos nos faz entender a força do verbo “ajudar”. Além de exprimir uma ação bastante nobre, essa palavra possui o poder nos presentear com outros dois verbos: “ensinar” e “aprender”. Diante dessas valiosas palavras quero acrescentar o quarto verbo que nem sempre acompanha os três primeiros: “agradecer”. Com essa palavra estendo meus reconhecimentos aos colegas: Diogo Kenski, Eduardo Valmir de Souza, Andreas Mattos, Douglas Haupt, André Luiz Schlingmann, Adriano Ruseler, Delvanei Bandeira, Diego Mörschbacher, Victor Luiz Borges, Jesiel da Luz Ferro, Gustavo Duarte Costa, Carlos Eduardo Possamai, José Beckhäuser, Thiago Antonio Pereira, Gean Jacques Maia de Sousa e Ronny Glauber de Almeida Cacao. Suas contribuições foram de grande valia no decorrer desse trabalho e em minha vida pessoal.

Estendo meus agradecimentos a outras duas famílias, Valmir e Inês Zapparoli e também Raul Garbin e Inelva Maria Favaretto Garbin que muito contribuíram e ainda colaboram em meu crescimento pessoal e profissional. Durante todo o período que estudei, distante da casa de meus pais, essas duas famílias não mediram esforços para apoiar e amparar. Obrigado pelo amor e carinho despendidos, vocês

são fundamentais na minha vida e espero que possamos sempre manter esses belos laços de amizade.

Agradeço também ao laboratório Fotovoltaica, na pessoa do professor Ricardo Rütther, sua equipe e funcionários pela disponibilidade do espaço físico e pelo convívio harmonioso e amigável durante o período do projeto.

Por fim, agradeço ao povo brasileiro que com seus impostos possibilitou-me obter um ensino de qualidade, financiando este trabalho através do Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico - CNPq.

## RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo de um sistema eólico de pequeno porte, com potência nominal de 5 kW e velocidade variável. É apresentada uma análise da turbina eólica, bem como uma análise do conjunto formado pelo gerador síncrono à ímãs permanentes com ponte retificadora trifásica a diodos, considerando-se a resistência do enrolamento de estator. No estágio CC-CC é proposta a utilização do conversor Boost *interleaved* com duas fases paralelas desacopladas. Para o seguimento do ponto de máxima potência é proposta uma técnica através do método indireto, utilizando apenas sensores elétricos. Um sistema de proteção elétrico com frenagem dissipativa foi projetado e implementado. Além disso, são apresentados os resultados simulados, assim como os resultados experimentais em malha aberta.

**Palavras-chave:** Geração eólica de pequeno porte. Sistema de seguimento de máxima potência eólico. Modelagem do PMSG com ponte retificadora.





## ABSTRACT

This work presents the study of a small wind turbine system with nominal power of 5 kW and variable speed. An overview of the wind turbine is presented, as well as an analysis of the set composed by the permanent magnet synchronous generator with three-phase diode bridge rectifier, considering the stator winding's resistance. In the DC-DC stage it is proposed to use an interleaved Boost converter with two parallel decoupled phases. An electrical protection system with dissipative braking was also designed and implemented. For the maximum power point tracking, an indirect method using only electric sensors is proposed. Simulated and experimental results are presented for open loop operation. In addition, it was designed and implemented an electric protection system with dissipative braking.

**Keywords:** Small wind turbine system. Maximum power point tracking for wind system. Modeling of PMSG with diode bridge rectifier.



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1	Moinho de vento na Holanda.....	31
Figura 2	Ilustração do moinho de Blyth.....	32
Figura 3	Turbina eólica de Brush.....	32
Figura 4	Turbina eólica de Jacobs.....	33
Figura 5	Evolução da capacidade acumulada de energia eólica instalada no mundo.....	34
Figura 6	Evolução da capacidade acumulada de energia eólica instalada no Brasil.....	35
Figura 7	Evolução mundial da (a) capacidade instalada e do (b) total de unidades instaladas.....	36
Figura 8	Modelos de rotores VAWT: (a) Darrieus, (b) Savonius, (c) Propeller-blade.....	39
Figura 9	Turbinas de eixo horizontal: (a) Multipás e (b) Três pás.....	40
Figura 10	Configurações de sistemas eólicos de eixo horizontal....	41
Figura 11	Sistemas eólicos de eixo horizontal pequeno porte.....	43
Figura 12	Configuração AFPMSM: (a) Rotor simples - Estator simples. (b) Rotor simples - Duplo estator. (c) Duplo rotor - Simples estator. (d) Estrutura multi estágios: Duplo bloco rotor - Triplo bloco estator.....	46
Figura 13	Topologia empregando o conversor Boost.....	47
Figura 14	Topologia empregando o conversor Boost com filtro capacitivo na saída da ponte retificadora.....	48
Figura 15	Topologia do conversor <i>Back to Back Double PWM</i> ....	49
Figura 16	Curva de potência mecânica ideal.....	50
Figura 17	Curva característica de potência mecânica versus velocidade angular para diferentes velocidades de vento.....	51
Figura 18	(a) Lógica Perturba e Observa. (b) Ilustração do erro de lógica na mudança de velocidade do vento.....	52
Figura 19	Esquemático simplificado do MPPT via controle Perturba e Observa.....	53
Figura 20	Esquemático simplificado do MPPT via controle TSR..	54
Figura 21	Esquemático simplificado do MPPT via realimentação de potência.....	55
Figura 22	Massa de ar se deslocando com velocidade $v_w$ .....	56

Figura 23	Massa de ar deslocando-se em um cilindro imaginário. .	58
Figura 24	Coefficiente de potência em função de $k$ . . . . .	61
Figura 25	Coefficiente de potência em função do <i>Tip Speed Ratio</i> para diferentes ângulos de passo ( $\beta$ ). . . . .	63
Figura 26	Potência mecânica extraída pela turbina eólica. . . . .	65
Figura 27	Sistema eólico. . . . .	67
Figura 28	Gerador síncrono à ímãs permanentes e o estágio retificador passivo. . . . .	68
Figura 29	Corrente na fase $a$ para o modo de operação $M_{C_1}$ . . . . .	69
Figura 30	Corrente na fase $a$ para o modo de operação $M_{C_2}$ . . . . .	69
Figura 31	Corrente na fase $a$ para o modo de operação $M_{C_3}$ . . . . .	70
Figura 32	FEM, corrente e tensão terminal na fase $a$ para o modo de operação $M_{C_3}$ . . . . .	73
Figura 33	Circuito equivalente da primeira etapa de operação $M_{C_3}$ . . . . .	74
Figura 34	Circuito equivalente, por fase, da primeira etapa de operação. . . . .	74
Figura 35	Circuito equivalente da segunda etapa de operação $M_{e3}$ . . . . .	77
Figura 36	Circuito equivalente da terceira etapa de operação $M_{e3}$ . . . . .	79
Figura 37	Expressões da corrente na fase $a$ em cada etapa. . . . .	82
Figura 38	Correntes de fase no gerador e corrente retificada. . . . .	84
Figura 39	Característica de tensão versus corrente média na saída da ponte retificadora. . . . .	87
Figura 40	Característica de tensão versus corrente média na saída da ponte retificadora para $R_s = 1 \mu\Omega$ . . . . .	87
Figura 41	Potência de saída para velocidade angular de 570 rpms. . . . .	88
Figura 42	Potência na saída para diferentes velocidades angulares do gerador. . . . .	88
Figura 43	Conversor <i>Boost</i> . . . . .	89
Figura 44	Conversor Boost. . . . .	90
Figura 45	Etapas de operação do conversor Boost: a) Interruptor em condução. b) Interruptor bloqueado. . . . .	91
Figura 46	Formas de onda de tensão e corrente no conversor Boost. . . . .	92
Figura 47	Característica do ganho estático em função da razão cíclica para o conversor Boost. . . . .	93
Figura 48	Conversor Boost <i>interleaved</i> $N_b$ fases. . . . .	95
Figura 49	<i>Ripple</i> de corrente no conversor Boost <i>interleaved</i> para diferente número de fases. . . . .	96

Figura 50	Conversor Boost <i>interleaved</i> duas fases. ....	97
Figura 51	Sinais de comando dos interruptores. ....	98
Figura 52	Etapas de operação para $D \geq 0,5$ . ....	99
Figura 53	Sinais de comando dos interruptores. ....	99
Figura 54	Etapas de operação para $D \leq 0,5$ . ....	100
Figura 55	Formas de onda de tensão e corrente do conversor Boost <i>interleaved</i> duas fases com $D = 0,5$ . ....	101
Figura 56	Estratégia de controle do conversor Boost aplicada aos sistema eólico. ....	105
Figura 57	Diagrama de blocos do sistema de controle. ....	106
Figura 58	Modelo médio do conversor Boost. ....	107
Figura 59	Modelo médio do conversor Boost <i>interleaved</i> . ....	110
Figura 60	Estrutura de controle. ....	111
Figura 61	Modelo do circuito comutado para validação das plantas do conversor Boost. ....	114
Figura 62	Validação da função de transferência de corrente na entrada <i>versus</i> razão cíclica. ....	115
Figura 63	Validação da função de transferência de tensão de entrada por corrente de entrada. ....	116
Figura 64	Validação da função de transferência de tensão na entrada por razão cíclica. ....	116
Figura 65	Sistema eólico com tensão imposta. ....	119
Figura 66	Torques elétricos e mecânico do gerador. ....	123
Figura 67	Torques com curvas de linearização. ....	125
Figura 68	(a) A curva da potência <i>versus</i> velocidade. (b) Sistema eólico com tensão imposta. ....	128
Figura 69	Soluções completa e simplificada da equação 4.46. ....	133
Figura 70	Comparativo de soluções ideais e não ideais. ....	133
Figura 71	Relação de tensão e corrente na saída da ponte retificadora para o MPPT. ....	135
Figura 72	Validação da planta de velocidade. ....	136
Figura 73	Diagrama de Bode para a função de transferência compensada. ....	138
Figura 74	Esquemático simplificado do MPPT via controle do TSR. ....	139
Figura 75	Resultados de simulação com degrau de vento. ....	140
Figura 76	(a) Escoamento laminar do vento. (b) Princípio do estol. ....	142

Figura 77	Proteção do tipo <i>furling</i> em operação. ....	143
Figura 78	Variação do ângulo das pás no controle de passo. ....	144
Figura 79	Esquemático do sistema de geração de microgeração eólica. ....	146
Figura 80	Histerese de atuação do sistema de frenagem. ....	146
Figura 81	Esquemático do circuito de medição da tensão retificada $V_{cc}$ . ....	147
Figura 82	Esquemático do circuito comparador com histerese. ....	148
Figura 83	Esquemático do circuito de referência. ....	151
Figura 84	Esquemático do circuito de referência. ....	152
Figura 85	Esquemático do circuito de potência. ....	153
Figura 86	Esquemático do circuito de acionamento do sistema de frenagem. ....	154
Figura 87	Sistema eólico completo, em destaque o projeto estudado. ....	155
Figura 88	Varredura de tensão na saída da ponte retificadora com velocidade nominal imposta. ....	157
Figura 89	Sensor de corrente LA25-NP. ....	163
Figura 90	Condicionamento do sinal de corrente. ....	164
Figura 91	Sensor de tensão LV 25 P-SP5. ....	165
Figura 92	Condicionamento do sinal de tensão. ....	165
Figura 93	Diagrama de blocos do controle de corrente. ....	171
Figura 94	Diagrama de Bode sistema do compensado (malha de controle da corrente). ....	173
Figura 95	Diagrama de blocos do controle de tensão. ....	174
Figura 96	Diagrama de Bode sistema do compensado (malha de controle da tensão). ....	176
Figura 97	Definição do TSR e o $C'_{pot}$ do projeto. ....	177
Figura 98	Sistema eólico e diagrama de controle. ....	178
Figura 99	Resultados para perturbação em degrau de vento. ....	179
Figura 100	Detalhes da ondulação da corrente e tensão retificadas. ....	179
Figura 101	Detalhes da ondulação da corrente nos componentes. ....	180
Figura 102	Resultados para o sistema operando com velocidade de vento variável. ....	181
Figura 103	Parâmetros mecânicos para o sistema operando com velocidade de vento variável. ....	182
Figura 104	Esquemático simulado para estudo de falta da rede elétrica. ....	182

Figura 105	Simulação de falta na rede elétrica. ....	183
Figura 106	Protótipo implementado da caixa de proteção. ....	184
Figura 107	Protótipo conversor Boost <i>interleaved</i> e o condicionamento de sinal. ....	185
Figura 108	Esquemático o <i>setup</i> para os ensaios experimentais com a Caixa de Proteção. ....	185
Figura 109	Teste de entrada em condução do sistema de frenagem. ....	186
Figura 110	Comutação do sistema de frenagem na entrada em condução. ....	186
Figura 111	Tensões do sistema de frenagem durante a entrada em condução. ....	187
Figura 112	Comutação do sistema de frenagem durante a saída de condução. ....	188
Figura 113	Comutação do sistema de frenagem na entrada em condução. ....	188
Figura 114	Esquemático do <i>setup</i> utilizado nos testes de malha aberta. ....	189
Figura 115	Forma de onda de tensão na saída ( $V_o$ ) e sobre o interruptor $S_1$ ( $V_{CE}$ ) do conversor Boost operando em malha aberta. ....	190
Figura 116	Forma de onda da tensão ( $V_o$ ) e corrente ( $I_o$ ) na saída operando em malha aberta. ....	190
Figura 117	Forma de onda de tensão na entrada $V_1$ e a corrente na entrada $I_{1\_lido}$ . ....	191
Figura 118	Forma de onda da corrente ( $I_{1\_lido}$ ) e no indutor ( $I_L$ ) do conversor Boost operando em malha aberta. ....	191
Figura 119	Corrente na entrada ( $I_1$ ) e no indutor ( $I_L$ ) com detalhes em alta frequência. ....	192
Figura 120	Curva de rendimento. ....	193
Figura 121	Esquemático do conversor Boost <i>interleaved</i> . ....	209
Figura 122	<i>Layout</i> da placa de circuito impresso do conversor Boost. ....	210
Figura 123	Renderização da placa de circuito impresso do conversor Boost em 3D. ....	211
Figura 124	Condicionamento de sinal: (a) <i>Layout</i> em 2D. (b) Renderização em 3D. ....	212
Figura 125	Esquemático da Caixa de proteção. ....	212
Figura 126	Caixa de Proteção (a) <i>Layout</i> da placa de circuito impresso (b) Renderização em 3D. ....	213





## LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Especificações da turbina. ....	64
Tabela 2	Especificações do gerador elétrico. ....	86
Tabela 3	Parâmetros empregados na validação da planta. ....	114
Tabela 4	Especificações de parâmetros para validação do controle de velocidade. ....	135
Tabela 5	Especificações do projeto. ....	156
Tabela 6	Dados do ponto de máxima corrente. ....	157
Tabela 7	Componentes utilizados no condicionamento de sinal. . .	166
Tabela 8	Esforços no filtro capacitivo obtidos. ....	167
Tabela 9	Dimensionamento usado no circuito de controle e acionamento. ....	169
Tabela 10	Parâmetros do controle. ....	178
Tabela 11	Lista de Componentes. ....	214



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

IEC	Comissão Eletrotécnica Internacional, ou na língua inglesa <i>International Electrotechnical Commission</i> . . . . .	36
SWT	Sistemas Eólicos de Pequeno Porte, ou na língua inglesa <i>Small Wind Turbines</i> . . . . .	36
DFIG	Gerador de Indução Duplamente Alimentados, ou na língua inglesa <i>Doubly-Fed Induction Generator</i> . . . . .	37
HAWT	Turbinas Eólicas de Eixo Horizontal, ou na língua inglesa <i>Horizontal-Axis Wind Turbines</i> . . . . .	38
VAWT	Turbinas Eólicas de Eixo Vertical, ou na língua inglesa <i>Vertical-Axis Wind Turbines</i> . . . . .	38
PLL	Phase Locked Loop . . . . .	54
TSR	Tip-Speed-Ratio . . . . .	62
FEM	Força eletromotriz . . . . .	72
MCC	Modo de condução contínua. . . . .	90
MCCr	Modo de condução crítica. . . . .	90
MCD	Modo de condução descontínua. . . . .	90
PWM	Modulação por largura de pulso ( <i>Pulse-Width Modulation</i> ) . . . . .	106
PI	Proporcional Integral. . . . .	111
LGR	Lugar Geométrico das Raízes. . . . .	111
PID	Proporcional Integral Derivativo. . . . .	113
CI	Circuito integrado. . . . .	150
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> . . . . .	162
ESR	<i>Equivalent Series Resistance</i> . . . . .	167
FTLA	Função de transferência de laço aberto. . . . .	171



## LISTA DE SÍMBOLOS

$m_{ar}$	Massa do volume de ar .....	56
$v_w$	velocidade do ar .....	56
$E_c$	Energia cinética .....	56
$Q$	Vazão do ar .....	57
$v_w$	Velocidade de escoamento do vento .....	57
$v'_w$	Velocidade de escoamento do vento a jusante da turbina. . .	57
$E_{cex}$	Energia cinética extraída .....	57
$t$	Tempo .....	57
$v_{ol}$	Volume .....	58
$v_{w_{med}}$	Velocidade média do vento .....	58
$P_{mex}$	Potência mecânica extraída .....	59
$\lambda$	<i>Tip Speed Ratio</i> .....	62
$P_m$	Potência mecânica .....	63
$\omega_m$	Velocidade angular [rad/s] .....	63
$\omega_{rpm}$	Velocidade angular mecânica [rpm] .....	63
$\omega_s$	Velocidade angular elétrica [rad/s] .....	63
$\omega$	Velocidade angular elétrica [rad/s] .....	63
$T_m$	Torque mecânico .....	63
$V_{cc}$	Tensão retificada .....	68
$V_{LP}$	Força eletromotriz de pico (linha) .....	68
$P_{cc}$	Potência na saída da ponte retificadora .....	85
$K_a$	Constante de armadura .....	85
$D$	Razão cíclica do conversor .....	91
$I_m$	Corrente mínima no indutor do conversor .....	91
$L$	Indutância do conversor .....	91
$W_1$	Energia na entrada do conversor .....	92
$W_o$	Energia na saída do conversor .....	92
$T_s$	Período de comutação do conversor .....	92
$t_a$	Tempo de interruptor bloqueado .....	92
$t_s$	Tempo de interruptor em condução .....	92
$V_1$	Tensão na entrada do conversor .....	92
$V_o$	Tensão na saída do conversor .....	92

$I_L$	Corrente no indutor do conversor . . . . .	92
$f_s$	Frequência de comutação . . . . .	92
$I_o$	Corrente na saída do conversor . . . . .	93
$I_M$	Corrente máxima no indutor do conversor . . . . .	93
$I_m$	Corrente mínima no indutor do conversor . . . . .	94
$\Delta I_L$	<i>Ripple</i> de corrente total no indutor . . . . .	94
$N_b$	Número de fases em paralelo do conversor Boost <i>interleaved</i> . . . . .	94
$L_b$	Indutância por fase do conversor <i>interleaved</i> simétrico . . . . .	95
$I_{L_{rms}}$	Corrente eficaz no indutor. . . . .	102
$V_D$	Tensão reversa sobre o diodo. . . . .	103
$I_{D_{rms}}$	Corrente eficaz no diodo. . . . .	103
$I_{S_{rms}}$	Corrente eficaz no interruptor. . . . .	104
$V_s$	Tensão sobre o interruptor. . . . .	104
$P_o$	Potência de saída do conversor Boost. . . . .	104
$L_1$	Indutância na fase 1 do conversor Boost. . . . .	107
$L_2$	Indutância na fase 2 do conversor Boost. . . . .	107
$R_1$	Resistência do indutor 1. . . . .	107
$R_2$	Resistência do indutor 2. . . . .	107
$i_1$	Corrente total na entrada do conversor Boost. . . . .	107
$C$	Capacitor de filtro genérico. . . . .	108
$i_c$	Corrente no capacitor de filtro. . . . .	108
$I_{Ret}$	Corrente retificada. . . . .	108
$I_{cc}$	Corrente retificada média. . . . .	108
$C_{PI}$	Planta do controlador PI . . . . .	112
$K_i$	Ganho integrativo . . . . .	112
$\omega_z$	Zero do compensador PI. . . . .	112
$K_p$	Ganho proporcional . . . . .	112
$K_d$	Constante derivativa do compensador PID. . . . .	113
$T_f$	Constante de tempo do filtro para o PID . . . . .	113
$C_{PID}$	Planta do controlador PID . . . . .	113
$\alpha_{m_o}$	Coefficiente do torque mecânico para o ponto de operação . . . . .	121
$\omega_{m_o}$	Velocidade angular mecânica para o ponto de operação . . . . .	121
$\Delta T_m$	Torque mecânico perturbado . . . . .	121
$\Delta T_m$	Torque mecânico perturbado . . . . .	122

$T_{e_o}$	Torque elétrico no ponto de operação. ....	125
$T_{m_o}$	Torque mecânico no ponto de operação. ....	125
$J$	Momento de inércia [kg·m <sup>2</sup> ]. ....	127
$V_r$	Tensão de referência. ....	149
$V_{a1}$	Tensão de disparo da histerese. ....	149
$V_{DD}$	Tensão do circuito auxiliar. ....	149
$V_{a2}$	Tensão de desarme da histerese. ....	149
$F_1$	Fator de segurança. ....	153
$R_{freio}$	Resistor de frenagem. ....	153
$P_{freio}$	Potência nominal do sistema de frenagem. ....	153





## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO GERAL</b> .....	29
1.1	BREVE HISTÓRICO .....	30
1.2	GERAÇÃO EÓLICA DE PEQUENO PORTE .....	35
<b>1.2.1</b>	<b>Classificação das Turbinas Eólicas de Pequeno Porte</b> .....	38
1.2.1.1	Turbinas Eólicas de Eixo Vertical .....	38
1.2.1.2	Turbinas Eólicas de Eixo Horizontal .....	39
1.3	COMPONENTES DO SISTEMAS EÓLICOS .....	40
1.4	GERADOR SÍNCRONO COM ÍMÃS PERMANENTES .	42
<b>1.4.1</b>	<b>Fluxo Radial</b> .....	44
<b>1.4.2</b>	<b>Fluxo Axial</b> .....	44
1.5	ARQUITETURAS DOS SISTEMAS EÓLICOS .....	46
<b>1.5.1</b>	<b>Ponte Retificadora a Diodo + Conversor Boost</b> ...	46
<b>1.5.2</b>	<b>Ponte Retificadora a Diodo + Filtro Capacitivo + Conversor Boost</b> .....	47
<b>1.5.3</b>	<b>Retificador Ativo Trifásico</b> .....	48
1.6	TÉCNICAS DE MPPT PARA SISTEMAS EÓLICOS DE PEQUENO PORTE .....	49
<b>1.6.1</b>	<b>Controle <i>Hill Climb Search</i> (HCS)</b> .....	51
1.6.1.1	Controle HCS Alternativo .....	52
<b>1.6.2</b>	<b>Controle <i>Tip Speed Ratio</i> (TSR)</b> .....	54
<b>1.6.3</b>	<b>Controle por Realimentação de Potência (PSF)</b> ...	55
<b>1.6.4</b>	<b>Outros Métodos</b> .....	55
1.7	ANÁLISE DA TURBINA EÓLICA .....	56
<b>1.7.1</b>	<b>Conversão da energia Eólica</b> .....	56
<b>1.7.2</b>	<b>Torque Mecânico</b> .....	63
<b>1.7.3</b>	<b>Característica Estática da Turbina Eólica</b> .....	64
1.8	CONCLUSÃO .....	65
<b>2</b>	<b>ANÁLISE DO GERADOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES COM RETIFICADOR PASSIVO</b> .....	67
2.1	MODOS DE OPERAÇÃO DA PONTE RETIFICADORA .....	68
<b>2.1.1</b>	<b>Modo <math>M_{C_1}</math></b> .....	68
<b>2.1.2</b>	<b>Modo <math>M_{C_2}</math></b> .....	69
<b>2.1.3</b>	<b>Modo <math>M_{C_3}</math></b> .....	69
2.2	ANÁLISE DO MODO $M_{C_3}$ .....	70
<b>2.2.1</b>	<b>Etapas de Operação do Modo <math>M_{C_3}</math></b> .....	72
2.2.1.1	Primeira Etapa .....	72
2.2.1.2	Segunda Etapa .....	76

2.2.1.3	Terceira Etapa .....	79
2.2.2	Ângulo de Defasagem ( $\delta$ ) .....	81
2.2.3	Corrente Média na Saída da Ponte Retificadora ..	83
2.2.4	Potência na Saída da Ponte Retificadora .....	85
2.2.5	Análise Comparativa para o Gerador Elétrico Utilizado .....	86
<b>3</b>	<b>CONVERTOR BOOST APLICADO AO SISTEMA EÓLICO .....</b>	<b>89</b>
3.1	TOPOLOGIA DO CONVERTOR BOOST CLÁSSICO ..	89
3.1.1	Etapas de Operação do Conversor Boost .....	90
3.2	CONVERTOR BOOST <i>INTERLEAVED</i> .....	94
3.3	CONVERTOR BOOST INTERLEAVED PROPOSTO ...	97
3.4	ETAPAS DE OPERAÇÃO .....	97
3.4.1	Razão Cíclica $0,5 \leq D \leq 1$ .....	98
3.4.2	Razão Cíclica $0 \leq D \leq 0,5$ .....	98
3.5	ANÁLISE DOS ESFORÇOS .....	100
3.5.1	Tensão de Entrada Nominal .....	100
3.5.2	Indutor .....	102
3.5.3	Diodos .....	103
3.5.4	Interruptores .....	104
3.5.5	Corrente Injetada no Barramento CC .....	104
3.6	ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO CONVERTOR BOOST .....	105
3.7	MODELAGEM ORIENTADA AO CONTROLE .....	106
3.7.1	Modelo de Pequenos Sinais .....	108
3.7.1.1	Função de Transferência da Tensão <i>Versus</i> Corrente na Entrada .....	109
3.7.1.2	Função de Transferência da Tensão de Entrada <i>Versus</i> Razão Cíclica .....	109
3.7.1.3	Função de Transferência da Corrente de Entrada <i>Versus</i> Razão Cíclica .....	110
3.8	DEFINIÇÃO DOS CONTROLADORES .....	111
3.8.1	Controlador Proporcional Integral (PI) .....	111
3.8.2	Controlador Proporcional Integral Derivativo (PID) ..	113
3.9	VALIDAÇÃO DOS MODELOS .....	114
3.10	CONCLUSÃO .....	117
<b>4</b>	<b>MPPT E CONTROLE DE VELOCIDADE .....</b>	<b>119</b>
4.1	MODELAGEM DA PLANTA PARA CONTROLE DE VELOCIDADE .....	119
4.1.1	Função de Transferência para o Torque Mecânico ..	120
4.1.2	Função de Transferência para o Torque Elétrico ...	121

4.1.3	<b>Função de Transferência para o Sistema Eólico . . . .</b>	126
4.2	ANÁLISE DOS POSSÍVEIS CONTROLADORES DE VELOCIDADE . . . . .	127
4.3	DESCRIÇÃO DA TÉCNICA DE MPPT UTILIZADA . . . . .	128
4.3.1	<b>Análise Mecânica . . . . .</b>	129
4.3.2	<b>Análise Elétrica . . . . .</b>	130
4.3.3	<b>Análise do Sistema . . . . .</b>	130
4.3.3.1	Solução 1: Completa . . . . .	131
4.3.3.2	Solução 2: Simplificada . . . . .	132
4.4	VALIDAÇÃO POR SIMULAÇÃO . . . . .	135
4.4.1	<b>Validação da Planta do controle de Velocidade . . . .</b>	135
4.4.1.1	Projeto de Controle de Velocidade com Tensão Imposta . . . . .	136
4.5	CONCLUSÃO . . . . .	139
<b>5</b>	<b>SISTEMA DE PROTEÇÃO . . . . .</b>	141
5.1	LIMITAÇÃO DA POTÊNCIA AERODINÂMICA . . . . .	141
5.1.1	<b>Métodos passivos . . . . .</b>	141
5.1.1.1	Estol Passivo . . . . .	141
5.1.1.2	Controle por <i>Furling</i> . . . . .	142
5.1.1.3	Proteção por Curto-Circuito . . . . .	144
5.1.2	<b>Métodos Ativos . . . . .</b>	144
5.1.2.1	Controle de Passo . . . . .	144
5.1.2.2	Estol Ativo . . . . .	145
5.2	CAIXA DE PROTEÇÃO . . . . .	145
5.2.1	<b>Sistema de Acionamento de Proteção . . . . .</b>	147
5.2.1.1	Medição da Tensão . . . . .	147
5.2.1.2	Circuito Comparador . . . . .	148
5.2.1.3	Tensão de Referência . . . . .	150
5.2.1.4	Fonte Auxiliar . . . . .	151
5.2.1.5	Circuito de Acionamento de Gatilho (Gate Driver) . . . . .	151
5.2.1.6	Interruptores IGBTs e Diodo . . . . .	152
5.2.1.7	Resistor de Frenagem . . . . .	152
5.2.1.8	Esquemático Geral do Circuito da Caixa de Proteção . . . . .	153
5.2.1.9	Conclusão . . . . .	154
<b>6</b>	<b>DIMENSIONAMENTO, SIMULAÇÕES NUMÉRICAS E RESULTADOS EXPERIMENTAIS . . . . .</b>	155
6.1	DIMENSIONAMENTO . . . . .	157
6.1.1	<b>Conversor <i>Boost</i> . . . . .</b>	157
6.1.1.1	Indutor . . . . .	158
6.1.1.2	Diodos . . . . .	160
6.1.1.3	Interruptores . . . . .	161
6.1.1.4	Circuito de Comando de Gatilho . . . . .	162

<b>6.1.2</b>	<b>Condicionamento de Sinal</b> .....	162
6.1.2.1	Transdução de Corrente .....	162
6.1.2.2	Transdução de Tensão .....	164
6.1.2.3	Amostragem .....	166
<b>6.1.3</b>	<b>Ponte Retificadora</b> .....	166
6.1.3.1	Filtro Capacitivo na Saída da Ponte Retificadora .....	167
<b>6.1.4</b>	<b>Caixa de Proteção</b> .....	168
6.1.4.1	Circuito de Controle Acionamento da Caixa de Proteção .	168
6.1.4.2	Resistor de Frenagem .....	168
6.1.4.3	Circuito de Comando de Gatilho .....	169
6.1.4.4	Interruptor .....	170
6.1.4.5	Diodo .....	170
6.2	CONTROLE .....	171
<b>6.2.1</b>	<b>Controlador de Corrente</b> .....	171
<b>6.2.2</b>	<b>Controlador de Tensão</b> .....	173
6.3	MPPT .....	175
6.4	RESULTADOS SIMULADOS .....	177
6.5	SIMULAÇÃO SOB FALTA NA REDE ELÉTRICA .....	181
6.6	LAYOUT E PROTÓTIPO .....	184
6.7	TESTES PRÁTICOS DA CAIXA DE PROTEÇÃO .....	184
6.8	RESULTADOS EXPERIMENTAIS EM MALHA ABERTA	189
6.9	ENSAIO DE RENDIMENTO .....	192
6.10	CONCLUSÃO .....	193
<b>7</b>	<b>DISCUSSÕES FINAIS</b> .....	195
7.1	TRABALHOS FUTUROS .....	197
	<b>REFERÊNCIAS</b> .....	199
	<b>APÊNDICE A – Esquemáticos e Tabela de Componentes</b> .....	209
	<b>APÊNDICE B – Projeto do Indutor</b> .....	217
	<b>APÊNDICE C – Dimensionamento dos Componentes do Conversor Boost <i>Interleaved</i></b> .....	227
	<b>APÊNDICE D – Projeto de Controle e MPPT</b> ..	235
	<b>APÊNDICE E – Projeto do Circuito de Controle e Acionamento da Caixa de Proteção</b> .....	249

## 1 INTRODUÇÃO GERAL

A geração de energia e o aproveitamento dos recursos energéticos de maneira sustentável é um assunto que tem ganhado proporções no âmbito internacional nos últimos 20 anos. Essa popularidade é fortemente justificada através do apelo ecológico associado, mas também está relacionada a aspectos técnicos importantes, como a diversificação e complementariedade da matriz energética.

Políticas de incentivo à geração de energia, a partir de fontes primárias renováveis, iniciadas na Alemanha em 2001 e seguidas pela maioria das nações, criaram um ambiente favorável para o desenvolvimento tecnológico e o surgimento de conceitos como a geração distribuída. De fato, nos últimos anos, a estrutura dos sistemas elétricos de potência apresenta uma tendência de mudança crescente. Os sistemas baseados na geração centralizada e distante do centro de consumo, muitas vezes a partir de fonte primária fóssil, tem cedido lugar a um modelo onde a geração distribuída e renovável, apresenta parcela importante na composição da matriz energética.

Nesse cenário, a energia eólica e a fotovoltaica são as fontes renováveis que ganharam o mercado mundial. Enquanto a fotovoltaica praticamente dominou o mercado de micro e minigeração distribuída, a energia eólica predominou em sistemas de grande porte. No contexto da geração distribuída, o avanço da tecnologia e o investimento em escala diminuiu consideravelmente o custo da energia fotovoltaica. Por outro lado, a energia eólica de pequeno porte recebeu menores volumes de investimentos, limitando o desenvolvimento dessa modalidade. Países como Inglaterra, Estados Unidos e China lideram isoladamente o mercado eólico de pequeno porte em termos de capacidade de potência instalada e energia produzida. Na última década, o crescimento anual desse mercado tem mantido a taxas superiores a 5%, segundo o World Wind Energy Association.

No Brasil a geração eólica de pequeno porte não é explorada. No entanto, existem muitos locais com disponibilidade de potencial eólico no país, principalmente no Nordeste. Aproveitar esse recurso representa mais que complementar a matriz energética nacional com energia limpa, mas também gera oportunidades de empregos, atraindo investimentos que movimentam o mercado local. Além disso, a geração eólica de pequeno porte possibilita o investimento proporcional à disponibilidade de recursos de pessoas físicas, contribuindo com a distribuição de renda, ao contrário do que ocorre com a geração de grande porte, onde a

demanda de investimentos é de milhões de reais em um único projeto.

A indústria eólica de pequeno porte no Brasil é restrita, limitando-se a alguns poucos fabricantes, assim como o número de projetos concluídos. O conhecimento dessa área é escasso, poucos são os componentes do sistema eólico que são produzidos com tecnologia e metodologia adequadas. Itens que representam boa parcela do investimento, como o inversor elétrico e o algoritmo de seguimento da máxima potência são pouco robustos e carecem de investimentos científicos. Nesse sentido, este trabalho tem por objetivo contribuir com o desenvolvimento tecnológico e gerar conhecimento na área de energias renováveis do tipo eólica.

## 1.1 BREVE HISTÓRICO

Os dispositivos para o aproveitamento da energia do vento são muito mais antigos do que a própria eletricidade. Entretanto, a origem desses dispositivos não é clara. Segundo (PINTO, 2014), as primeiras menções do uso da energia do vento são vistas nos países orientais como a Índia, Tibete, Afeganistão e Pérsia. Pesquisadores alegam ter encontrado vestígios de um suposto moinho de vento no Egito com idade de 3000 anos. Porém, até então, não há comprovação que egípcios, fenícios, gregos ou romanos tiveram conhecimentos sobre os moinhos de vento. Os primeiros relatos são em relação aos moinhos de vento construídos na Alexandria, há cerca de 2000 anos. O equipamento tratava-se de uma “máquina pneumática” que acionava um órgão musical a partir do ar comprimido.

Na navegação comercial os fenícios foram pioneiros, por volta de 1000 a.C., usando barcos movidos pela força dos ventos. As embarcações movidas a vela evoluíram até o desenvolvimento das caravelas no século XIII e dominaram os mares até o começo do século XIX (TIBOLA, 2009).

Há relatos históricos que se referem à utilização da energia eólica na Pérsia, por volta do ano 200 a.C. para fins de moagem dos grãos. A partir do século XII esse tipo de energia foi disseminado pela Holanda, França e Inglaterra e conseqüentemente por toda a Europa. Desde então, diversas foram as aplicações da energia proveniente dos ventos. Na Idade Média, e no começo da Idade Contemporânea, a energia eólica foi utilizada com intensidade pelos holandeses com o objetivo de drenar a água das terras baixas de volta para os rios (Figura 1), bem como pelos navegadores em suas embarcações.

Figura 1: Moinho de vento na Holanda.



Fonte: Museum Windmill Nederwaard (2017).

O primeiro moinho de vento para geração de eletricidade foi construído em 1887 na cidade escocesa de Glasgow pelo engenheiro eletricista James Blyth. A turbina de 10 metros de altura e eixo vertical (Figura 2), servia para carregar acumuladores, cujo objetivo era alimentar a iluminação da própria residência (PINTO, 2014). Segundo o mesmo autor, um fato curioso é que Blyth ofereceu a eletricidade excedente para o povo de Marykirk (povoado onde morava) para iluminação da rua principal, que, no entanto, recusou a oferta, julgando que a eletricidade era “trabalho do diabo”. Anos mais tarde, turbinas ainda maiores seguiram sendo desenvolvidas na Holanda e em outras partes do mundo.

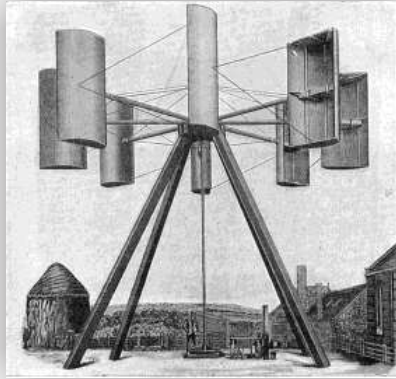
Em 1888, nos Estados Unidos, Charles Brush desenvolveu um projeto de moinho de vento com eixo horizontal aplicado à geração de energia elétrica, na cidade de Cleveland em Ohio (PINTO, 2014). Assim como no projeto de Blyth, este dispositivo era utilizado para alimentar as baterias empregadas na iluminação residencial.

Para o alinhamento ótimo do rotor com o vento, Brush utilizou um leme de direcionamento. O rotor contava com 17 metros de diâmetro e 144 pás, acoplado ao gerador através de caixa multiplicadora de velocidade 1:50 projetada por Brush. Com uma torre de 18 metros de altura, a máquina de 12 kW operou por aproximadamente 20 anos.

Nos anos seguintes, países como Alemanha, Dinamarca, Inglaterra e Estados Unidos investiram e desenvolveram diversos projetos na área de geração elétrica a partir da energia eólica. Diferentes tamanhos e topologias foram experimentados.

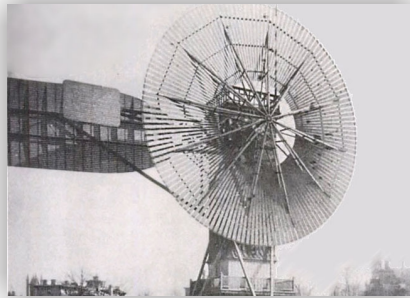
Em 1929, os irmãos Jacobs desenvolveram uma turbina eólica

Figura 2: Ilustração do moinho de Blyth.



Fonte: Pinto (2014).

Figura 3: Turbina eólica de Brush.



Fonte: Pinto (2014).

de três pás, resultado do esforço em prover energia elétrica para a residência da família no rancho onde residiam, na cidade de Vida no estado de Montana, EUA. Recém mudados para a localidade, a falta de eletrificação rural e a distância até a cidade mais próxima (aproximadamente 35 km) eram dificuldades que a família enfrentava. O gerador à gasolina era a alternativa normalmente utilizada para alimentar o sistema de iluminação, bombas de água, ferro elétrico e o rádio. Porém, a opção era pouco prática, uma vez que, a distância



até a cidade despendia dias de viagem (JACOBS WIND ELECTRIC CO., 2017).

Com ventos abundantes na planície aberta e a já conhecida tecnologia aplicada ao bombeamento mecânico de água e moagem de grãos, a alternativa foi adaptar esse sistema para gerar energia elétrica. Esse projeto recebeu fundos de apoio de fazendeiros da vizinhança, o que possibilitou a entrada do produto no mercado americano. As turbinas de Jacobs (Figura 4) foram empregadas no fornecimento de eletricidade no meio rural onde não haviam redes de energia instaladas. O negócio prosperou, dezenas de milhares de turbinas foram produzidas e comercializadas, inclusive para outros continentes (PINTO, 2014). A turbina dos irmãos Jacobs é considerada precursora das turbinas eólicas contemporâneas de pequeno porte.

Figura 4: Turbina eólica de Jacobs.



Fonte: Jacobs Wind Electric CO. (2017).

Os Sistemas de pequeno porte perderam força no início dos anos 60, com a chegada da eletrificação rural, onde foi possível distribuir energia elétrica às residências por preços competitivos. A partir dos anos 60, as políticas de investimento eram voltadas para turbinas eólicas de maior porte. O único país que persistiu com a tradição de utilizar turbinas de pequeno porte para gerar eletricidade foi a Dinamarca, devido ao subsídio fornecido pelo governo. Porém, o subsídio foi inter-

rompido ao final dos anos 80.

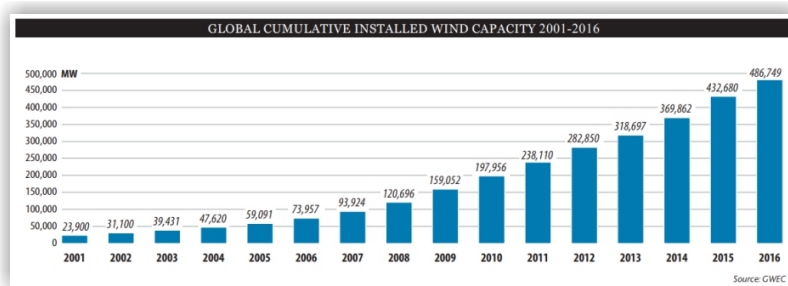
A partir dos anos 60, as políticas de investimentos eram voltadas para turbinas eólicas de maior porte.

Na década de 70, a crise internacional do petróleo levou governos ocidentais a investirem massivamente em fontes alternativas de energia. Foi a partir de então que o setor de energia eólica prosperou significativamente com turbinas de grande porte. Nessa época, além da NASA (*National Aeronautics and Space Administration*), outras grandes instituições empenharam recursos extensivos nessa área, como é o caso das instituições americanas *Boeing*, *General Electric*, *Westing*, das alemãs *Man AG*, *MBB*, *Dornier* e *Voith* e a instituição sueca *Kvaerner*.

Desde o início dos anos 90, a indústria da energia eólica de grande porte vem batendo recordes de potência instalada e geração elétrica ao redor do mundo. De fato, desde que a Alemanha começou a dar prioridade às energias renováveis em 2001, através da lei de prioridade das fontes renováveis, muitos outros países passaram a adotar legislações semelhantes, tornando a expansão da matriz energética prioritariamente limpa uma tendência mundial. A Figura 5 mostra em números essa evolução, cuja previsão para os próximos anos é permanecer em ascensão (GLOBAL WIND ENERGY COUNCIL - GWEC, 2017).

Segundo o Global Wind Energy Council/GWEC (2017), a capacidade de instalação de energia eólica no mundo vem demonstrando números em ascensão (Figura 5). Desde o ano de 2001 até o ano de 2016, foi possível verificar que a capacidade de instalação aumentou de 23,9 MW para 486,75 MW, respectivamente.

Figura 5: Evolução da capacidade acumulada de energia eólica instalada no mundo.



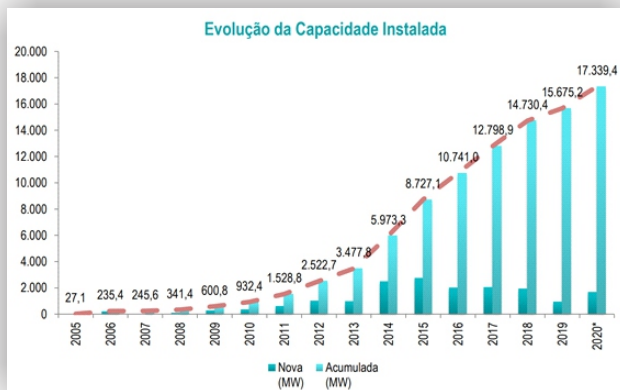
Fonte: Global Wind Energy Council - GWEC (2017).

De acordo com Associação Brasileira de Energia Eólica (2017),

o Brasil apresenta crescimento acentuado na capacidade de potência eólica instalada nos últimos anos. O investimento em políticas estratégicas do Governo Federal, aliado ao fato do Brasil apresentar ventos de alta qualidade, tem alavancado o setor. Além disso, o fator de capacidade encontrado no Brasil (verificado em 2012), cerca de 35%, está acima da média verificada em países com maior capacidade eólica instalada, como China (18%), Estados Unidos (33%), Alemanha (19%) e Espanha (24%), conforme a Câmara de Comercialização de Energia Elétrica (2014).

Esses fatos colocam o Brasil em posição de destaque no cenário mundial de geração de energia eólica, atraindo volumes consideráveis de investimentos. A produção de energia tem se mostrado eficiente, levando ao mercado consumidor energia renovável a preços competitivos, até mesmo com a fonte hidroelétrica.

Figura 6: Evolução da capacidade acumulada de energia eólica instalada no Brasil.



Fonte: Associação Brasileira de Energia Eólica (2017).

## 1.2 GERAÇÃO EÓLICA DE PEQUENO PORTE

Tecnicamente existem diversas definições para sistemas de geração de pequeno porte. A IEC (*International Electrotechnical Commission*) é uma organização internacional de padronização de tecnologias elétricas, eletrônicas e relacionadas mais importante. A IEC

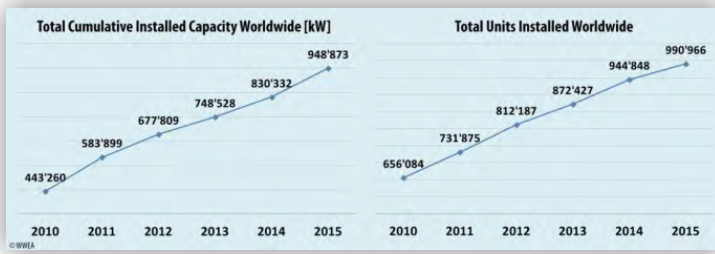
61400-2 define como geração eólica de pequeno porte o sistema que possui área varrida pelo rotor eólico menor que  $200 \text{ m}^2$ , o que corresponde a um raio máximo de pás de 8 m. A potência menor que  $50 \text{ kW}$  e tensões  $V_{AC} \leq 1000 \text{ V}$  e  $V_{CC} \leq 1500 \text{ V}$ .

Além deste padrão, vários países estabeleceram sua própria definição de sistemas eólicos de pequeno porte (SWT). Segundo o World Wind Energy Association - WWEA (2017), o limite da capacidade superior, entre as nações que mais cresceram nessa área varia de  $15 \text{ kW}$  a  $100 \text{ kW}$ . O principal padrão visto na prática atualmente possui limite superior próximo de  $100 \text{ kW}$ . Isto se deve, em grande parte, pelo papel principal do mercado norte-americano e europeu. Ao longo das últimas décadas, foi observado o crescente aumento do tamanho médio de sistemas de microgeração eólicos. Esse padrão é influenciado pelo crescente interesse em sistemas maiores, conectados à rede e por um mercado comparativamente decrescente de sistemas isolados (WORLD WIND ENERGY ASSOCIATION - WWEA, 2017).

Entretanto, para criar um mercado de microgeração eólico compartilhado, padronizado e saudável, uma definição harmônica deve ser acordada no mundo todo. Um padrão internacional viabilizaria e facilitaria não apenas os projetos e a comercialização desses equipamentos, como também, faria com que os estudos comparativos fossem muito mais objetivos e produtivos, facilitando as discussões.

O mercado mundial de geração de energia eólica de pequeno porte tem seguido uma trajetória ascendente. Em números, os resultados tanto de capacidade instalada acumulada quanto de unidades geradoras têm aumentado expressivamente (Figura 7).

Figura 7: Evolução mundial da (a) capacidade instalada e do (b) total de unidades instaladas.



(a)

(b)

Fonte: World Wind Energy Association (2017).

Os SWTs apresentam desafios distintos dos sistemas de grande porte como, a avaliação do recurso eólico no local da instalação e a redução dos efeitos negativos da turbulência, dado que a torre normalmente é menor daquelas usadas na geração de grande porte. A inovação tecnológica surge como uma oportunidade frente aos desafios de aumentar a eficiência e a confiabilidade, ao passo que deve diminuir os custos dos SWTs.

A tecnologia aplicada na geração eólica de pequeno porte é de velocidade variável, empregando geradores síncronos de ímãs permanentes e sistema de rastreamento eletrônico de máxima potência, o que permite o maior aproveitamento dos recursos eólicos. O gerador à ímãs também se torna interessante por eliminar circuitos de excitação de campo, como geradores de indução (DFIG).

No Brasil, a matriz energética nacional baseada principalmente em hidroeletricidade de médio e grande porte postergaram os investimentos em outras fontes de energias renováveis alternativas. O início da identificação do potencial de mercado dos aerogeradores de pequeno porte está nas recentes mudanças do setor de geração distribuída, promovidas por políticas de investimento e normas, como é o caso da Resolução Normativa ANEEL nº 482/2012. De fato, esta resolução representa o primeiro passo para a criação de um ambiente favorável e seguro na consolidação de um mercado específico de geração eólica em pequena escala.

A Resolução Normativa ANEEL nº 482/2012, classifica a microgeração e a minigeração eólica da seguinte maneira:

- Microgeração distribuída: central geradora de energia elétrica, com potência instalada menor ou igual a 75 kW e que utilize cogeração qualificada ou fontes renováveis de energia elétrica, conectada na rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras. (Redação dada pela REN ANEEL 687, de 24/11/2015.)
- Minigeração distribuída: central geradora de energia elétrica, com potência instalada superior a 75 kW e menor ou igual a 5 MW e que utilize cogeração qualificada ou fontes renováveis de energia elétrica, conectada na rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras. (Redação dada pela REN ANEEL 786, de 17/10/2017)

Além disso, outras iniciativas devem ser desenvolvidas para fortalecer o setor eólico de pequeno porte, como políticas de investimento

com linhas de crédito para fomentar o setor. Nesse sentido, a criação de ambiente de discussão entre os agentes de mercado, facilitando a organização do segmento, inclusive estabelecendo um órgão certificador para aumentar a segurança no mercado consumidor. A nível de informação, o desenvolvimento do Atlas de Energia Eólica para pequeno porte que fornece informações sobre o potencial eólico do setor.

A indústria brasileira de geração eólica de pequeno porte encontra-se em fase embrional, poucas empresas fabricam estes equipamentos. A falta de conhecimento tecnológico consolidado na área e informações confiáveis dificultam o desenvolvimento de novas soluções. A tecnologia disponível em geração eólica está voltada para sistemas de grande porte e são segregados aos grandes fabricantes mundiais.

### **1.2.1 Classificação das Turbinas Eólicas de Pequeno Porte**

As turbinas eólicas são classificados de acordo com a posição do eixo no rotor, sendo que existem as turbinas eólicas de eixo vertical (VAWT) e as turbinas eólicas de eixo horizontal (HAWT). As turbinas do tipo VAWT são utilizadas para os sistemas de pequeno e médio porte, já as turbinas do tipo HAWT são as mais utilizadas, tanto para pequeno, médio e grande porte.

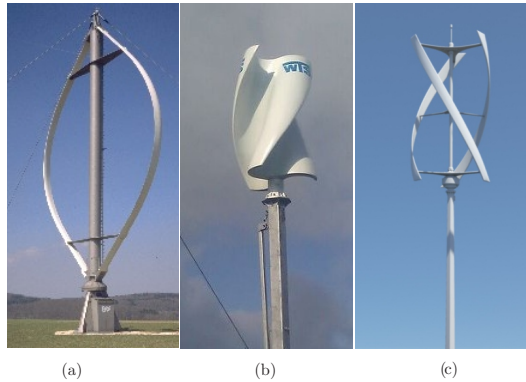
#### **1.2.1.1 Turbinas Eólicas de Eixo Vertical**

Turbinas eólicas de eixo vertical, cujo desenho é atribuído aos povos orientais, são dispositivos em que o eixo de rotação está orientado na mesma direção da torre que suporta a estrutura do rotor. Nesses sistemas, o gerador elétrico (e a caixa de velocidade quando presente) podem ser instalados próximos a base da torre, o que facilita a manutenção. Existem diferentes modelos de turbinas de eixo vertical atualmente no mercado, como pode ser observado na Figura 8.

Os sistemas VAWTs não necessitam de orientação para a direção do vento, uma vez que o movimento de rotação do rotor é independente da orientação do vento, tornando-os mais aptos para locais onde há variações frequentes na direção do vento. Em comparação aos sistemas HAWTs, VAWTs apresentam vantagens por serem menos ruidosos e o projeto do rotor é consideravelmente mais simples CRESESB (2008).

Como desvantagens, esses dispositivos apresentam rendimentos inferiores aos sistemas de eixo horizontal. O exato valor do coeficiente

Figura 8: Modelos de rotores VAWT: (a) Darrieus, (b) Savonius, (c) Propeller-blade.



Fonte: CRESESB (2008).

de potência, referente a modelagem do rotor, ainda é desconhecido na literatura, demandando esforços com pesquisa e desenvolvimento.

#### 1.2.1.2 Turbinas Eólicas de Eixo Horizontal

As turbinas eólicas de eixo horizontal tem origem creditada aos europeus e são baseadas nos conceitos de operação dos moinhos de vento, dispositivo aplicado a geração de trabalho no mundo europeu séculos antes da descoberta da eletricidade.

Conforme CRESESB (2008), existem diferentes modelos de rotores para aplicação em HAWTs, de uma até sistemas de múltipás. Atualmente, a maior parte desses sistemas, tanto de pequeno quanto de grande porte, utilizam rotores de três pás, isso se deve ao fato de que apresentam uma boa relação entre coeficiente de potência, custo de instalação e velocidade de rotação (MÜLLER, 2015).

Outras vantagens das turbinas de eixo horizontal pode-se citar o fato de demandar pouco espaço no solo, o que possibilita a coexistência de culturas econômicas de produção e habitação. Em maiores alturas conseguem aproveitar ventos menos turbulentos, o que contribui para o aumento da eficiência.

Como desvantagens, podem-se citar o maior custo e a necessidade de direcionamento para o aproveitamento da máxima potência eólica. Além de que os esforços são maiores, devido à altura e a manu-

tenção, também depende maior recurso financeiro.

De acordo com Müller (2015), os rotores multipás apresentam melhor utilização no bombeamento de água, porém nada impossibilita seu uso para produzir energia elétrica. Esse tipo de rotor tem uma maior eficiência quando movimentados por ventos fracos, podendo alcançar até 30 % de eficiência, além do torque de partida ser elevado.

A Figura 9 apresenta os modelos multipás e três pás clássico. O modelo de três pás faz parte do catálogo de produtos da ABS Energy, com potência de 10 kW e pode ser adquirida com torre de 18 ou 30 metros.

Figura 9: Turbinas de eixo horizontal: (a) Multipás e (b) Três pás.



Fonte: adaptado de ABS Energy (2018).

### 1.3 COMPONENTES DO SISTEMAS EÓLICOS

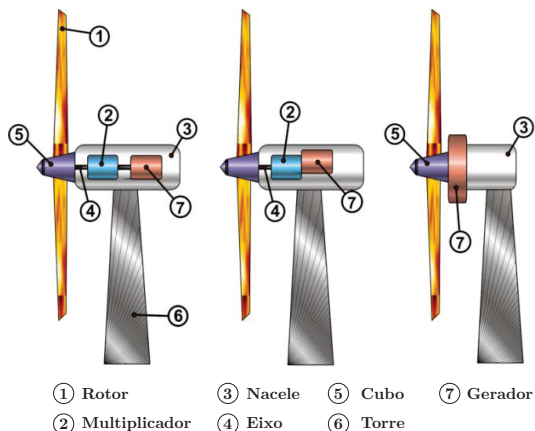
Nessa seção são apresentados os principais componentes que constituem o sistema eólico de eixo horizontal. A Figura 10 ilustra as principais configurações desse tipo de sistema. Estes aerogeradores são diferenciados pelo tamanho e formato da nacela, pela presença ou não de uma caixa multiplicadora e tipo de gerador utilizado (CRESESB, 2008).

A turbina eólica para geração de energia elétrica é composta pelos seguintes dispositivos:

1. *Rotor*: É o componente que efetua a transformação da energia cinética dos ventos em energia mecânica de rotação através das pás. Existem rotores de diferente número de pás, mas o modelo mais utilizado no mundo possui três pás.
2. *Caixa multiplicadora*: Possui a finalidade de transmitir a energia mecânica entregue pelo eixo do rotor até o gerador. É composta



Figura 10: Configurações de sistemas eólicos de eixo horizontal.



Fonte: Tibola (2009).

por engrenagens e serve para adaptar a baixa velocidade do rotor à velocidade de rotação mais elevada dos geradores convencionais. Nos sistemas eólicos modernos esse dispositivo não é utilizado, visto que os geradores síncronos de ímãs permanentes (PMSG) são aptos a operação em baixa velocidade mecânica. Em sistemas de pequeno porte as caixas multiplicadoras não são utilizadas.

3. *Nacele*: É o compartimento físico instalado no alto da torre e que abriga todo o mecanismo do gerador, o qual pode incluir: caixa multiplicadora, freios, embreagem, mancais, controle eletrônico e sistema hidráulico. Em sistemas de pequeno porte esse dispositivo normalmente não é utilizado.
4. *Eixo*: Responsável pelo acoplamento do cubo ao gerador, fazendo a transferência da energia mecânica da turbina. É construído em aço ou liga metálica de alta resistência.
5. *Cubo*: Estrutura metálica a frente do aerogerador que serve para fixar as pás ao eixo. Para os aerogeradores que utilizam o controle de passo, além de apresentar os rolamentos para fixação das pás, também acomoda os mecanismos e motores para o ajuste do ângulo de ataque de todas as pás.
6. *Torre*: Serve para sustentar e posicionar o rotor a uma altura conveniente para o seu funcionamento. É um item estrutural

de grande porte e de elevada contribuição no custo do sistema, normalmente produzidas em metal tubular ou de concreto que podem ser sustentadas ou não por cabos tensores.

7. *Gerador*: É o componente que serve para a conversão da energia mecânica de rotação em energia elétrica. Existem diferentes tecnologias como: geradores de corrente contínua, geradores síncronos, geradores assíncronos e geradores síncronos à ímãs permanentes (PMSG). O PMSG é relativamente novo, sendo o mais utilizados em pequeno porte, mas também é utilizado em médio e grande porte (será abordado na Seção 1.4).

Nos aerogeradores de pequeno porte existem diferenças substanciais em relação aos de médio e grande porte. De fato, o custo de algumas partes do sistema são elevadas, não justificando financeiramente sua utilização em geradores de pequeno porte. Para cumprir determinadas funções, tecnologias com menor custo agregado substituem alguns componentes onerosos.

A função de direcionar a turbina de frente para o vento, realizada por sistema de controle ativo no grande porte, é desempenhada pelo leme direcionador (também chamado de rabeta) de forma passiva, em sistemas de pequeno porte (Figura 11). Outra diferença reside na ausência da nacela e da caixa multiplicadora, os equipamentos eletrônicos são instalados no solo enquanto o gerador é desenvolvido para operar em baixas velocidades. Os sistemas de segurança também são mais simples, demandando menores espaços físicos e custos. A Figura 11 ilustra um aerogerador de pequeno porte com os dispositivos que o compõe.

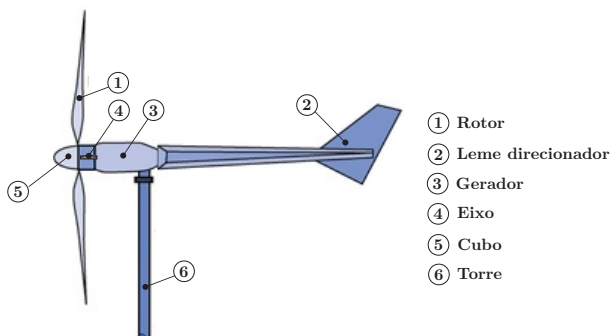
A única novidade é o leme direcionador, todos os demais componentes foram vistos. Embora menores e mais simples, desempenham a mesma função daqueles vistos para sistemas de maior porte.

## 1.4 GERADOR SÍNCRONO COM ÍMÃS PERMANENTES

Os geradores síncronos a ímã permanente, em língua inglesa *permanent magnet synchronous generator* (PMSG), são conhecidos por apresentar elevado desempenho, não possuem anéis coletores e os enrolamentos de campo são substituídos por elementos magnéticos (BERNARDES, 2009). Essas características tornam o PMSG uma solução atraente pela simplicidade, baixa manutenção e elevada eficiência.

O estator é bobinado podendo ser de polos lisos ou salientes,

Figura 11: Sistemas eólicos de eixo horizontal pequeno porte.



Fonte: WINDEXchange (2018).

enquanto o rotor é construído a partir de ímãs permanentes cuja magnetização é realizada antes mesmo da montagem da máquina. A configuração com polos salientes é mais comum em geradores eólicos (PINTO, 2014).

Em meados do século XX foram feitas as primeiras tentativas para utilizar os ímãs permanentes em máquinas elétricas. Entretanto, tanto o custo quanto volume da tecnologia da época, os Alnicos, eram elevados.

Com a aparição das terras raras por volta dos anos 70, utilização de materiais magnéticos permanentes voltou a tomar força mas ainda sem sucesso, devido ao elevado custo da tecnologia de primeira geração, o Samário-Cobalto (*SmCo*).

Na década de 80, a segunda geração dos ímãs de terras-raras baseada em neodímio-ferro-boro (*NdFeB*) foi anunciada em Pittsburg. De fato, o neodímio é um elemento terra-rara muito mais abundante que o samário. Apesar de apresentar restrições quanto a temperatura máxima de utilização, 150 °C, o aperfeiçoamento da fabricação desses materiais, assim como a redução do custo e a produção em escala, a utilização de ímãs permanentes aumentou consideravelmente no mundo todo, tornando-se importante na construção de máquinas elétricas com melhor relação peso/potência (MAIA, 2011).

As restrições na utilização de geradores à ímãs permanentes, como por exemplo as altas temperaturas, que podem provocar a desmagnetização dos ímãs, são contornadas com projetos adequados para o uso desta tecnologia.

Quanto a estrutura de orientação de fluxo empregada em máquinas síncronas a ímã permanente, existem basicamente duas topologias, as máquinas de fluxo radial (*Radial Flux Permanent Magnet Synchronous Machine* - RFPMSM) e as de fluxo axial (*Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Machine* - AFPMSM).

### 1.4.1 Fluxo Radial

Nessa configuração, o fluxo magnético percorre uma direção perpendicular ao sentido de rotação do rotor, o que por sua vez pode ser construtivamente adotado em topologia de rotor interno ou externo (MAIA, 2011). A simplicidade construtiva, principalmente com relação à laminação do estator, fez com que essa máquina ser tornasse um produto barato e muito disseminado no mercado.

Além da configuração motor essa topologia também pode ser aplicada em aerogeradores eólicos.

### 1.4.2 Fluxo Axial

As máquinas de fluxo axial são empregadas na configuração motor em tração de veículos elétricos, bombeamento de fluídos, válvulas controladas, centrífugas, dentre outros. Na configuração gerador são aplicados na geração de energia eólica.

Essas máquinas elétricas apresentam aplicações em uma vasta gama de potências, desde frações de Watts até megawatts.

As máquinas síncronas de ímãs permanentes de fluxo axial possuem rotor e estator na forma de disco com diâmetro de rotor grande, com elevado momento de inércia. A configuração com diâmetro de rotor maior comporta elevado número de polos, o que viabiliza a operação dessas máquinas em baixas velocidades de rotação.

Estudos encontrados na literatura mostram que, comparativamente, as máquinas de fluxo axial possuem superioridade em densidade de potência e reduzido volume efetivo (SITAPATI, KRISHNAN, 2001), o que favorece a utilização dessa topologia em sistemas eólicos.

Com essa característica de rotor e estator em disco é possível obter diversos *layouts* de máquinas. Existem máquinas de fluxo axial que utilizam escovas (nesse caso os ímãs são instalados no estator) e as sem escovas (*brushless machines*) cujos elementos magnéticos são instalados no rotor da máquina.

O primeiro tipo é pouco interessante e restrito a aplicações específicas, já que o fato de possuir escovas agrega perdas adicionais, gera ruído, apresenta elevada taxa de manutenção e ainda aumenta o custo de produção, tornando seu uso pouco atrativo. Esta forma construtiva gera na saída da máquina uma tensão contínua, sendo então similar a uma máquina CC de fluxo radial, como um dínamo ou um pequeno motor CC (TIBOLA, 2009).

Por outro lado, o tipo *brushless* possui rotor a ímã permanente e estator fixo, o que torna a máquina muito mais robusta além da construção ser mais simplificada.

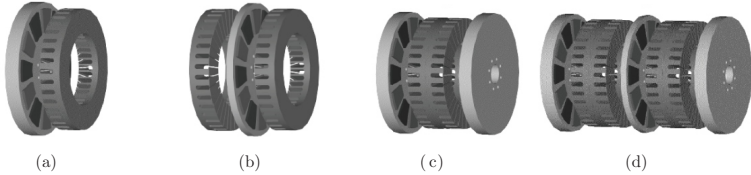
Existem diversas formas construtivas de máquinas de fluxo axial *brushless*, como ilustrado na Figura 12.

Na Figura 12a é apresentada a configuração mais simples de máquinas de fluxo axial. Os dois discos de rotor são construídos de aço doce (macio) e possuem ímãs montados na superfície para produzir um campo magnético na direção axial. O estator da máquina compreende um núcleo de ferro sem ranhuras que acomoda o enrolamento trifásico de forma toroidal por meio de bobinas concentradas. Apesar de praticável, esta estrutura apresenta uma força axial desequilibrada entre o rotor e estator, em consequência da necessidade de mancais mais robustos e disco de rotor mais espesso, quando comparada com estruturas em que as forças axiais são equilibradas.

Na Figura 12b é apresentada uma máquina de fluxo axial de tipo “Torus” que tem suas bobinas de fase enroladas em estator ranhurado. O enrolamento de fase toroidalmente enrolado possui enrolamentos finais curtos, o que melhora a eficiência da máquina e a densidade de potência. Como uma desvantagem, a fixação do estator na moldura é mais complexa comparada à estrutura oposta demonstrada na Figura 12c, em que o estator está localizado entre os rotores, possui menos espaços para o enrolamento. Essa máquina é conhecida por máquina de ímã permanente com rotor interno de fluxo axial - AFIPM (PARVIAINEN, 2005). Embora com características particulares, os três primeiros modelos possuem aplicações em sistemas eólicos.

São encontrados outras configurações mais complexas como mostrado na Figura 12d, onde conceitos de módulo ou multiestágios são combinados para atingir torques e potências mais elevadas. Tais máquinas podem ser consideradas para o uso de propulsão, principalmente em navios, bombeamento de fluidos e aplicações de gerador de ímã permanente de alta velocidade (PARVIAINEN, 2005).

Figura 12: Configuração AFPMSM: (a) Rotor simples - Estator simples. (b) Rotor simples - Duplo estator. (c) Duplo rotor - Simples estator. (d) Estrutura multi estágios: Duplo bloco rotor - Triplo bloco estator.



Fonte: Chaker et al. (2009).

## 1.5 ARQUITETURAS DOS SISTEMAS EÓLICOS

Sistemas eólicos de velocidade variável modernos dispensam o uso de caixa multiplicadora de velocidades. A potência convertida pelo gerador trifásico possui frequência e amplitudes variáveis. O sistema eletrônico retifica a corrente alternada do gerador e realiza a adequação das características de tensão e frequência para a injeção na rede elétrica. Além disso, os conversores permitem fazer o seguimento da máxima potência instantânea que o sistema eólico pode extrair.

Em sistemas eólicos de maior porte, a aplicação da eletrônica de potência permite a geração de energia tanto ativa quanto reativa, o que é atraente para a estabilidade do sistema.

É possível verificar na literatura diversas topologias que podem ser empregadas em sistemas eólicos, algumas delas serão apresentadas nessa seção. Com a constante evolução da eletrotônica de potência novas topologias e estratégias de controle são desenvolvidas.

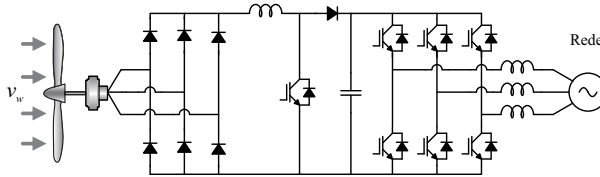
A seleção da arquitetura a adotar está intimamente ligada ao desempenho e custo desejados, cabendo ao projetista a escolha adequada. Nesta dissertação serão apresentadas as principais topologias utilizadas na retificação e o seguimento da máxima potência. A temática sobre inversores e a conexão com a rede não serão analisadas nesta dissertação, logo será apresentada uma estrutura de conexão trifásica clássica.

### 1.5.1 Ponte Retificadora a Diodo + Conversor Boost

A estrutura apresentada na Figura 13 utiliza o conversor Boost no estágio intermediário, desempenhando o seguimento da máxima

potência através do controle da tensão CC na saída da ponte retificadora. Essa topologia é abordada por Du e Bhat (2016).

Figura 13: Topologia empregando o conversor Boost.



Fonte: Adaptado de Du e Bhat (2016)

Como vantagem dessa topologia verifica-se a robustez conferida pela ponte retificadora a diodos, a simplicidade e o custo reduzido, visto que apresenta apenas um interruptor controlado.

Quando o sistema opera com baixa distorção harmônica do lado do gerador (correntes de linha no gerador não permanece nula), observa-se na Figura 13, que há sempre três semicondutores de potência, no estágio retificador operando em alta frequência, o que reduz a eficiência desta topologia.

### 1.5.2 Ponte Retificadora a Diodo + Filtro Capacitivo + Conversor Boost

O digrama da estrutura é apresentado na Figura 14, onde junto ao retificador passivo é empregado um filtro capacitivo.

O estágio intermediário composto pelo conversor Boost *interleaved* permite o processamento de potência maior quando comparado a configuração clássica do conversor Boost. A quantidade de fases paralelas (*interleaved*) aplicadas ao conversor é um parâmetro de projeto, onde o maior número de fases possibilita processamento de maior potência.

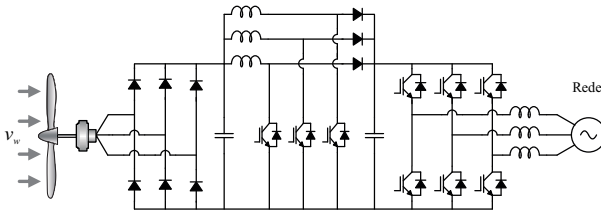
O mercado mundial de geração eólica de pequeno porte tem apresentado tendência de aumento da potência instalada por unidade geradora (WORLD WIND ENERGY ASSOCIATION - WWEA, 2017). Neste sentido, esta topologia se torna atraente dada a flexibilidade com relação a potência processada.

Entre as vantagens dessa estrutura está o bem conhecido conversor Boost, a simplicidade, facilidade de controle e seguimento da máxima potência para uma vasta gama de velocidades da turbina. Pon-

tos positivos também são encontrados na distribuição dos esforços de corrente e a dissipação térmica das perdas (CHEN et al., 2010).

Como desvantagem pode-se citar a necessidade de um projeto adequado, pelo fato de que a tensão de saída do conversor Boost deve ser maior da entrada para toda a faixa de operação para garantir o seguimento. Essa característica, muitas vezes, demanda a utilização de tensões de saída (*link* CC) elevadas.

Figura 14: Topologia empregando o conversor Boost com filtro capacitivo na saída da ponte retificadora.



Fonte: Adaptado de Chen et al. (2010).

Neste trabalho se propõe utilizar este tipo de topologia.

### 1.5.3 Retificador Ativo Trifásico

O conversor retificador ativo Ponte Completa permite o controle tanto do torque eletromagnético como das potências ativa e reativa, sendo esta última normalmente nula, que circula no estator do gerador. O controle é realizado por meio do ajuste das componentes de eixo direto ( $d$ ) e quadratura ( $q$ ) da corrente no estator (OLIVEIRA et al., 2010). Portanto, o gerador opera em condição de velocidade variável, isso permite a extração da máxima energia eólica sob uma larga faixa de velocidades de escoamento do vento.

O inversor, responsável pela conexão com a rede elétrica, também pode ser controlado através das componentes de eixo ( $d$  e  $q$ ) de forma a manter a tensão CC estável, além de realizar o despacho controlado de potência ativa e reativa.

Essa topologia é a forma mais típica no sistema de energia eólica direta. As pesquisas dessa topologia estão concentradas na modelagem do conversor, no algoritmo de controle e na estratégia de controle para diminuir a taxa de falhas (CHEN et al., 2010).

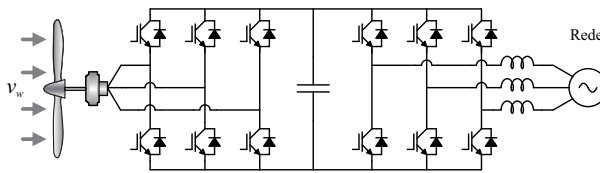
Na literatura, o controle da estrutura do *Back to Back* é digital,



normalmente empregando DSPs (*Digital Signal Processor*). O controle vetorial é flexível e possibilita a operação da topologia nos quatro quadrantes.

Como desvantagem, observa-se um elevado número de interruptores controlados, exige um sistema de controle complexo e, na maioria das vezes demandam medições de velocidade do motor. Tudo isso possui impactos tanto na confiabilidade quanto no custo final do equipamento.

Figura 15: Topologia do conversor *Back to Back Double PWM*.



Fonte: Adaptado de Du e Bhat (2016)

Essa topologia não é aplicada em sistemas de pequeno porte, podendo equipar sistemas de algumas dezenas de quilowatts onde investimentos maiores no conversor se justificam.

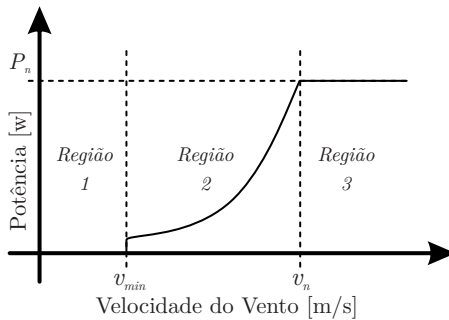
## 1.6 TÉCNICAS DE MPPT PARA SISTEMAS EÓLICOS DE PEQUENO PORTE

A energia eólica, embora abundante, modifica-se continuamente ao longo do dia, uma vez que esta é proporcional à velocidade de escoamento do vento. A quantidade de energia extraída pelo sistema eólico depende da precisão do seguimento da máxima potência disponível instantaneamente.

Na Figura 16 é apresentada a curva ideal de operação de sistemas eólicos de pequeno porte, onde é possível verificar a relação da potência com a velocidade de escoamento do vento. As três regiões em destaque demonstram os limites de operação da turbina. A região 1 retrata os ventos fracos, cuja potência disponível no vento é insuficiente para acionar o sistema eólico. Na região 3 o vento é intenso, acima da velocidade nominal ( $v_n$ ) do sistema eólico. Com a velocidade do vento ligeiramente maior da nominal, o sistema de proteção é acionado automaticamente através de um sistema mecânico, que será discutido na Seção 5.1. A região 2 possui ventos moderados, sendo essa a região de

ventos na qual o sistema eólico produzirá a máxima potência. Nessa região, o sistema busca manter constante a relação entre a velocidade do vento e a velocidade angular da turbina. Essa constante é específica de cada turbina, denominada velocidade de ponta ideal, ou *tip speed ratio* (TSR), para a qual a potência extraída é máxima (ABDULLAH; YATIM; TAN, 2011). Como a velocidade do vento muda constantemente, a velocidade angular da turbina deve ser ajustada para manter o TSR ótimo o tempo todo.

Figura 16: Curva de potência mecânica ideal.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O controle da velocidade angular, na região 2, é realizado a partir de uma estratégia de controle adequada aplicado ao conversor estático, cujas topologias foram vistas na Seção 1.5, denominado *maximum power point tracking* (MPPT).

O seguimento do ponto de máxima potência pode ser realizado de diversas maneiras, onde que na literatura é possível encontrar uma classificação quanto a utilização de sensores: no primeiro caso são utilizados sensoriamentos elétricos e mecânicos enquanto no segundo apenas elétricos.

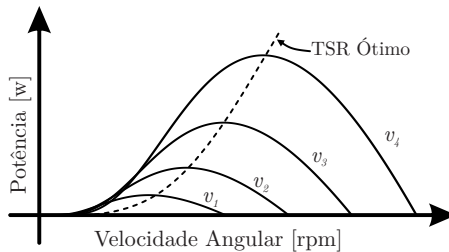
Apesar de empregados em sistemas de grande porte para melhorar a performance do sistema, os sensores mecânicos são evitados em sistemas de pequeno porte, pois apresentam custos elevados de implementação e manutenção. Assim, métodos que utilizam sensoriamento elétrico são preferidos para esses sistemas.

Outra classificação subdivide as estratégias como diretas e indiretas. As ditas diretas não dependem de parâmetros físicos da turbina eólica, enquanto as indiretas utilizam parâmetros construtivas da turbina e do gerador elétrico.

### 1.6.1 Controle *Hill Climb Search* (HCS)

A curva clássica de potência *versus* velocidade angular do gerador em sistemas eólicos apresenta máximos únicos para cada velocidade de vento ( Figura 17), essa característica será melhor abordada no Capítulo 1.7. Devido a isso, o controle de “escalada de colina”(HSC) pode ser utilizado perturbando a variável de controle e observando o aumento ou diminuição da potência extraída resultante. Se a perturbação resultar em aumento de potência, então a mesma perturbação é aplicada para a próxima instância de controle; caso contrário, o sinal da perturbação é revertido para seguir na direção do aumento de potência. Esse método também é conhecido como Perturba e Observa (P&O) (Figura 18).

Figura 17: Curva característica de potência mecânica versus velocidade angular para diferentes velocidades de vento.



Fonte: Elaborada pelo autor.

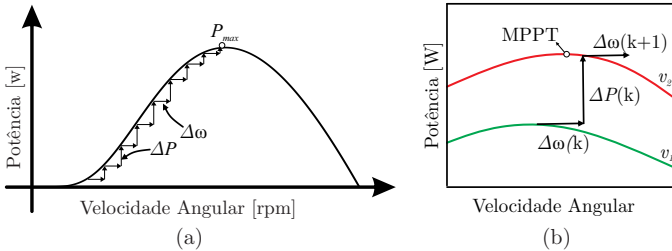
Os métodos HCS são vantajosos por dispensarem o conhecimento de qualquer característica da turbina eólica. São absolutamente independentes da turbina, do gerador ou das características do vento, por serem robustos e genéricos são uma escolha popular para MPPTs (RAZA et al., 2008). Portanto, o HCS pode ser aplicado a qualquer sistema de conversão de energia renovável que apresenta um máximo de potência exclusivo. Ainda que esses recursos façam do HCS uma escolha popular para o MPPT em qualquer sistema de conversão de energia renovável, na realidade a utilização apenas é viável para sistemas que apresentam variações de condições de estado relativamente lentos. Por exemplo, é bastante viável para sistemas de energia fotovoltaica onde a irradiância do Sol muda ao longo de vários minutos, mas não para sistemas eólicos, onde o vento pode mudar muito rapidamente em questão de segundos.

Como desvantagens apresenta dois graves problemas, principal-

mente sob condições de rápida variação das características de vento:

1. A dificuldade surge da escolha da relação entre os valores de perturbação e o tempo para a observação: grandes perturbações aumentam a velocidade de seguimento mas apresentam oscilações em torno do ponto de máxima potência (em regime permanente) que comprometem a eficiência; perturbações de passo reduzido aumentam a eficiência mas reduzem a velocidade de seguimento (LIU; LOCMET; SECHILARIU, 2015).
2. No HCS clássico o sinal da próxima perturbação é decidida pelo aumento ou diminuição da potência devido à perturbação anterior. Essa lógica não contempla mudanças na velocidade de escoamento do vento, esta regra pode ser enganosa, pois o sinal pode ser ditado pela mudança de vento ao invés da perturbação aplicada. Essa decisão errônea leva o MPPT à falhar (Figura 18b).

Figura 18: (a) Lógica Perturba e Observa. (b) Ilustração do erro de lógica na mudança de velocidade do vento.



Fonte: Adaptado de Raza et al. (2008)

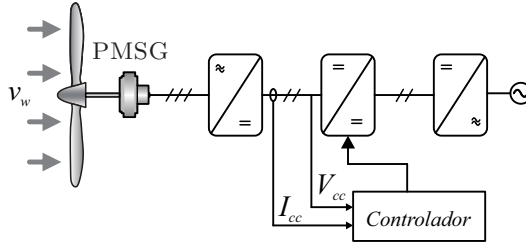
Entre os dois problemas, o segundo é o que apresenta maior impacto negativo para a extração da energia, afetando significativamente a eficiência do sistema (RAZA et al., 2008).

Simplificadamente a Figura 19 apresenta o funcionamento do método. A potência é calculada a partir da leitura da tensão e da corrente retificada.

### 1.6.1.1 Controle HCS Alternativo

Existem versões alternativas de MPPT do tipo HCS disponíveis na literatura, resultado de esforços no desenvolvimento dessa área ci-

Figura 19: Esquemático simplificado do MPPT via controle Perturba e Observa.



Fonte: Elaborada pelo autor.

entífico-tecnológica. O controle MPPT proposto por Koutroulis e Kalitzaakis (2006) é uma versão melhorada do método P&O clássico. Esta versão está baseada no ajuste da razão cíclica do conversor CC-CC de acordo com o resultado da comparação das medidas de potência de saída, medida na saída da ponte retificadora. Embora a variação da velocidade do vento com o tempo seja grande, a potência absorvida pelo gerador varia de forma relativamente lenta, devido à inércia do sistema turbina-gerador. A velocidade de busca da potência máxima é realizada utilizando passo de incremento variável fornecido pela equação 1.1:

$$D_k = D_{k-1} + C_1 \frac{\Delta P_{k-1}}{\Delta D_{k-1}} \quad (1.1)$$

Onde  $D_k$  e  $D_{k-1}$  são os valores de razão cíclica em instantes de amostragem  $k$  e  $k-1$ , atual e anterior respectivamente, enquanto  $C_1$  é o coeficiente de mudança de passo.

No ponto de máxima potência  $dP/dt = 0$  e, portanto  $dP/dD = 0$  onde  $D$  é o ciclo de trabalho do conversor. Isto é possível porque a curva de potência tem um único ponto de derivada nula, coincidindo com o ponto de potência máxima. O controle com passo variável oferece velocidade ao seguimento sem oscilações em torno do ponto de máxima potência, resolvendo o problema relatado no item (1) da Seção 1.6.1. Já o item (2) dessa mesma seção ainda não é resolvido com esse método.

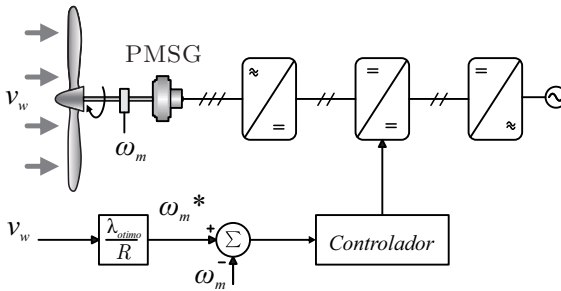
### 1.6.2 Controle *Tip Speed Ratio* (TSR)

O controle TSR tem como objetivo regular a velocidade de rotação do gerador, com intuito de produzir a potência máxima, através da leitura da velocidade de escoamento do vento e da velocidade angular da máquina. Além disso, é necessário ter o conhecimento prévio dos valores ótimos de TSR da turbina.

A leitura da velocidade de escoamento do vento demanda necessariamente transdutor mecânico. Já a leitura da velocidade angular da máquina pode ser feita através de transdutor mecânico ou, como alternativa, utiliza-se sensoriamento elétrico através de um *Phase Locked Loop* (PLL) aplicado nas tensões de saída do gerador. O uso do PLL tem menor custo e demanda menos manutenção, por outro lado exige processamento de dados ou componentes eletrônicos dedicados.

Um diagrama de bloco simplificado é apresentado na Figura 20, que permite entender o funcionamento deste tipo de controle.

Figura 20: Esquemático simplificado do MPPT via controle TSR.



Fonte: Elaborada pelo autor.

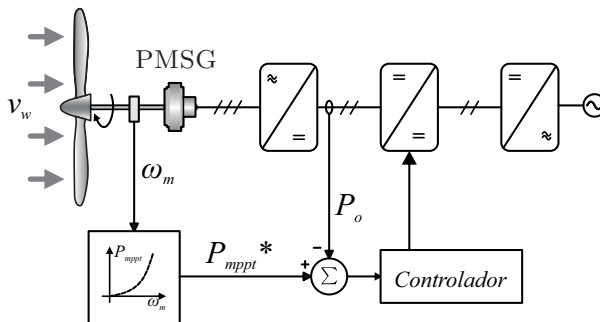
Como vantagem deste método está a rapidez, uma vez que a leitura do vento informa o sistema de maneira instantânea sobre mudanças que ocorreram na velocidade de escoamento do vento. Por outro lado, este método apresenta custo elevado do sistema, pois há necessidade de utilização de dois sensores mecânicos, além da demanda de manutenção de forma periódica. Esse método é aplicado em sistemas de maior porte, onde há grande quantidade de energia sendo gerada.

### 1.6.3 Controle por Realimentação de Potência (PSF)

O método de realimentação de potência, *power signal feedback control* (PSF), é baseado em uma tabela de buscas que relaciona velocidade angular da turbina e potência produzida, para a condição ótima. Essa tabela precisa ser conhecida previamente, o que é feito via ensaios experimentais ou curvas simuladas. A partir da tabela, um valor de referência de potência é obtido a partir desse procedimento (Figura 21).

A potência lida na saída da ponte retificadora, através da tensão e corrente CC, é comparada com a referência. O sinal de erro é compensado e atua sobre a variável de controle.

Figura 21: Esquemático simplificado do MPPT via realimentação de potência.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Existem algumas variações deste método, porém o que está aqui demonstrado é simples e pode ser aplicado em sistemas de pequeno porte. Esse método apresenta bons resultados em termos de velocidade de seguimento e eficiência (HEYDARI; SMEDLEY, 2015).

Apesar de demandar medição de parâmetros mecânicos, o que pode elevar custos e manutenção, existe a alternativa de realizar a leitura através de PLL, diminuindo os custos do sistema e a manutenção.

### 1.6.4 Outros Métodos

Além destes métodos apresentados nesta Dissertação, há outros métodos disponíveis, como: o Controle de Torque Ótimo (semelhante ao PSF), Controle por Redes Neurais, Controle por filtro de Kalman,

entre outros. Esses últimos dois métodos apresentam maior complexidade e praticamente não são utilizados, apesar de serem pesquisados no universo acadêmico. Uma estratégia alternativa será apresentada no Capítulo 4.

## 1.7 ANÁLISE DA TURBINA EÓLICA

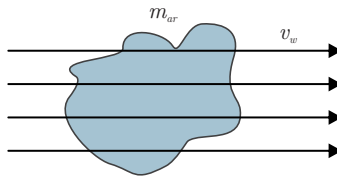
Nesta seção será apresentada uma análise do rotor eólico, abordando conceitos de potência e energia presentes em massas de ar, assim como sistemas mecânicos empregados na conversão da energia cinética dos ventos em energia mecânica.

Serão abordados de forma sucinta conceitos aerodinâmicos relacionados às turbinas eólicas, assim como ferramentas matemáticas que descrevem o comportamento estático da mesma.

### 1.7.1 Conversão da energia Eólica

Energia eólica é a energia cinética presente nas massas de ar quando em movimento, conforme ilustra a Figura 22. A energia cinética contida em uma determinada massa de ar  $m$ , ao se movimentar com velocidade  $v_w$ , é descrita pela equação 1.2.

Figura 22: Massa de ar se deslocando com velocidade  $v_w$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

$$E_c = \frac{1}{2} m_{ar} v_w^2 \quad (1.2)$$

Onde:

$m_{ar}$ : massa do volume de ar;

$v_w$ : velocidade do ar;

$E_c$ : energia cinética.



Em sistemas de geração de energia eólica, a extração dessa energia é feita através do rotor eólico, cujo princípio de operação é transformar a energia cinética de translação do ar em energia mecânica de rotação. Essa conversão da energia foi estudada por Albert Betz, engenheiro alemão do século 20 (HEIER, 2014), cujo estudo foi publicado inicialmente em livro no ano de 1919 (em alemão). A versão em língua inglesa é “Wind Energy and its Extraction through Windmills”.

Ao passar pelo rotor, a massa de ar interage com a aerodinâmica das pás, fazendo surgir forças de reação forçando-as a girar. O resultado dessas interações é que parte da energia presente no vento é retida na turbina em forma de energia mecânica e o vento sofre uma redução da velocidade.

Considerando que o vento apresenta comportamento laminar (sem turbulências), é incompressível, com densidade constante e com viscosidade nula, então é possível aplicar a lei da continuidade de Bernoulli. Dessa forma, o ar escoar por uma área  $A$  de seção transversal, sofrendo mudanças na velocidade de forma que a vazão volumétrica permanece constante.

Durante o processo de conversão de energia, a velocidade do vento à montante do rotor é maior que a velocidade à jusante ( $v_w > v'_w$ ). Sabe-se que a vazão  $Q$  deve permanecer constante nos dois pontos dentro do volume imaginário, como descrito em 1.3.

$$Q = v_w A = v'_w A' \quad (1.3)$$

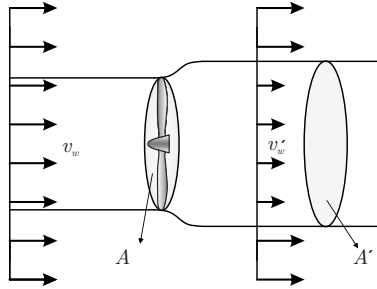
A Figura 23 apresenta o perfil da turbina eólica indicando o regime do vento a montante  $v_w$  e a jusante da turbina  $v'_w$ . A energia cinética extraída ( $E_{ceex}$ ) pode ser descrita conforme 1.4.

$$E_{ceex} = E - E' = \frac{1}{2} m_{ar} (v_w^2 - v_w'^2) \quad (1.4)$$

A potência mecânica extraída pela turbina pode ser descrita como a quantidade de energia por unidade de tempo, expressa pela equação 1.5

$$P_{mex} = \frac{E_{ceex}}{t} = \frac{1}{2} \frac{m_{ar} (v_w^2 - v_w'^2)}{t} \quad (1.5)$$

Figura 23: Massa de ar deslocando-se em um cilindro imaginário.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A massa de um corpo pode ser expressa pela sua densidade ( $\rho$ ) e o volume ( $v_{ol}$ ).

$$m_{ar} = \rho_{ar} v_{ol} = \rho_{ar} A d \quad (1.6)$$

Na equação 1.6, o volume de ar em questão na turbina eólica é aquele na região do rotor. Considera-se o plano que contém a hélice, com uma área  $A$ , a espessura  $d$  do rotor e que a velocidade do vento  $v_w > v'_w$ .

A velocidade média é uma relação entre a distância percorrida pelo tempo gasto para tal. Com isso obtém-se uma expressão que relaciona a velocidade média do vento e a distância  $d$ .

$$v_{w_{med}} = \frac{d}{t} = \frac{v_w + v'_w}{2} \quad (1.7)$$

Reescrevendo a equação 1.7 isolando  $d$  pode-se escrever a expressão 1.8.

$$d = \frac{(v_w + v'_w)t}{2} \quad (1.8)$$

Reescrevendo a expressão 1.6 a partir do resultado visto em 1.8:

$$m_{ar} = \rho_{ar} A d = \rho_{ar} A \frac{(v_w + v'_w)t}{2} \quad (1.9)$$

A equação que descreve a potência mecânica extraída pode ser escrita a partir das equações 1.5 e 1.9, conforme 1.10:

$$P_{m_{ex}} = \frac{1}{2} \rho_{ar} A \frac{(v_w + v'_w)t}{2} \frac{(v_w^2 - v'_w{}^2)}{t} \quad (1.10)$$

Reescrevendo 1.10 de maneira adequada encontra-se 1.11:

$$P_{m_{ex}} = \frac{1}{2} \rho_{ar} A v_w^3 \frac{[(1 + (v'_w/v_w))][1 - (v'_w/v_w)^2]}{2} \quad (1.11)$$

A equação 1.11 descreve a potência extraída pela turbina em função da potência presente no vento. Assim, é possível reescrever a equação separando os termos da seguinte maneira:

$$P_{m_{ex}} = \frac{1}{2} \rho_{ar} A v_w^3 C_p \quad (1.12)$$

Dessa forma, a potência extraída pela turbina é uma função do cubo da velocidade do vento a montante do rotor, da densidade do ar, da área varrida pelas pás do rotor (tamanho do rotor) e de  $C_p$ . O termo  $C_p$ , usualmente chamado de ***Coefficiente de Potência***, é uma constante adimensional que representa a fração de potência capturada pela turbina. Matematicamente,  $C_p$  pode variar entre 0 (mínimo) e 1 (máximo).

$$C_p = \frac{[(1 + (v'_w/v_w))][1 - (v'_w/v_w)^2]}{2} \quad (1.13)$$

É possível encontrar um valor máximo para a equação 1.13. Definindo-se a razão entre as velocidades de escoamento do vento a jusante e a montante, conforme 1.14.

$$k = \frac{v'_w}{v_w} \quad \text{onde } (0 < k < 1) \quad (1.14)$$

$$C_p(k) = \frac{[(1 + k)][1 - k^2]}{2} \quad (1.15)$$

Realizando a expansão da expressão 1.15 obtém-se:

$$C_p(k) = \frac{1 + k - k^2 - k^3}{2} \quad (1.16)$$

Para encontrar o máximo valor de  $C_p(k)$  basta encontrar a derivada nula de 1.16, logo:

$$\frac{d}{dk}C_p(k) = \frac{1 - 2k + 3k^2}{2} = 0 \quad (1.17)$$

$$3k^2 - 2k + 1 = 0 \quad (1.18)$$

As duas soluções possíveis de 1.18 são:  $\begin{cases} k_1 = \frac{1}{3} \\ k_2 = -1 \end{cases}$

Aplicando a restrição vista em 1.14, a solução  $k_2$  encontra-se fora do limites de avaliação, por esse motivo será descartada. Assim,  $k_1$  é a única solução possível para 1.18.

Substituindo  $k_1$  em 1.16 encontra-se o valor máximo teórico para o coeficiente de potência. Em outras palavras, esse é o máximo rendimento que uma turbina eólica pode apresentar.

$$C_p(k) = \frac{1 + \left(\frac{1}{3}\right) - \left(\frac{1}{3}\right)^2 - \left(\frac{1}{3}\right)^3}{2} = \frac{16}{27} = 0,5926 \quad (1.19)$$

A expressão 1.16 pode ser ilustrada graficamente conforme a Figura 24.

A máxima potência extraída pela turbina será dada por 1.20.

$$P_{m_{exmax}} = P_{m_{ex}} C_{pmax} = \frac{1}{2} \rho_{ar} A v_w^3 C_{pmax} \quad (1.20)$$

A expressão 1.20 é conhecida como *Equação de Betz* e o valor máximo de  $C_p$  é o limite teórico do coeficiente de potência. Isso implica que nenhuma máquina eólica, por mais sofisticada que seja, consegue superar tal marca. Ainda existem outros fatores que interferem no rendimento da turbina que foram desconsiderados nessa análise, tais como:

- Perdas por rotação;
- Perdas por resistência aerodinâmica;
- Perdas por interferências de objetos próximos, como a própria torre.

Para turbinas horizontais de três pás, comumente encontradas no mercado atualmente, o valor de  $C_p$  típico situa-se entre 0,2 e 0,45, dependendo do valor empregado no ângulo de passo.

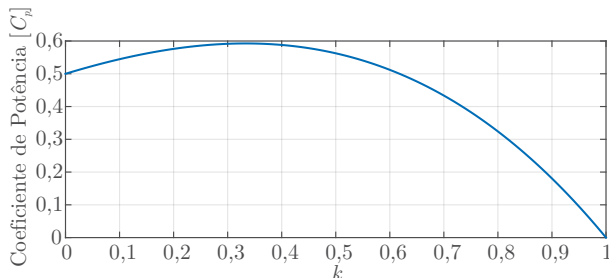
Com visto anteriormente, a potência extraída pela turbina eólica é função do coeficiente de potência. Na prática, a potência convertida pela turbina depende de fatores como:

- Velocidade do vento;
- Velocidade angular do rotor eólico;
- Raio do rotor eólico;
- Ângulo de passo da hélice (*Pitch*).

Em sistemas eólicos de pequeno porte, o ângulo de passo é definido no projeto aerodinâmico da turbina. Dependendo do projeto, esse parâmetro é estabelecido para desempenhar a proteção de sobrevelocidade da turbina eólica. Em sistemas de grande porte, as pás podem girar em torno do próprio eixo, ou seja, o ângulo de passo é variável durante a operação.

De maneira geral, o coeficiente de potência é obtido de modo experimental pelos fabricantes através de ensaios em túneis de vento

Figura 24: Coeficiente de potência em função de  $k$ .



Fonte: adaptado de Tibola (2009).

controlados. Tais ensaios fornecem parâmetros para modelos matemáticos que descrevem o comportamento característico do coeficiente de potência em função do ângulo de passo e do *Tip Speed Ratio* (TSR).

O TSR é definido tecnicamente como a razão entre a velocidade tangencial da extremidade da pá e a velocidade de escoamento do vento. Matematicamente a definição é dada por 1.21,

$$\lambda = \frac{R_w \omega_m}{v_w} \quad (1.21)$$

onde  $R_w$  é o raio do rotor eólico.

O modelo do coeficiente de potência, utilizado nesse trabalho, será o proposto por Heier (2014), expressão 1.22, que apresenta aproximação razoável para uma turbina de eixo horizontal de três pás.

$$C_p(\lambda, \beta) = C_1 \left( C_2 \lambda_1 - C_3 \beta - C_4 \beta^x - C_5 \right) e^{C_6 \lambda_1} + C_7 \lambda \quad (1.22)$$

Os coeficientes  $C_1 = 0,5$ ,  $C_2 = 116$ ,  $C_3 = 0,4$ ,  $C_4 = 0$ ,  $C_5 = 5$ ,  $C_6 = 21$ ,  $C_7 = 0,0068$ ,  $x = 1,5$  e  $\lambda_1$ , este último dado pela equação 1.23. O ângulo de passo  $\beta$  (em graus) é uma variável de operação para turbinas de grande porte, dado que durante a operação o passo da turbina pode ser ajustado através do sistema de controle. Por outro lado, devido a sua simplicidade, turbinas de pequeno porte apresentam ângulo de passo fixo.

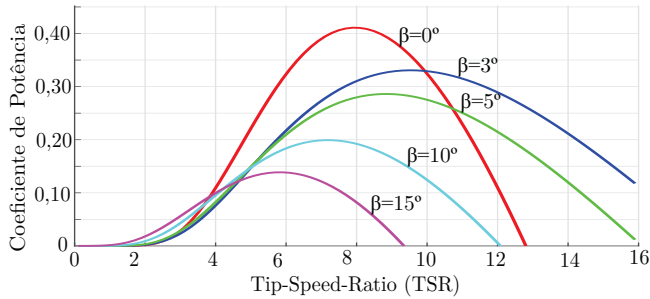
$$\frac{1}{\lambda_1} = \frac{1}{\lambda + 0,08\beta} - \frac{0,035}{\beta^3 + 1} \quad (1.23)$$

De forma direta, o ângulo de passo e o TSR impactam significativamente na amplitude do coeficiente de potência, em outras palavras, na eficiência da extração da potência do vento. As curvas vistas na Figura 25 retratam este comportamento.

Quanto menor o ângulo de passo das pás maior é a eficiência do rotor. Já o TSR apresenta valor ótimo para diferentes valores de ângulo de passo.

A partir da análise feita é possível definir a expressão da potência mecânica extraída pela turbina em função de suas características aerodinâmicas (CULTURA; SALAMEH, 2011). Para uma dada velocidade de vento, a potência pode ser descrita como função do TSR e do ângulo

Figura 25: Coeficiente de potência em função do *Tip Speed Ratio* para diferentes ângulos de passo ( $\beta$ ).



Fonte: Elaborada pelo autor.

de passo, conforme 1.24.

$$P_m(\lambda, \beta) = \frac{1}{2} \rho_{ar} A v_w^3 C_p(\lambda, \beta) \quad (1.24)$$

Por simplicidade, a nomenclatura da potência mecânica extraída pela turbina será denotada apenas por  $P_m$ . Como demonstrado, a potência mecânica na turbina é uma variável que depende do cubo da velocidade vento.

O êxito dos sistemas eólicos durante sua vida útil é altamente dependente da velocidade de escoamento do vento no local de instalação. Uma estimativa errônea da incidência de vento pode comprometer a produção de energia e, por consequência, o tempo de retorno do investimento do projeto.

### 1.7.2 Torque Mecânico

O torque mecânico produzido pela turbina é definido como a razão entre a potência mecânica extraída do vento e a velocidade angular  $\omega_m$  (em rad/s) da turbina (POPA; GROZA, 2009), conforme pode ser visto na expressão 1.25.

$$T_m = \frac{P_m}{\omega_m} \quad (1.25)$$

Reescrevendo o torque mecânico a partir de 1.24 e 1.25 encontra-se 1.26.

$$T_m = \frac{1}{2} \frac{\rho_{ar} A v_w^3 C_p(\lambda, \beta)}{\omega_m} \quad (1.26)$$

A área do rotor  $A$ , vista em 1.26 é dada por 1.27.

$$A = \pi R_w^2 \quad (1.27)$$

Isolando a velocidade do vento  $v_w$ , de 1.21 e substituindo em 1.26, obtém-se 1.28.

$$T_m = \frac{1}{2} \rho_{ar} \pi R_w^5 \frac{C_p(\lambda, \beta)}{\lambda^3} \omega_m^2 \quad (1.28)$$

A expressão 1.28 fornece o torque mecânico no eixo da turbina, descrito a partir dos parâmetros aerodinâmicos do rotor eólico.

### 1.7.3 Característica Estática da Turbina Eólica

O resultado da interação entre o rotor eólico e o vento que atua sobre o mesmo determina as curvas características de potência em função da velocidade angular da turbina.

Para evidenciar a característica da extração de potência pela turbina eólica serão apresentados os resultados obtidos a partir da equação 1.24, para a turbina cuja especificação pode ser encontrada na Tabela 1. Estas especificações de turbina serão utilizadas neste projeto.

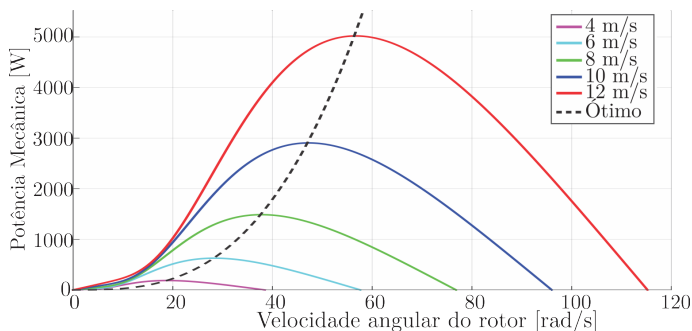
Tabela 1: Especificações da turbina.

<b>Parâmetro</b>	<b>Variável</b>	<b>Valor</b>
Potência nominal	$P_m$	5 kW
Velocidade angular nominal	$\omega_m$	55 rad/s
Velocidade do vento nominal	$v_w$	12 m/s
Ângulo de passo	$\beta$	5 graus
Raio do rotor	$R_w$	2 m



A Figura 26 apresenta a potência mecânica extraída pela turbina em função da velocidade angular mecânica do eixo da turbina, para diferentes velocidades do vento.

Figura 26: Potência mecânica extraída pela turbina eólica.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Como pode ser observado, para uma determinada velocidade de vento, a curva de potência apresenta um único ponto de máximo. Para cada velocidade do vento, o ponto de máximo ocorre para velocidades angulares distintas. A curva tracejada passa pelos pontos máximos (ótimos) evidenciando essa característica.

Esses resultados evidenciam que o bom aproveitamento da potência extraída do vento requer que o sistema eólico consiga operar com velocidade mecânica variável.

## 1.8 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram vistos de maneira breve aspectos relacionados aos sistemas eólicos.

Além dos aspectos históricos foi observado que a energia alternativa, limpa e renovável, é uma tendência no mundo todo. No Brasil o mercado eólico de pequeno porte está em fase inicial mas pode contribuir significativamente com a matriz energética e com a geração distribuída. Isso se deve ao ambiente estabelecido com as resoluções normativas criadas pela ANEEL na última década.

Uma discussão informativa a respeito dos dispositivos presentes em sistemas eólicos, assim como as aplicações buscando evidenciar as vantagens e desvantagens visando sistemas de pequeno porte.

Por fim, foi realizado um estudo do rotor eólico utilizado na

extração da energia presente nas massas de ar em movimento, além de alguns conceitos dinâmicos. Observou-se a existências de máximos únicos de potência para cada velocidade de escoamento do vento, o que evidencia a necessidade de realizar o ajuste contínuo da velocidade angular da turbina durante a operação.

No Capítulo 2 será estudado o conjunto gerador com ponte retificadora a diodos.

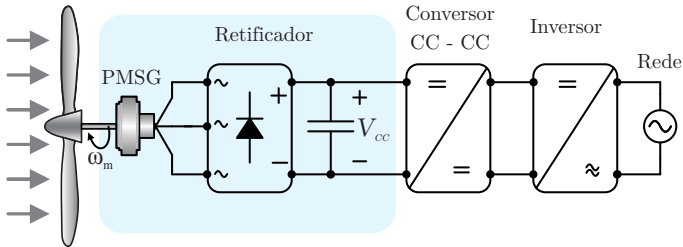
## 2 ANÁLISE DO GERADOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES COM RETIFICADOR PASSIVO

Esse capítulo pretende realizar o estudo do sistema composto pelo gerador síncrono de ímãs permanentes (PMSG) conectado ao estágio retificador, tendo o objetivo principal de descrever a potência elétrica na saída da ponte retificadora para diferentes velocidades mecânicas no eixo do gerador.

Para diminuir custos dos aerogeradores diversas estratégias de rastreadores do ponto de máxima potência fazem uso de parâmetros internos do sistema gerador-retificador. Dessa maneira, a partir de um modelo matemático mais preciso é possível realizar o MPPT com maior precisão, aumentando a eficiência e diminuindo o tempo de retorno do investimento desses projetos.

O esquemático do sistema eólico apresentado na Figura 27 destaca o conjunto PMSG com ponte retificadora trifásica.

Figura 27: Sistema eólico.



Este sistema é trifásico equilibrado e a carga na saída da ponte retificadora será considerada uma tensão constante<sup>1</sup> para esse estudo.

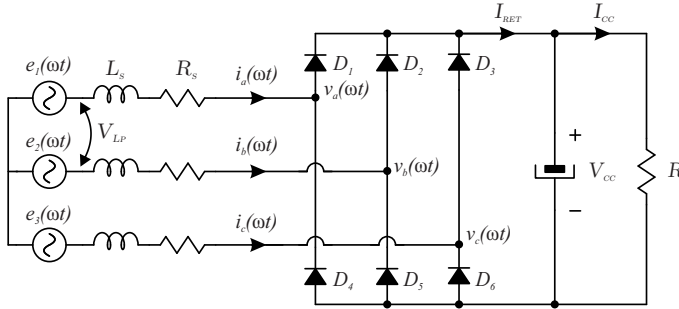
Existem diversos estudos na literatura a respeito do estágio retificador como (CALISKAN et al., 2003), (PEJOVIC; KOLAR, 2008) e (NORA, 2012). Entretanto, todos desconsideram a presença da resistência estatórica do gerador.

O estágio retificador, como pode ser visto no esquemático da Figura 28, é composto pela força eletromotriz do gerador  $e(\omega t)$ , resistência do enrolamento de armadura  $R_s$ , e indutância estatóricas  $L_s$  do gerador. A tensão retificada na saída é considerada constante  $V_{cc}$ .

<sup>1</sup>Na prática a tensão  $V_{cc}$  apresenta *ripple*, resultado da componente CA de tensão que circula no capacitor de filtro, porém essa ondulação de tensão é substancialmente pequena para não interferir significativamente no sistema.

A *Ponte de Graetz*, como é conhecida na literatura a ponte retificadora trifásica a diodos, será considerada ideal.

Figura 28: Gerador síncrono à ímãs permanentes e o estágio retificador passivo.



## 2.1 MODOS DE OPERAÇÃO DA PONTE RETIFICADORA

Nessa configuração, o estágio retificador apresenta três modos de operação:  $M_{C_1}$ ,  $M_{C_2}$  e  $M_{C_3}$ , conforme estudado por Nora (2012).

O modo de operação no qual o sistema opera depende basicamente de duas grandezas: a potência entregue ao gerador pela máquina primária e a tensão  $V_{cc}$  aplicada na saída da ponte retificadora.

As duas primeiras etapas  $M_{C_1}$  e  $M_{C_2}$  são ditas descontínuas, assim descritas, pois a corrente nas fases na entrada da ponte retificadora permanece nula durante parte do período de operação. Por outro lado, no modo  $M_{C_3}$ , a corrente não permanece nula durante o período de operação, sendo que sua forma de onda se aproxima de uma senoide.

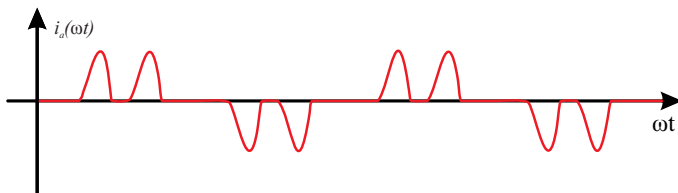
As formas de onda de cada um dos modos de operação serão descritas a seguir. Entretanto, apenas o modo de operação  $M_{C_3}$ , que é o modo de condução no qual o sistema eólico deverá operar quando aplicado o MPPT, será estudado com maiores detalhes nesse trabalho.

### 2.1.1 Modo $M_{C_1}$

O modo de operação  $M_{C_1}$  é caracterizado por apresentar quatro discontinuidades na forma de onda da corrente de fase, durante um período de operação, conforme descrito por Nora (2012). A forma de

onda da corrente está ilustrada na Figura 29.

Figura 29: Corrente na fase  $a$  para o modo de operação  $M_{C_1}$ .



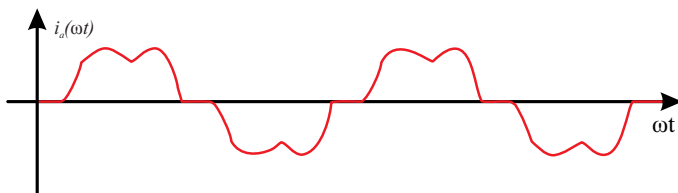
Fonte: Adaptado de Nora (2012).

O fator de potência medido na saída do gerador, nesse modo de operação, é naturalmente baixo ( $\approx 0,5$ ) dadas as descontinuidades que a corrente apresenta.

### 2.1.2 Modo $M_{C_2}$

O modo de operação  $M_{C_2}$  é caracterizado por apresentar apenas duas descontinuidades na forma de onda da corrente de fase, durante um período de operação da máquina, conforme descrito por Nora (2012). A forma de onda da corrente está ilustrada na Figura 30.

Figura 30: Corrente na fase  $a$  para o modo de operação  $M_{C_2}$ .



Fonte: Adaptado de Nora (2012).

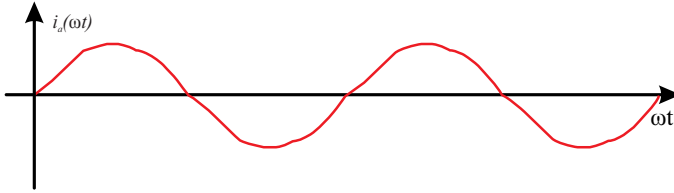
O fator de potência medido na saída do gerador nesse modo de operação é da ordem de 0,9.

### 2.1.3 Modo $M_{C_3}$

O modo de operação  $M_{C_3}$  é caracterizado por não haver descontinuidades na forma de onda da corrente de fase, durante um período

de operação do gerador, conforme descrito por Nora (2012). A forma de onda da corrente está ilustrada na Figura 31, onde é possível verificar que fator de potência para esse modo de operação é o mais elevado entre os três abordados.

Figura 31: Corrente na fase  $a$  para o modo de operação  $M_{C_3}$ .



Fonte: Adaptado de Nora (2012).

Esse é o modo de operação mais importante para o sistema eólico pois, a presença do rastreador de máxima potência condiciona o sistema a operar nesse modo através do controle contínuo da tensão  $V_{cc}$ .

## 2.2 ANÁLISE DO MODO $M_{C_3}$

Nesta análise a corrente de fase do PSMG é contínua durante um período de operação, conforme já descrito na Seção 2.1.3.

O método utilizado para a análise matemática das etapas de operação é conforme apresentado por (NORA, 2012) e (PEJOVIC; KOLLAR, 2008).

Assume-se que a ponte retificadora é alimentada por fonte trifásica senoidal equilibrada, com defasagem simétrica de  $120^\circ$  entre si, sem distorções, conforme a equação 2.1:

$$\begin{aligned}
 e_a(\omega t) &= \frac{V_{Lp}}{\sqrt{3}} \text{sen}(\omega t) \\
 e_b(\omega t) &= \frac{V_{Lp}}{\sqrt{3}} \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 e_c(\omega t) &= \frac{V_{Lp}}{\sqrt{3}} \text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

onde  $V_{Lp}$  é a força eletromotriz de pico de linha e  $\omega$  é frequência angular elétrica. A relação entre as velocidades angulares elétrica e mecânica é

fornecida por 2.2 e 2.3.

$$\omega = \omega_e = \frac{N_p}{2} \omega_m \quad (2.2)$$

$$\omega_m = \frac{30}{\pi} \omega_{rpm} \quad (2.3)$$

Sendo:

$\omega = \omega_e$ : Velocidade angular elétrica [rad/s];

$\omega_m$ : Velocidade angular mecânica [rad/s];

$\omega_{rpm}$ : Velocidade angular mecânica [rpm];

$N_p$ : Número de pares de polos do gerador;

Na conexão de cada braço da ponte retificadora e dos terminais do gerador estão definidas as tensões  $v_a(\omega t)$ ,  $v_b(\omega t)$  e  $v_c(\omega t)$ . Dessa maneira, será analisada apenas a tensão  $v_a(\omega t)$ , sendo que para as duas demais tensões vale a generalização 2.4.

$$v_a(\omega t) = v_b\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) = v_c\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.4)$$

Por simetria, as correntes de fase  $i_a(\omega t)$ ,  $i_b(\omega t)$  e  $i_c(\omega t)$  são dadas pela equação 2.5.

$$i_a(\omega t) = i_b\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) = i_c\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.5)$$

Por conveniência, será analisado apenas o semiciclo positivo da corrente de fase e generalizado considerando as equações 2.6 e 2.7.

$$i_k(\omega t) = -i_k(\omega t + \pi) \quad (2.6)$$

$$v_k(\omega t) = -v_k(\omega t + \pi) \quad (2.7)$$

Conforme descrito por (NORA, 2012) a tensão de fase  $v_k(\omega t)$  pode ser descrita como 2.8, através da função sinal  $sign(x)$ . Onde  $k \in \{a, b, c\}$ .

$$v_k(\omega t) = \frac{V_{cc}}{2} \left( \text{sign}(i_k) - \frac{1}{3} [\text{sign}(i_a) + \text{sign}(i_b) + \text{sign}(i_c)] \right) \quad (2.8)$$

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} +1, & \text{se } x > 0 \\ -1, & \text{se } x < 0 \\ 0, & \text{se } x = 0 \end{cases} \quad (2.9)$$

O sentido positivo da corrente nas fases do gerador, por convenção, é dado conforme a Figura 28.

A corrente de fase está atrasada em relação à força eletromotriz do gerador por um ângulo  $\delta$ , devido à impedância série indutiva de fase. Assim os cruzamentos por zero da corrente acontecem em  $\omega t = \delta$  e  $\omega t = \pi + \delta$ . Esses ângulos são importantes, pois são utilizados nas condições de contorno (pertinência) na determinação da função que descreve a corrente de fase do sistema.

A Figura 32 apresenta a força eletromotriz (FEM), a corrente de fase e a tensão no terminal de saída do gerador (de fase), conforme o esquemático da Figura 28. Para o semiciclo positivo da corrente  $i_a(\omega t)$  são observadas três etapas de operação. Em cada etapa a tensão de saída assume um valor discreto. A magnitude de  $v_a(\omega t)$  será sempre uma fração da tensão de saída e pode ser calculado pela expressão 2.8.

No tópico seguinte serão apresentadas todas as etapas de operação.

### 2.2.1 Etapas de Operação do Modo $M_{C_3}$

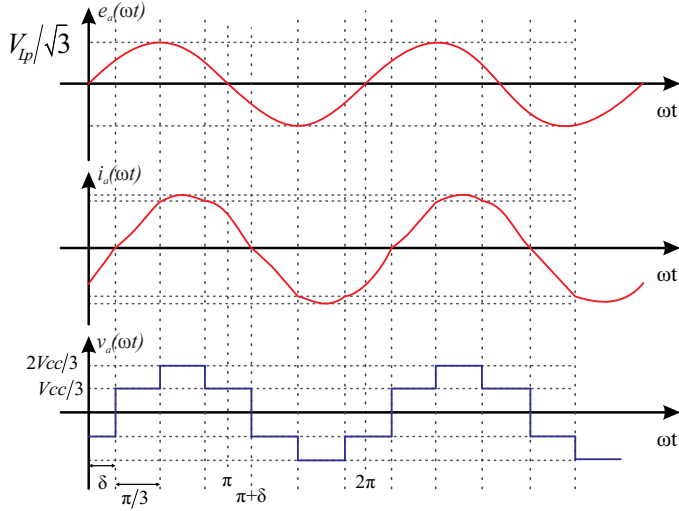
A partir da Figura 32 observa-se seis etapas distintas de operação no retificador. Serão mostradas as três primeiras etapas de operação do modo  $M_{C_3}$ , as outras três etapas fazem parte do semiciclo negativo da rede e são complementares àquelas que serão apresentadas aqui.

#### 2.2.1.1 Primeira Etapa

O circuito equivalente da primeira etapa de operação é apresentado na Figura 33. Essa etapa tem início quando a corrente na fase  $a$  cruza por zero, em  $\omega t = \delta$ , logo vale a definição 2.10.



Figura 32: FEM, corrente e tensão terminal na fase  $a$  para o modo de operação  $M_{C_3}$ .



Fonte: Adaptado de Nora (2012).

$$i_a(\delta) = 0 \quad (2.10)$$

O intervalo de operação que compreende essa etapa é descrito por 2.11.

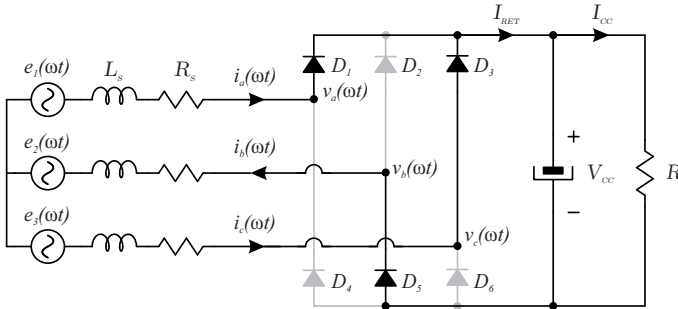
$$\delta \leq \omega t \leq \delta + \frac{\pi}{3} \quad (2.11)$$

A determinação da tensão  $V_k(\omega t)$  é feita a partir da determinação do sinais das correntes de fase. Para essa etapa esses sinais são apresentados em 2.12.

$$\begin{cases} i_a > 0 \longrightarrow \text{sign}(i_a) = +1 \\ i_b < 0 \longrightarrow \text{sign}(i_b) = -1 \\ i_c > 0 \longrightarrow \text{sign}(i_c) = +1 \end{cases} \quad (2.12)$$

A partir das equações 2.8 e 2.12 obtém-se a tensão em  $v_a(\omega t)$ , conforme a equação 2.13. Essa tensão é constante durante cada etapa

Figura 33: Circuito equivalente da primeira etapa de operação  $M_{C_3}$ .



Fonte: Adaptado de Nora (2012).

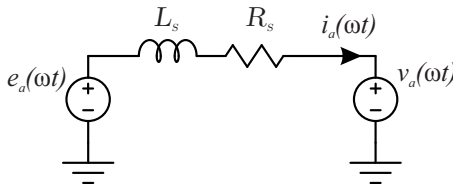
de operação.

$$v_a(\omega t) = \frac{V_{cc}}{2} \left( (+1) - \frac{1}{3} \left[ (+1) + (-1) + (+1) \right] \right) = \frac{V_{cc}}{3} \quad (2.13)$$

A obtenção da expressão que descreve a corrente de entrada durante essa etapa de operação é feita a partir da FEM no gerador e da tensão terminal  $v_a(\omega t)$ .

Aplicando a Lei das Malhas de Kirchhoff na Figura 33 se obtém o circuito equivalente por fase desta etapa, ilustrado na Figura 34. O equacionamento é realizado na equação 2.14.

Figura 34: Circuito equivalente, por fase, da primeira etapa de operação.



Fonte: Elaborada pelo autor.

$$-e_a(\omega t) - V_L - V_R + v_a(\omega t) = 0 \quad (2.14)$$

Explicitando de forma a evidenciar a corrente de fase, obtém-se 2.15:

$$-e_a(\omega t) - \omega L_s \frac{di_a(\omega t)}{d\omega t} - R_s i_a(\omega t) + v_a(\omega t) = 0 \quad (2.15)$$

Isolando os termos que contêm variáveis que expressam a corrente de fase e utilizando as expressões 2.1 e 2.13, convenientemente se encontra a equação diferencial de primeira ordem vista em 2.16.

$$\frac{di_a(\omega t)}{d\omega t} + \frac{R_s}{\omega L_s} i_a(\omega t) = \frac{V_{Lp}}{\sqrt{3}\omega L_s} \text{sen}(\omega t) - \frac{V_{cc}}{3\omega L_s} \quad (2.16)$$

Uma equação diferencial de primeira ordem do tipo descrito em 2.17 pode ser solucionada a partir da forma canônica vista em 2.18.

$$\frac{dy}{dt} + p(x)y = g(x) \quad (2.17)$$

$$y(x) = e^{-\int p(x)dx} \left[ \int g(x)e^{\int p(x)dx} dx + k_1 \right] \quad (2.18)$$

A partir de 2.17 e 2.18 a solução da equação 2.16 pode ser descrita como em 2.19,

$$i_{a1}(\omega t) = e^{-\int B_9 dx} \left[ \int \left( \frac{V_{Lp}}{\sqrt{3}\omega L_s} \text{sen}(\omega t) - \frac{V_{cc}}{3\omega L_s} \right) e^{\int B_9 dx} dx + k_1 \right] \quad (2.19)$$

sendo  $B_9 = \frac{R_s}{\omega L_s}$ .

A solução da equação 2.19 apresenta certa complexidade, por isso é obtida através do uso de um programa de soluções matemáticas e a solução pode ser vista em 2.20.

$$i_{a1}(\omega t) = k_1 e^{-\frac{R_s \omega t}{\omega L_s}} - \frac{A_1 V_{cc} + \sqrt{3} V_{Lp} R_s \left( \omega L_s \cos(\omega t) - R_s \text{sen}(\omega t) \right)}{3 A_1 R_s} \quad (2.20)$$

$$A_1 = (R_s^2 + \omega^2 L_s^2) \quad (2.21)$$

A constante  $k_1$  pode ser determinada a partir das condições de contorno. Neste caso, a condição de contorno aplicada será o cruzamento por zero (valor nulo) da corrente de fase, vista em 2.10, que será repetida aqui, por comodidade, em 2.22.

$$i_{a1}(\delta) = 0 \quad (2.22)$$

$$k_1 = \frac{A_1 V_{cc} + \sqrt{3} V_{Lp} R_s \left( \omega L_s \cos(\delta) - R_s \sin(\delta) \right)}{3 A_1 R_s} e^{\frac{R_s \delta}{\omega L_s}} \quad (2.23)$$

A expressão da corrente na fase  $a$  para a primeira etapa de operação, dada por 2.24, vem da substituição de 2.23 em 2.20.

$$i_{a1}(\omega t) = \frac{A_1 V_{cc} + \sqrt{3} R_s V_{Lp} \left( \omega L_s \cos(\delta) - R_s \sin(\delta) \right)}{3 A_1 R_s} e^{\frac{R_s(\delta - \omega t)}{\omega L_s}} + \quad (2.24)$$

$$- \frac{A_1 V_{cc} + \sqrt{3} R_s V_{Lp} \left( \omega L_s \cos(\omega t) - R_s \sin(\omega t) \right)}{3 A_1 R_s}$$

Faz-se necessário obter as expressões de todas as etapas de operação para definir as condições de contorno que fornecem o valor de  $\delta$ , isso será realizado nas seções que seguem nesse trabalho.

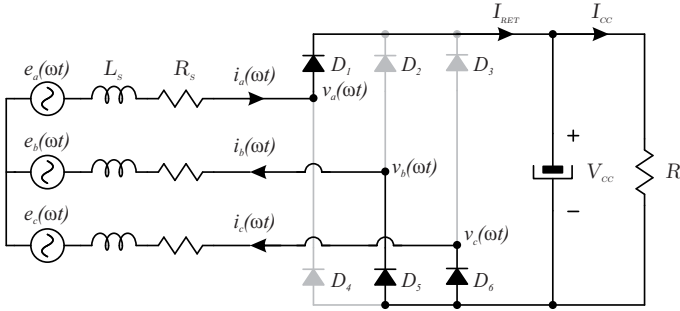
### 2.2.1.2 Segunda Etapa

O circuito equivalente da segunda etapa de operação pode ser visto na Figura 35.

Esta etapa tem início em  $\omega t = \delta + \frac{\pi}{3}$ . No instante em que a segunda etapa inicia, o valor da corrente deve coincidir com o valor do final da primeira etapa, conforme 2.25:

$$i_{a1}\left(\delta + \frac{\pi}{3}\right) = i_{a2}\left(\delta + \frac{\pi}{3}\right) \quad (2.25)$$

Figura 35: Circuito equivalente da segunda etapa de operação  $M_{c3}$ .



Fonte: Adaptado de Nora (2012).

O intervalo de operação que compreende a segunda etapa é descrito por 2.26.

$$\delta + \frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \delta + \frac{2\pi}{3} \quad (2.26)$$

O valor da tensão  $v_k(\omega t)$  para a segunda etapa é calculado a partir dos sinais das correntes de cada fase apresentados em 2.27.

$$\begin{cases} i_a > 0 \longrightarrow \text{sign}(i_a) = +1 \\ i_b < 0 \longrightarrow \text{sign}(i_b) = -1 \\ i_c < 0 \longrightarrow \text{sign}(i_c) = -1 \end{cases} \quad (2.27)$$

A partir das equações 2.8 e 2.27 se obtém a tensão em  $v_a(\omega t)$  para o intervalo de operação que compreende a segunda etapa, visto em 2.28.

$$v_a(\omega t) = \frac{V_{cc}}{2} \left( (+1) - \frac{1}{3} [(+1) + (-1) + (-1)] \right) = \frac{2V_{cc}}{3} \quad (2.28)$$

O circuito equivalente que representa o sistema é o mesmo apresentado na primeira etapa (Figura 34). Por analogia é possível escrever a equação diferencial que descreve o comportamento da corrente na fase  $a$  para a segunda etapa:

$$\frac{di_a(\omega t)}{d\omega t} + \frac{R_s}{\omega L_s} i_a(\omega t) = \frac{V_{Lp}}{\sqrt{3}\omega L_s} \text{sen}(\omega t) - \frac{2V_{cc}}{3\omega L_s} \quad (2.29)$$

A solução de 2.29 é obtida através da expressão canônica 2.18 utilizando soluções computacionais, tendo como resultado 2.30.

$$i_{a2}(\omega t) = k_2 e^{-B_9 \omega t} - \frac{2A_1 V_{cc} + \sqrt{3} V_{Lp} R_s \left( \omega L_s \cos(\omega t) - R_s \text{sen}(\omega t) \right)}{3A_1 R_s} \quad (2.30)$$

A condição de contorno para determinar a constante  $k_2$  nessa etapa, é dada por 2.25, reapresentada em 2.31.

$$i_{a2}\left(\delta + \frac{\pi}{3}\right) = i_{a1}\left(\delta + \frac{\pi}{3}\right) \quad (2.31)$$

Utilizando a restrição 2.31 com as equações 2.30 e 2.24, torna-se possível encontrar uma expressão para  $k_2$ :

$$k_2 = \frac{A_1 V_{cc} e^{\frac{R_s(\pi+3\delta)}{3\omega L_s}}}{3A_1 R_s} + \left[ \frac{A_1 V_{cc} + \sqrt{3} V_{Lp} R_s \left( \omega L_s \cos(\delta) - R_s \text{sen}(\delta) \right)}{3A_1 R_s} \right] e^{B_9 \delta} \quad (2.32)$$

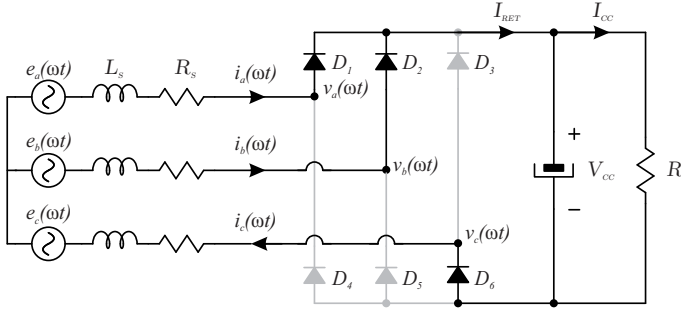
A expressão da corrente na fase  $a$  para a segunda etapa de operação, dada por 2.33, vem da substituição de 2.32 em 2.30.

$$i_{a2}(\omega t) = \frac{V_{cc}}{3R_s} e^{\frac{R_s(\pi+3\delta-3\omega t)}{3\omega L_s}} + \frac{A_1 V_{cc} + \sqrt{3} R_s V_{Lp} \left( \omega L_s \cos(\delta) - R_s \text{sen}(\delta) \right)}{3A_1 R_s} e^{\frac{R_s(\delta-\omega t)}{\omega L_s}} + \frac{2A_1 V_{cc} + \sqrt{3} R_s V_{Lp} \left( \omega L_s \cos(\omega t) - R_s \text{sen}(\omega t) \right)}{3A_1 R_s} \quad (2.33)$$

### 2.2.1.3 Terceira Etapa

O circuito equivalente da terceira etapa de operação pode ser visto na Figura 36.

Figura 36: Circuito equivalente da terceira etapa de operação  $M_{c3}$ .



Fonte: Adaptado de Nora (2012).

Esta etapa tem início em  $\omega t = \delta + \frac{2\pi}{3}$ . No instante em que a terceira etapa inicia, o valor da corrente deve coincidir com o valor do final da segunda etapa, conforme 2.34.

$$i_{a2}\left(\delta + \frac{2\pi}{3}\right) = i_{a3}\left(\delta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.34)$$

O intervalo de operação que compreende a terceira etapa é descrito por 2.35.

$$\delta + \frac{2\pi}{3} \leq \omega t \leq \delta + \frac{3\pi}{3} \quad (2.35)$$

O valor da tensão  $v_k(\omega t)$  para a segunda etapa é calculado a partir dos sinais das correntes de fase, apresentados em 2.36.

$$\begin{cases} i_a > 0 \longrightarrow \text{sign}(i_a) = +1 \\ i_b > 0 \longrightarrow \text{sign}(i_b) = +1 \\ i_c < 0 \longrightarrow \text{sign}(i_c) = -1 \end{cases} \quad (2.36)$$

A partir das equações 2.8 e 2.36 se obtém a tensão em  $v_a(\omega t)$

para o intervalo de operação que compreende a terceira etapa, visto em 2.37.

$$v_a(\omega t) = \frac{V_{cc}}{2} \left( (+1) - \frac{1}{3} [(+1) + (+1) + (-1)] \right) = \frac{V_{cc}}{3} \quad (2.37)$$

O circuito equivalente para a terceira etapa é o mesmo apresentado na Figura 34. Por analogia é possível escrever a equação diferencial que descreve o comportamento da corrente na fase  $a$  para a terceira etapa:

$$\frac{di_a(\omega t)}{d\omega t} + \frac{R_s}{\omega L_s} i_a(\omega t) = \frac{V_{Lp}}{\sqrt{3}\omega L_s} \text{sen}(\omega t) - \frac{V_{cc}}{3\omega L_s} \quad (2.38)$$

A solução de 2.38 é obtida através da expressão canônica 2.18 utilizando soluções computacionais, tendo como resultado 2.39.

$$i_{a3}(\omega t) = k_3 e^{-\frac{R_s \omega t}{\omega L_s}} - \frac{A_1 V_{cc} + \sqrt{3} V_{Lp} R_s \left( \omega L_s \cos(\omega t) - R_s \text{sen}(\omega t) \right)}{3A_1 R_s} \quad (2.39)$$

A condição de contorno para determinar a constante  $k_3$ , é dada por 2.34 e é rerepresentada em 2.40.

$$i_{a3}\left(\delta + \frac{2\pi}{3}\right) = i_{a2}\left(\delta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.40)$$

Resolvendo 2.40 com as equações 2.39 e 2.33, encontra-se uma expressão para  $k_3$ :

$$k_3 = \frac{2A_1 V_{cc} e^{\frac{R_s(\pi+3\delta)}{3\omega L_s}} + \left[ 2A_1 V_{cc} + 2\sqrt{3} V_{Lp} R_s \left( \omega L_s \cos(\delta) - R_s \text{sen}(\delta) \right) \right] e^{\frac{R_s \delta}{\omega L_s}}}{6A_1 R_s} + \frac{2A_1 V_{cc} e^{\frac{R_s(2\pi+3\delta)}{3\omega L_s}}}{6A_1 R_s} \quad (2.41)$$



A expressão da corrente na fase  $a$  para a terceira etapa de operação, dada por 2.42, vem da substituição de 2.41 em 2.39.

$$\begin{aligned}
 i_{a3}(\omega t) = & \frac{V_{cc}}{3R_s} \left( e^{\frac{R_s(\pi+3\delta-3\omega t)}{3\omega L_s}} - e^{\frac{R_s(2\pi+3\delta-3\omega t)}{3\omega L_s}} \right) + \\
 & + \frac{A_1 V_{cc} + \sqrt{3} V_{Lp} R_s (\omega L_s \cos(\delta) - R_s \text{sen}(\delta))}{3A_1 R_s} e^{\frac{R_s(\delta-\omega t)}{\omega L_s}} + \\
 & - \frac{A_1 V_{cc} + \sqrt{3} R_s V_{Lp} (\omega L_s \cos(\omega t) - R_s \text{sen}(\omega t))}{3A_1 R_s}
 \end{aligned} \tag{2.42}$$

A expressão da corrente na fase  $a$  ( $i_a(\omega t)$ ) é dada pela junção dos resultados de cada etapa de operação, no intervalo angular no qual a etapa é válida. Em 2.43 são apresentados os intervalos de cada etapa.

$$i_a(\omega t) = \begin{cases} i_{a1}(\omega t), & \text{para } \delta \leq \omega t \leq \delta + \frac{\pi}{3} \\ i_{a2}(\omega t), & \text{para } \delta + \frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \delta + \frac{2\pi}{3} \\ i_{a3}(\omega t), & \text{para } \delta + \frac{2\pi}{3} \leq \omega t \leq \delta + \frac{3\pi}{3} \end{cases} \tag{2.43}$$

Na Figura 37 são apresentadas as curvas de cada etapa que compõe a corrente na fase  $a$  (para um dado ponto de operação) durante o semiciclo positivo.

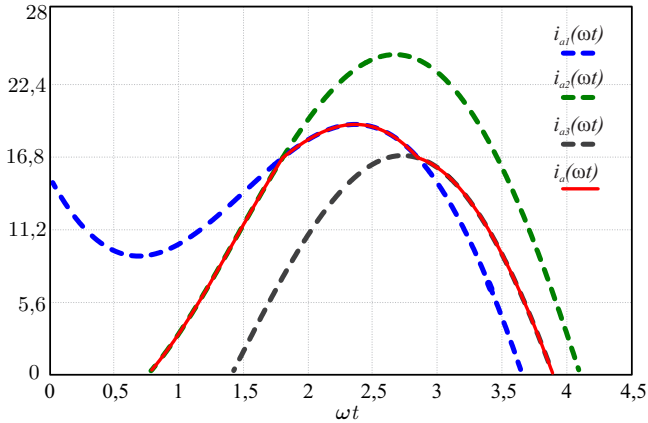
## 2.2.2 Ângulo de Defasagem ( $\delta$ )

Para determinar a expressão que descreve a corrente de fase é necessário determinar o ângulo  $\delta$ , que é o ângulo de defasagem entre a força eletromotriz e a corrente de fase do gerador.

A análise do ângulo é válida para o gerador conectado à ponte retificadora operando na região  $M_{C_3}$ . Será apresentada a análise para a fase  $a$ , mas sem perda de generalidade poderá ser expandida para as demais fases, conforme a expressão 2.5.

O ângulo  $\delta$  é determinado considerando a periodicidade do sistema. Sabe-se que, em regime permanente, tanto as correntes quanto tensões do lado CA (na entrada da ponte retificadora) se repetem a cada  $2\pi$  rad/s. As definições 2.6 e 2.7 evidenciam a existência de um semiciclo positivo e outro negativo. De maneira explícita, a corrente

Figura 37: Expressões da corrente na fase  $a$  em cada etapa.



Fonte: Elaborada pelo autor.

na fase  $a$  é expressa como 2.44.

$$i_a(\omega t) = -i_a(\omega t + \pi) \quad (2.44)$$

Na primeira etapa de operação foi definida, em 2.10, a condição em que a corrente na fase  $a$  é nula. Essa restrição foi aplicada para obter a constante  $k_1$ . Desta forma, a partir das definições 2.10 e 2.44, obtém-se 2.45.

$$i_a(\delta) = -i_a(\delta + \pi) = 0 \quad (2.45)$$

Para determinar  $\delta$ , basta aplicar a segunda parte da definição 2.45 à terceira etapa, conforme 2.46.

$$i_{a3}(\delta + \pi) = 0 \quad (2.46)$$

Por ser uma operação complexa é necessário empregar ferramentas computacionais de solução matemática. Duas soluções, matematicamente possíveis, são encontradas para  $\delta$  através de 2.47, uma positiva e outra negativa. No entanto, apenas valores positivos de  $\delta$  são resul-

tados adequados, ou seja,  $0 < \delta < \pi$ :

$$\delta = -2 \arctan \left( \frac{3R_s^2 V_{Lp} \left( 1 + e^{-\frac{R_s \pi}{\omega L_s}} \right) \pm B_1}{D_1 \left( e^{-\frac{\pi R_s}{3\omega L_s}} + 1 \right)} \right) \quad (2.47)$$

sendo as constantes dadas como:

$$B_1 = \sqrt{3} \sqrt{A_1 \left( 3R_s^2 V_{Lp}^2 + B_2 + B_3 + B_4 \right)} \quad (2.48)$$

$$B_2 = A_1 V_{cc}^2 \left[ -1 - \left( 2e^{-\frac{4\pi R_s}{3\omega L_s}} \right)^{\frac{5}{4}} - 2e^{-\frac{\pi R_s}{3\omega L_s}} + e^{-\frac{2\pi R_s}{3\omega L_s}} + e^{-\frac{4\pi R_s}{3\omega L_s}} \right] \quad (2.49)$$

$$B_3 = \left( 3R_s^2 V_{Lp}^2 - A_1 V_{cc}^2 \right) \left( e^{-\frac{4\pi R_s}{3\omega L_s}} \right)^{\frac{3}{2}} \quad (2.50)$$

$$B_4 = \left( 4A_1 V_{cc}^2 + 6R_s^2 V_{Lp}^2 \right) e^{-\frac{\pi R_s}{\omega L_s}} \quad (2.51)$$

$$D_1 = \sqrt{3} A_1 V_{cc} \left( 1 - e^{-\frac{2\pi R_s}{3\omega L_s}} \right) + 3\omega R_s L_s V_{Lp} \left( 1 - e^{-\frac{\pi R_s}{3\omega L_s}} + e^{-\frac{2\pi R_s}{3\omega L_s}} \right) \quad (2.52)$$

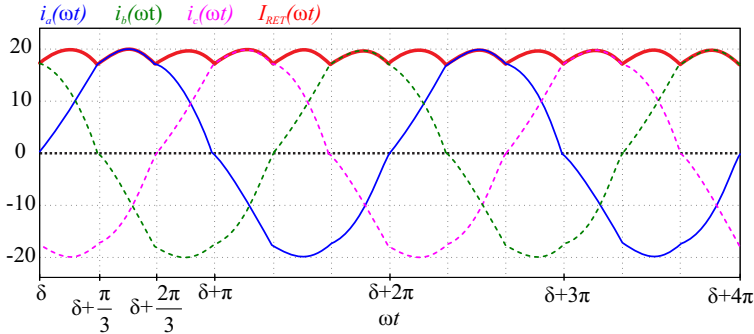
### 2.2.3 Corrente Média na Saída da Ponte Retificadora

A corrente na saída da ponte retificadora pode ser calculada considerando cada etapa de operação, integrando as correntes de fase que compõem  $I_{RET}$  dentro de cada etapa, como em 2.53. Para saber qual é a fase que deve ser integrada em cada etapa deve-se observar as Figuras 33, 35 e 36.

$$I_{cc} = \frac{1}{\pi} \left[ \int_{\delta}^{\delta + \frac{\pi}{3}} -i_b(\omega t) d\omega t + \int_{\delta + \frac{\pi}{3}}^{\delta + \frac{2\pi}{3}} i_a(\omega t) d\omega t + \int_{\delta + \frac{2\pi}{3}}^{\delta + \pi} -i_c(\omega t) d\omega t \right] \quad (2.53)$$

A solução da equação 2.53 é, de fato, complexa, principalmente quando se busca uma solução analítica. Para contornar esse inconveniente, basta observar que a corrente de saída da ponte retificadora ( $I_{RET}$ ) corresponde, instantaneamente, corrente da fase durante a segunda etapa (maior magnitude). Para facilitar o entendimento, a Figura 38 mostra que a corrente retificada coincide com a segunda etapa de operação estudada.

Figura 38: Correntes de fase no gerador e corrente retificada.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Com isso, a corrente média de saída ( $I_{cc}$ ) pode ser encontrada pela integração da forma de onda da corrente da segunda etapa de operação, que se resume a integração da forma de onda da corrente na fase  $a$  obtida até aqui. A expressão a ser integrada é apresentada em 2.54.

$$I_{cc} = \frac{3}{\pi} \int_{\delta+\frac{\pi}{3}}^{\delta+\frac{2\pi}{3}} I_{RET}(\omega t) d\omega t = \frac{3}{\pi} \int_{\delta+\frac{\pi}{3}}^{\delta+\frac{2\pi}{3}} i_a(\omega t) d\omega t \quad (2.54)$$

O resultado da operação de integração pode se conferido em 2.55.

$$I_{cc} = - \frac{\left( B_5 e^{-\frac{2\pi R_s}{3\omega L_s}} + B_6 e^{-\frac{\pi R_s}{3\omega L_s}} + B_7 \right)}{3\pi R_s^2 A_1} \quad (2.55)$$

Onde a constante  $A_1$  é dada pela equação 2.21 enquanto  $B_5$ ,  $B_6$  e  $B_7$  são dadas por:

$$B_5 = 3\omega L_s \left[ A_1 V_{cc} + \sqrt{3} R_s V_{Lp} \left( \omega L_s \cos(\delta) - R_s \sin(\delta) \right) \right] \quad (2.56)$$

$$B_6 = 3\sqrt{3}\omega R_s L_s V_{Lp} \left( R_s \sin(\delta) - \omega L_s \cos(\delta) \right) \quad (2.57)$$

$$B_7 = -3\sqrt{3}R_s^2 V_{Lp} \left( R_s \cos(\delta) + \omega L_s \sin(\delta) \right) + A_1 V_{cc} \left( 2\pi R_s - 3\omega L_s \right) \quad (2.58)$$

A força eletromotriz de linha  $V_{Lp}$  é dada pela equação 2.59,  $K_a$  é a constante de armadura da máquina dada em Vrms/rpm (FMM eficaz de fase/rotações por minuto).

$$V_{Lp} = \sqrt{6} K_a \omega_{rpm} \quad (2.59)$$

A equação 2.55 descreve a corrente na saída da ponte retificadora em função dos parâmetros do gerador, da velocidade angular e da tensão na saída da ponte retificadora para o caso não ideal.

## 2.2.4 Potência na Saída da Ponte Retificadora

A potência na saída da ponte retificadora é obtida pelo produto da tensão pela corrente média:

$$P_{cc} = I_{cc} V_{cc} \quad (2.60)$$

Substituindo o resultado obtido para a corrente média retificada na equação 2.54 em 2.60:

$$P_{cc} = - \frac{\left( B_5 e^{-\frac{2\pi R_s}{3\omega L_s}} + B_6 e^{-\frac{\pi R_s}{3\omega L_s}} + B_7 \right)}{3\pi R_s^2 A_1} V_{cc} \quad (2.61)$$

A expressão 2.61 fornece a potência média na saída da ponte retificadora para o caso não ideal.

## 2.2.5 Análise Comparativa para o Gerador Elétrico Utilizado

Nessa seção será apresentada uma breve análise comparativa para o gerador elétrico utilizado nesse projeto. Os resultados comparativos são para o caso ideal, onde a resistência de armadura é desprezada e para o caso não ideal, onde o estator possui uma resistência de  $0,5 \Omega$ . As especificações do gerador são apresentadas na Tabela 2.

Tabela 2: Especificações do gerador elétrico.

Parâmetro	Variável	Valor
Potência	$P_o$	5 kW
Tensão retificada	$V_{cc}$	350 V
Constante de armadura (fase)	$K_a$	0,32374 $V_{rms}/krpm$
Resistência de Estator	$R_s$	0,5 $\Omega$
Indutância de Estator	$L_s$	12 mH
Velocidade angular	$\omega_{rpm}$	560 rpm

A equação 2.55 foi utilizada para o descrever a corrente para o caso não ideal, enquanto para o caso ideal utilizou-se o estudo realizado por Nora (2012), cuja equação utilizada é apresentada em 2.62:

$$I_{cc,ideal} = \frac{V_{Lp}}{3\sqrt{3}\pi\omega L_s} \sqrt{81 - \frac{12\pi^2 V_{cc}^2}{V_{Lp}^2}} \quad (2.62)$$

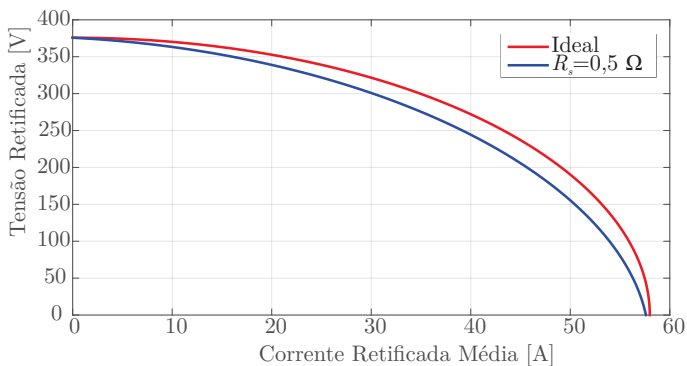
A Figura 39 apresenta a característica externa do sistema gerador-ponte retificadora para a velocidade angular mecânica constante,  $\omega_{rpm} = 570$  rpm.

A diferença entre os resultados varia com o ponto de operação. Essa discrepância será tanto maior quanto mais expressiva for a resistência estatórica  $R_s$ .

O equacionamento realizado neste capítulo possui como premissa a resistência  $R_s$  não nula, ou seja, a solução das equações diferenciais feitas não são válidas para  $R_s = 0$ . No entanto, é possível comparar o equacionamento dos sistemas “ideal” e “não ideal” empregando um valor de resistência consideravelmente baixo, como  $R_s = 1 \mu\Omega$ . Esse resultado pode ser observado na Figura 40.

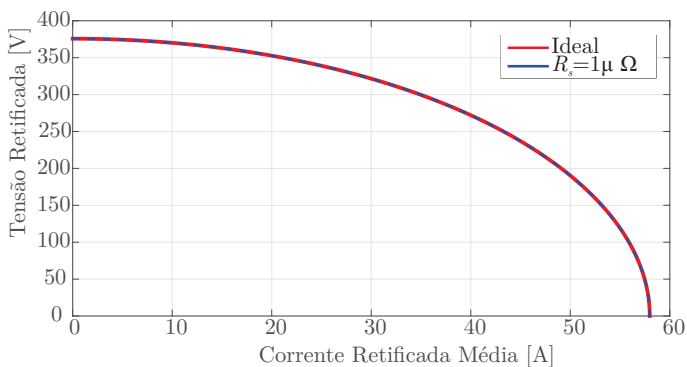
Constata-se que as curvas estão praticamente sobrepostas, ou seja, os resultados são idênticos reforçando, a integridade do equacionamento.

Figura 39: Característica de tensão versus corrente média na saída da ponte retificadora.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 40: Característica de tensão versus corrente média na saída da ponte retificadora para  $R_s = 1 \mu\Omega$ .



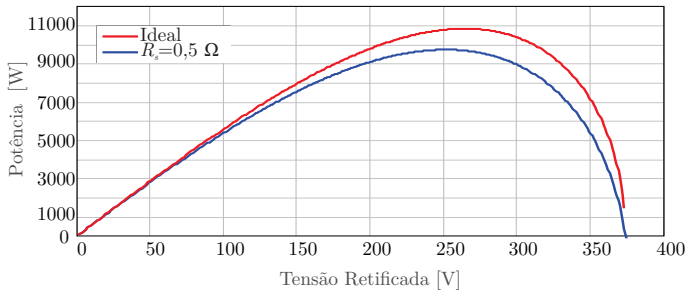
Fonte: Elaborada pelo autor.

De forma similar, os resultados para potência na saída da ponte retificadora em função da tensão retificada são apresentados na Figura 41. A equação 2.61 foi utilizada para o descrever a potência para o caso não ideal, enquanto para o caso ideal utilizou-se o estudo realizado por Nora (2012), cuja equação utilizada é apresentada em 2.63.

$$P_{cc\_ideal} = \frac{V_{cc}V_{Lp}}{3\sqrt{3}\pi\omega L_s} \sqrt{81 - \frac{12\pi^2 V_{cc}^2}{V_{Lp}^2}} \quad (2.63)$$

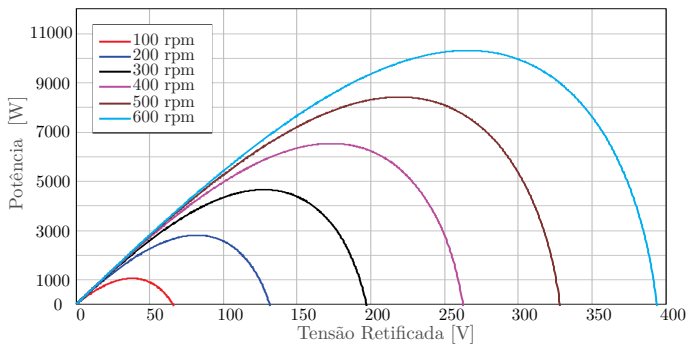
Observa-se nos resultados da Figura 41 que a resistência no enrolamento de estator limita a capacidades de potência da máquina.

Figura 41: Potência de saída para velocidade angular de 570 rpm.



Generalizado para diferentes velocidades angulares do gerador, a capacidade de potência elétrica em função da tensão de saída na ponte retificadora pode ser vista na Figura 42.

Figura 42: Potência na saída para diferentes velocidades angulares do gerador.



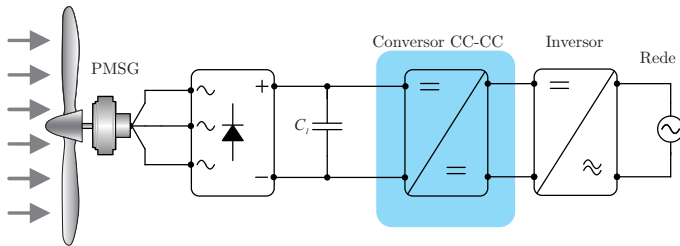
Fonte: Elaborada pelo autor.



### 3 CONVERSOR BOOST APLICADO AO SISTEMA EÓLICO

Nesse capítulo será apresentado o conversor CC-CC utilizado no estágio intermediário, conforme destacado na Figura 43. Para esse estágio, propõe-se utilizar a topologia *boost interleaved*. A atribuição deste conversor se resume em basicamente duas funções: formar o barramento CC (entrada do inversor) e realizar o seguimento do ponto de máxima potência (MPPT).

Figura 43: Conversor *Boost*.



No decorrer do capítulo será realizada uma análise do conversor Boost clássico bem como de sua versão com o uso da técnica *interleaving*. Esta última permite maior volume de potência processada em relação à topologia clássica.

Além do equacionamento voltado para o dimensionamento será apresentada a modelagem do conversor Boost *interleaved* orientada para controle do sistema eólico, empregando para tal o modelo médio quase instantâneo de sinais.

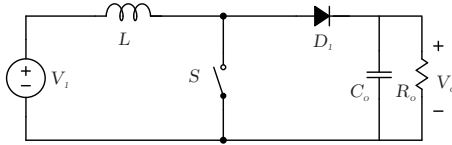
#### 3.1 TOPOLOGIA DO CONVERSOR BOOST CLÁSSICO

A aplicação clássica do conversor Boost considera uma fonte de tensão ideal na entrada e um filtro capacitivo em sua saída. Para essa aplicação se controla a tensão de saída do conversor. O modelo elétrico do mesmo pode ser visto na Figura 44.

Em sistemas eólicos, este conversor atua regulando a tensão de entrada, pois a saída é composta pelo barramento CC do sistema. Na prática, o controle da tensão do barramento CC, assim como o banco capacitivo, faz parte do projeto do estágio inversor (não abordado nesse

trabalho). Sendo assim, para simplificar a análise, a tensão na saída será considerada constante.

Figura 44: Conversor Boost.



Fonte: adaptado de Barbi e Martins (2008).

O conversor Boost é elevador de tensão, ou seja, a tensão na saída será sempre maior que a de sua entrada ( $V_o \geq V_1$ ). A entrada deste conversor possui característica de fonte de corrente, visto que, utiliza-se de um elemento indutivo (na entrada) para processar a energia proveniente de uma fonte de tensão. Já na saída, a carga deve possuir características de fonte de tensão (BARBI; MARTINS, 2008).

### 3.1.1 Etapas de Operação do Conversor Boost

A corrente de entrada do conversor ( $I_L$ ) pode ser contínua ou descontínua a depender do regime de operação do conversor. Se a corrente no indutor não atingir valor nulo, durante a operação em regime permanente, é dito que o conversor está no *modo de condução contínuo* (MCC). Quando a corrente atinge o valor nulo ao final do período de comutação, voltando a elevar-se (não permanecendo nula), diz-se que o *modo de condução é crítico* (MCCr). Por outro lado, quando a corrente no indutor permanece nula durante qualquer intervalo de tempo, no período de comutação, diz-se que o conversor está em *modo de condução descontínuo* (MCD).

No sistema em estudo o modo de operação em que o conversor deverá operar na maior parte do tempo é o MCC.

O conversor Boost, no modo MCC possui duas etapas de operação, apresentas na Figura 45. Assumindo que  $t_f$  seja o tempo que o interruptor  $S$  permanece em condução, define-se a *razão cíclica*,  $D$ , como sendo a relação entre o tempo que o interruptor conduz pelo tempo total de um período de comutação, conforme a equação 3.1,

$$D = \frac{t_f}{T_s} \quad (3.1)$$

onde  $T_s$  é o período de comutação do conversor.

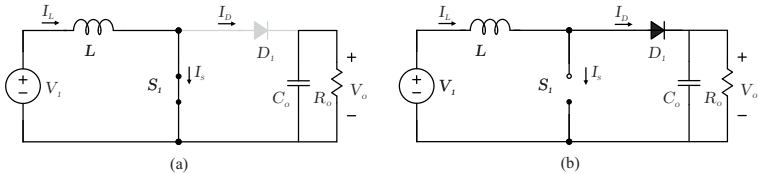
Na primeira etapa, Figura 45a, o interruptor  $S$  encontra-se em condução, aplicando a tensão da fonte de entrada ( $V_1$ ) sobre o indutor  $L$ , portanto, toda a corrente  $I_L$  atravessa o interruptor  $S$ . Durante essa etapa ocorre o armazenamento da energia no indutor. O diodo  $D_1$  é reversamente polarizado, com tensão  $-V_o$ , portanto encontra-se bloqueado.

Durante a primeira etapa de operação, cujo interruptor está conduzindo, a corrente  $I_L$  varia linearmente conforme a equação 3.2, em que  $I_m$  é a corrente mínima no indutor. A fonte de entrada está magnetizando o indutor. Essa etapa compreende o intervalo de tempo em que o interruptor permanece em condução ( $0 \leq t \leq t_f$ ).

$$I_L = I_m + \frac{V_1}{L}t \quad (3.2)$$

Na segunda etapa de operação, Figura 45b, o interruptor  $S$  é comandado a bloquear. A corrente no indutor é enviada para a saída através do diodo. A tensão sobre o interruptor é  $V_o$ . Nessa etapa de operação, a energia armazenada no indutor durante a primeira etapa é transferida para a saída.

Figura 45: Etapas de operação do conversor Boost: a) Interruptor em condução. b) Interruptor bloqueado.



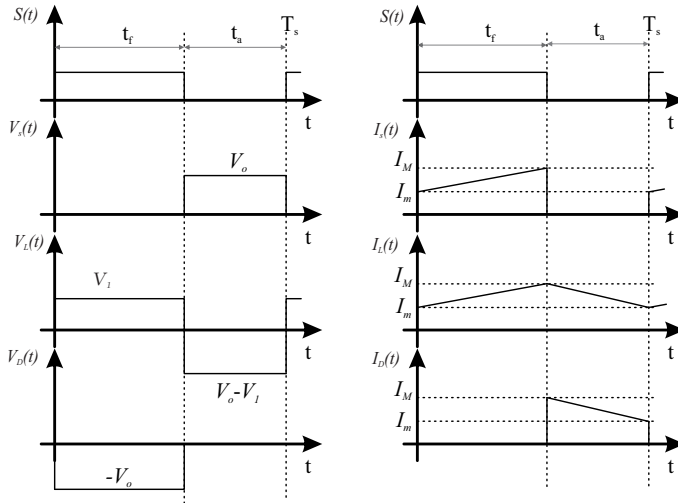
Fonte: adaptado de Barbi e Martins (2008).

A corrente máxima ( $I_M$ ) no indutor ocorre em  $t = t_f$ , equação 3.3.

$$I_M = I_m + \frac{V_1}{L}t_f \quad (3.3)$$

Considerando o conversor operando em regime permanente, as formas de onda em cada componente durante as etapas podem ser vistas na Figura 46.

Figura 46: Formas de onda de tensão e corrente no conversor Boost.



Fonte: adaptado de Barbi e Martins (2008).

Neste caso, para um conversor sem perdas, a energia que entra é igual aquela que sai do conversor, como descrito pela equação 3.4.

$$W_1 = W_o \quad (3.4)$$

A energia pode ser descrita como o produto da potência com o tempo, reescrevendo a equação 3.4 sob essa perspectiva encontra-se a expressão 3.5,

$$V_1 I_L T_s = V_o I_L t_a \quad (3.5)$$

em que  $t_a$  é o tempo que o interruptor permanece aberto durante um período de comutação.

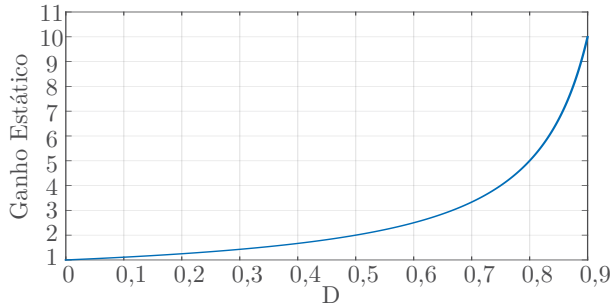
Escrevendo  $t_a$  conforme a equação 3.6, e manipulando adequadamente as variáveis, encontra-se o *ganho estático* do conversor Boost (BARBI; MARTINS, 2008), conforme a expressão 3.7.

$$t_a = T_s - t_f \quad (3.6)$$

$$\frac{V_o}{V_1} = \frac{1}{1-D} \quad (3.7)$$

Verifica-se que o ganho estático é função da razão cíclica. A Figura 47 apresenta essa característica.

Figura 47: Característica do ganho estático em função da razão cíclica para o conversor Boost.



Apesar do ganho estático apresentar crescimento elevado quando a razão cíclica se aproxima da unidade, na prática, esse comportamento apresenta limitações oriundas das não idealidades dos componentes. Boas práticas de projetos sugerem que a tensão na saída não deve exceder 5 vezes à de entrada (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2004).

Desconsiderando as perdas no circuito do conversor, as potências de entrada e a saída são iguais, conforme expressão 3.8.

$$V_1 I_1 = V_o I_o \quad (3.8)$$

Portanto, torna-se possível descrever facilmente também a relação das correntes, de entrada e saída, em função do ganho estático:

$$\frac{I_o}{I_1} = (1 - D) \quad (3.9)$$

Quando o interruptor  $S$  está bloqueado, o indutor está transferindo energia para a saída e a corrente  $I_L$  apresenta derivada negativa, sendo descrita pela expressão 3.10.

$$I_L = I_M + \frac{V_1 - V_o}{L} t \quad (3.10)$$

A corrente mínima no indutor ocorre ao final do período de comutação, quando  $t = t_a$ , equação 3.11.

$$I_m = I_M + \frac{V_1 - V_o}{L} t_a \quad (3.11)$$

A variação (*ripple*) total de corrente no indutor é dada pela subtração das correntes máxima pela mínima, conforme equação 3.12.

$$\Delta I_L = I_M - I_m \quad (3.12)$$

É possível determinar ( $\Delta I_L$ ) diretamente da primeira etapa de operação, sabendo que a corrente no indutor inicia de seu valor mínimo e atinge o valor máximo ao final da etapa. Considerando a definição feita na expressão 3.1 obtém-se a equação 3.13, onde  $\Delta I_L$  é descrito como uma função do parâmetros de projeto do conversor Boost.

$$\Delta I_L = \frac{V_1}{L} t_f = \frac{V_1 D}{L f_s} \quad (3.13)$$

De maneira geral, a ondulação de corrente no indutor é uma especificação de projeto. Esse valor pode ser dado como um percentual da componente média que circula através do indutor.

O valor da indutância é calculado a partir da expressão 3.13 e dos requisitos de projeto.

$$L = \frac{V_1 D}{\Delta I_L f_s} \quad (3.14)$$

## 3.2 CONVERSOR BOOST *INTERLEAVED*

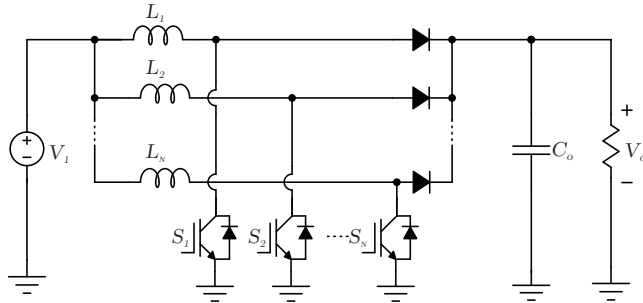
O conversor Boost *interleaved* consiste na conexão paralela de conversores, conforme apresentado na Figura 48, sendo que, usualmente o filtro de saída é compartilhado pelas  $N_b$  fases.

A operação e funcionamento é semelhante ao modelo do conversor Boost clássico demonstrado na Seção 3.1.1.

Para o entrelaçamento das células (transistores e diodos) é necessário que as mesmas estejam operando na mesma frequência de comutação, porém com deslocamento de fase simétrico entre si de  $2\pi/N_b$ .

Essa técnica, proposta por (MOULI; BAUER; ZEMAN, 2017) para

Figura 48: Conversor Boost *interleaved*  $N_b$  fases.



aplicações em energias renováveis, oferece diversas vantagens em relação ao conversor Boost clássico:

- Redução da corrente nos interruptores e no indutor em cada fase por um fator  $1/N_b$ . Com isso, utiliza-se indutores menos volumosos e menores esforços de correntes nos interruptores.
- O volume do indutor é diretamente proporcional à energia processada. Utilizando o processamento paralelo, em cada fase (sendo  $L_b$  indutância por fase), então  $L_b \propto \frac{1}{2} L_b I_b^2$ . Isso representa uma redução no volume do indutor por um fator  $1/N_b$ .
- A frequência efetiva presente na entrada do conversor aumenta por um fator  $N_b$ . Isso demanda capacitores de filtragem menores, embora em aplicações eólicas essa característica é pouco explorada dado que a maior parcela da corrente filtrada é oriunda do gerador, cuja frequência é variável e inferior a 400 Hz.
- As correntes em cada fase do conversor são defasadas entre si por uma fase  $360/N_b$ . Tanto a ondulação de corrente quanto o de tensão na entrada são reduzidos pelos fatores  $1/N_b$  e  $1/N_b^2$  respectivamente.
- Promove a dispersão dos pontos de calor provocados pelas perdas nos semicondutores, melhorando a performance do dissipador de calor.

Estudos avançados relacionados ao uso da técnica de *interleaving* são encontrados na literatura. (ZHANG, 2012) apresenta um estudo no qual analisa o impacto dessa técnica no *ripple* de corrente na entrada

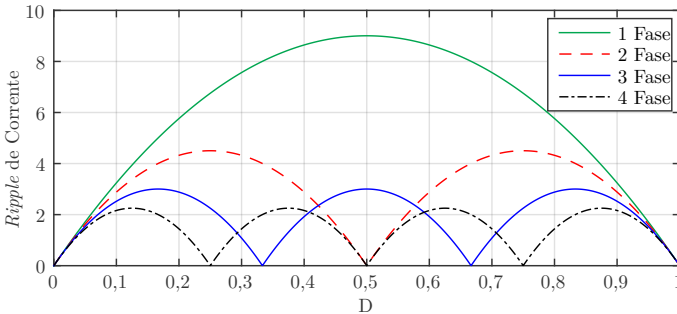
do conversor. A expressão que descreve a variação de corrente é apresentada em 3.15:

$$\Delta I_L = \frac{V_o N_b}{L f_s} \left( \frac{\text{floor}(DN_b) + 1}{N_b} - D \right) \left( D - \frac{\text{floor}(DN_b)}{N_b} \right) \quad (3.15)$$

onde  $V_o$  é a tensão de saída,  $\text{floor}(DN_b)$  é uma função que retorna a parcela inteira do seu argumento e  $N_b$  é o número de fases em paralelo.

A característica de ondulação de corrente é apresentada na Figura 49 para diferentes números de fases e tensão na entrada  $V_o = 750$  V,  $f_s = 47$  kHz e  $L_b = 443$   $\mu$ H.

Figura 49: *Ripple* de corrente no conversor Boost *interleaved* para diferente número de fases.



Fonte: Zhang (2012)

Observa-se que para os mesmos parâmetros, a magnitude da variação de corrente diminui proporcionalmente ao número de fases, enquanto a frequência efetiva aumenta na mesma proporção. Esses resultados impactam positivamente nos projetos do indutor e capacitor (filtro), diminuindo os esforços de corrente nos capacitores, principalmente para potências elevadas.

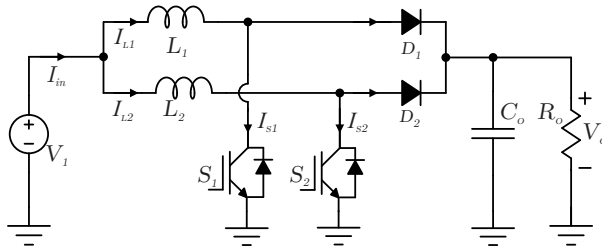
Na sequência será proposta a topologia do conversor com duas fases. Na Figura 49 está ilustrado que para o caso particular onde a razão cíclica é 0,5 a ondulação na corrente de entrada é nula (contínua). Para números pares de fases essa ondulação será sempre nula em  $D = 0,5$ , enquanto para composições ímpares a ondulação será sempre máxima (para cada configuração).



### 3.3 CONVERSOR BOOST INTERLEAVED PROPOSTO

O conversor Boost *interleaved* proposto possui duas fases, conforme pode ser visto na Figura 50.

Figura 50: Conversor Boost *interleaved* duas fases.



O ganho estático, relação entre as tensões de saída pela de entrada é o mesmo apresentado para o conversor Boost Clássico na expressão 3.7, Seção 3.1, exposto aqui na equação 3.16.

$$\frac{V_o}{V_1} = \frac{1}{1 - D} \quad (3.16)$$

Considerando o conversor ideal, ambas as fases processam a mesma quantidade de energia. Os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  recebem a mesma razão cíclica  $D$ , porém defasadas de  $180^\circ$  entre si, onde vale:  $0 \leq D \leq 1$ .

As etapas de operação são discutidas na seção que segue.

### 3.4 ETAPAS DE OPERAÇÃO

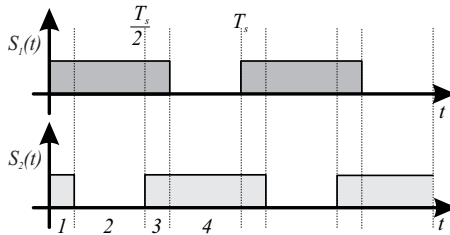
Nessa seção serão abordadas qualitativamente as etapas de operação do conversor.

O estudo das etapas de operação do conversor Boost *interleaved*, em dois casos dependendo da razão cíclica utilizada. Pode-se verificar dois intervalos de operação distintos com relação a razão cíclica:  $0 \leq D \leq 0,5$  e  $0,5 \leq D \leq 1$ .

### 3.4.1 Razão Cíclica $0,5 \leq D \leq 1$

Nessa condição durante os intervalos de tempo 1 e 3 os interruptores conduzem simultaneamente. Os sinais de comando dos interruptores são ilustrados na Figura 51.

Figura 51: Sinais de comando dos interruptores.



Os circuitos equivalentes de cada etapa de operação são apresentados na Figura 52.

1ª etapa:  $S_1$  e  $S_2$  em condução. Os diodos permanecem bloqueados enquanto a carga é alimentada pelo capacitor de saída, ver Figura 52a.

2ª etapa:  $S_1$  em condução e  $S_2$  bloqueado. O diodo  $D_2$  está em condução enquanto  $D_1$  permanece bloqueado, ver Figura 52b.

3ª etapa:  $S_1$  e  $S_2$  em condução. Os diodos permanecem bloqueados enquanto a carga é alimentada pelo capacitor de saída, ver Figura 52c.

4ª etapa:  $S_1$  está bloqueado e  $S_2$  em condução. O diodo  $D_2$  está bloqueado enquanto  $D_1$  conduz. Figura 52d.

### 3.4.2 Razão Cíclica $0 \leq D \leq 0,5$

Quando o conversor opera com razão cíclica inferior a 50 % os interruptores não operam simultaneamente, conseqüentemente sempre haverá ao menos uma das fases do conversor enviando energia para a saída. Os sinais de comando dos interruptores pode ser visto na Figura 53.

Figura 52: Etapas de operação para  $D \geq 0,5$ .

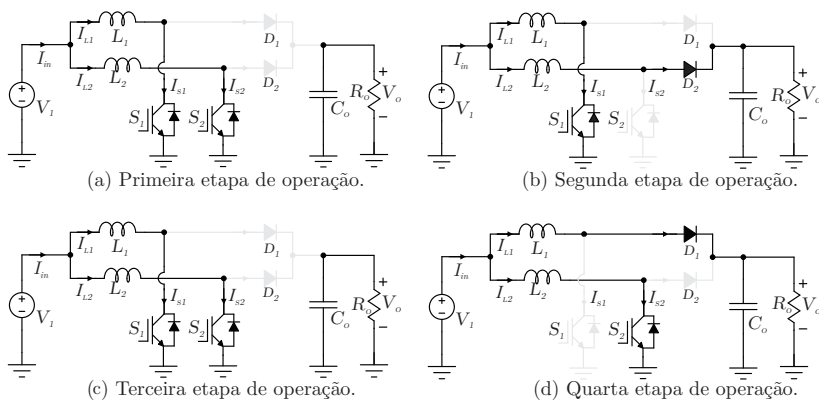
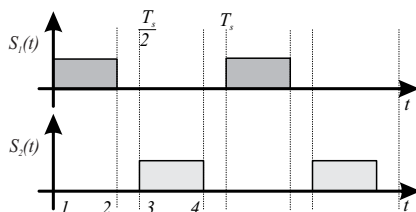


Figura 53: Sinais de comando dos interruptores.



Os circuitos equivalentes de cada etapa de operação são apresentados na Figura 54.

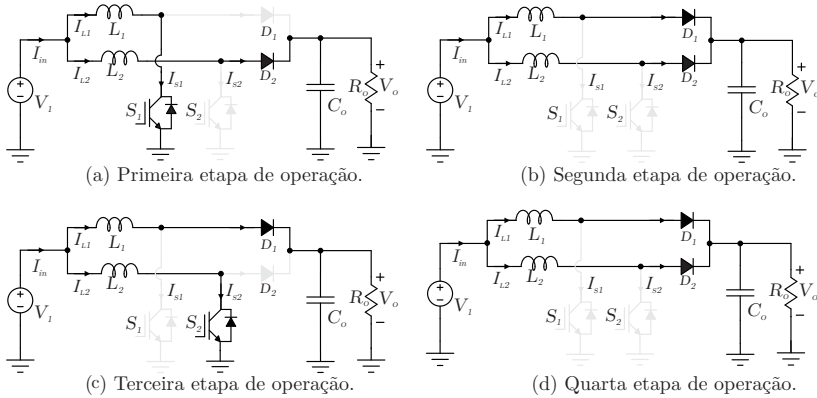
1ª etapa:  $S_1$  está em condução e  $S_2$  bloqueado. O diodo  $D_1$  permanece bloqueado enquanto  $D_2$  está em condução, ver Figura 54a.

2ª etapa:  $S_1$  e  $S_2$  encontram-se bloqueados. Os diodos  $D_1$  e  $D_2$  estão em condução, ver Figura 54b.

3ª etapa:  $S_1$  está bloqueado e  $S_2$  em condução. O diodo  $D_1$  está em condução enquanto  $D_2$  permanece bloqueado, ver Figura 54c.

4ª etapa:  $S_1$  e  $S_2$  encontram-se bloqueados. Os diodos  $D_1$  e  $D_2$  estão em condução, ver Figura 54d.

A corrente de entrada é a soma das duas correntes nos indutores,  $I_{L1}$  e  $I_{L2}$ , onde o efeito do deslocamento de fase, nas correntes dos

Figura 54: Etapas de operação para  $D \leq 0,5$ .

indutores, provoca a anulação mútua e a redução da ondulação na corrente vista pela entrada. A melhor situação ocorre quando a razão cíclica se aproxima de 0,5. Neste ponto, o capacitor de saída necessita filtrar apenas a ondulação da corrente no indutor. As formas de onda para a topologia, nessa situação, são ilustradas na Figura 55.

Como a tensão do barramento CC, ao qual a saída do conversor é conectada, será controlada pelo inversor, a tensão de saída do conversor Boost *interleaved* pode ser considerada constante ( $V_o$ ).

Os esforços de tensão e de corrente em cada fase do conversor são obtidos de forma semelhante ao conversor Boost Clássico, partindo do pressuposto que a potência processada pelas fases são idênticas (AJIT, 2014). Dessa forma, a ondulação de corrente na entrada e na saída são os únicos parâmetros que diferem do caso clássico.

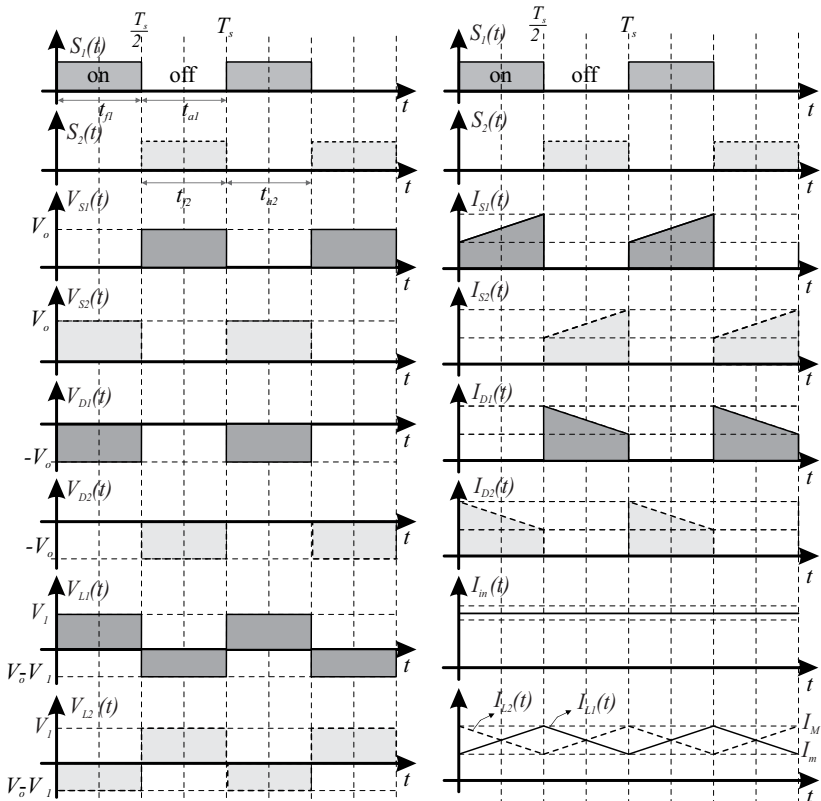
### 3.5 ANÁLISE DOS ESFORÇOS

Nessa seção será apresentado o equacionamento matemático usado no dimensionamento.

#### 3.5.1 Tensão de Entrada Nominal

A tensão de entrada do conversor Boost é a tensão média retificada, cujo valor nominal depende das características do gerador utili-

Figura 55: Formas de onda de tensão e corrente do conversor Boost *interleaved* duas fases com  $D = 0,5$ .



zado.

Definida a tensão na entrada é possível obter a razão cíclica para a potência nominal a partir da expressão 3.16:

$$D = 1 - \frac{V_1}{V_o} \quad (3.17)$$

### 3.5.2 Indutor

A corrente média que flui através do indutor é obtida a partir da corrente média de saída ( $I_o$ ), dada pela equação 3.19.

$$2I_L(1 - D) = I_o \quad (3.18)$$

$$I_L = \frac{I_o}{2(1 - D)} \quad (3.19)$$

A seleção do valor da indutância a ser utilizada é estabelecida com base no nível de ondulação (*ripple*) aceitável para a corrente de entrada, definida em projeto. De maneira geral, a ondulação de corrente por fase no indutor é estabelecida como sendo uma porcentagem da corrente média no indutor. Para essa topologia sugere-se  $\Delta I_L\% \approx 20\%$  (CREWS, 2013).

O valor absoluto da ondulação da corrente é dado por

$$\Delta I_L = I_L \Delta I_L\% \quad (3.20)$$

Considerando  $\Delta I_L$  uma definição de projeto, a máxima corrente no indutor pode ser obtida pela expressão 3.21, enquanto a mínima é dada pela equação 3.22:

$$I_M = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (3.21)$$

$$I_m = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} \quad (3.22)$$

A corrente eficaz que circula através do indutor é dada por obtido de (LAZZARIN, 2016):

$$I_{L_{rms}} = \sqrt{\left[ I_L^2 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta I_L}{2} \right)^2 \right]} \quad (3.23)$$

No uso da técnica *interleaving* a indutância é dimensionada de forma semelhante ao conversor Boost clássico, como visto na equação 3.14, reescrita aqui na equação 3.24:

$$L = \frac{V_1 D}{\Delta I_L f_s} \quad (3.24)$$

### 3.5.3 Diodos

A tensão máxima sobre os diodos ocorre quando o respectivo interruptor está em condução, esse valor é a tensão de saída, expressão 3.25.

$$V_D = V_o \quad (3.25)$$

Em cada fase do conversor, a corrente média que atravessa o diodo ( $I_D$ ) é a metade da corrente média na saída  $I_o$ , equação 3.26.

$$I_D = \frac{I_o}{2} \quad (3.26)$$

A corrente eficaz no diodo é encontrada através da expressão 3.27, obtido de (LAZZARIN, 2016):

$$I_{D_{rms}} = \sqrt{D' \left[ I_L^2 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta I_L}{2} \right)^2 \right]} \quad (3.27)$$

onde  $D'$  é a razão cíclica complementar, estabelecida na equação 3.28, enquanto a ondulação de corrente no indutor  $\Delta I_L$  é especificação de projeto.

$$D' = 1 - D \quad (3.28)$$

A corrente de pico no diodo é dada pela corrente máxima no indutor, equação 3.29:

$$I_{D_{pico}} = I_M \quad (3.29)$$

### 3.5.4 Interruptores

A tensão máxima sobre os interruptores será a própria tensão de saída  $V_o$ :

$$V_s = V_o \quad (3.30)$$

A partir da corrente média no indutor, e do intervalo de condução do interruptor, encontra-se a corrente média no interruptor, dada pela equação 3.31.

$$I_s = DI_L \quad (3.31)$$

A corrente eficaz é obtida a partir da equação 3.32, obtido de (LAZZARIN, 2016):

$$I_{S_{rms}} = \sqrt{D \left[ I_L^2 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta I_L}{2} \right)^2 \right]} \quad (3.32)$$

### 3.5.5 Corrente Injetada no Barramento CC

A tensão do barramento é estabelecida em projeto e deve atender a dois requisitos: 1) Tensão mínima que permite a injeção de potência na rede pelo inversor; 2) Garantir os níveis de tensão para o seguimento da máxima potência, pelo conversor Boost, em toda a faixa de operação.

A corrente média injetada no barramento CC, pelo conversor Boost *interleaved*, pode ser obtida através da expressão 3.33, sendo  $P_o$  a potência nominal do projeto.

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (3.33)$$



### 3.6 ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO CONVERSOR BOOST

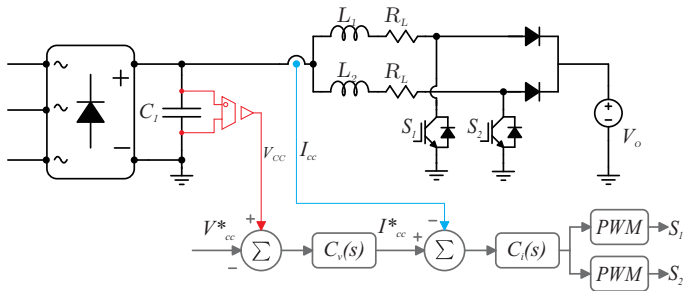
A estratégia de controle do conversor Boost discutida neste trabalho visa regular a tensão na entrada do conversor, a partir de uma tensão de referência fornecida pelo sistema de MPPT que será estudado no Capítulo 4.

A estrutura do sistema de microgeração proposta dispõe do uso de retificação passiva, como apresentado no início desse capítulo na Figura 43. Essa linha de pesquisa não é novidade na literatura por ser uma estrutura simples e baixo custo (GUERRERO et al., 2016), (SOKOLOVS; GRIGANS, 2015).

A topologia Boost também é comumente empregada para esse tipo de aplicação, em energias renováveis, conforme estudo feito por Chen et al. (2010).

O objetivo da estratégia de controle é regular a tensão retificada (tensão de entrada do conversor), de modo a controlar a velocidade angular da máquina. Na Figura 56 está ilustrada a estratégia de controle escolhida. Assim, propõe-se realizar o controle do conversor Boost através da utilização de duas malhas em cascata, uma para regulação da corrente na entrada e outra a tensão na entrada.

Figura 56: Estratégia de controle do conversor Boost aplicada aos sistema eólico.



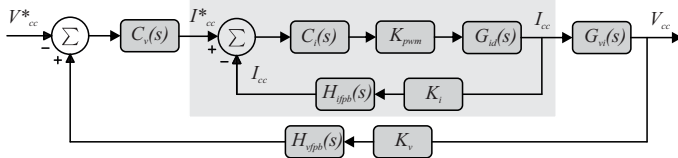
O diagrama de blocos inicia com a malha de tensão. A referência de tensão  $V_{cc}^*$ , fornecida pelo sistema de MPPT, é comparada com a tensão lida do conversor, gerando um erro que será compensado por  $C_v(s)$ . A saída de  $C_v(s)$  é a referência para a malha de corrente. Observa-se que o somatório das tensões de referência e lida apresentam fases trocas (sinais de soma e subtração), isso será esclarecido posteriormente.

A malha de corrente inicia com a subtração das correntes de referência  $I_{cc}^*$ , e a corrente lida  $I_{cc}$ , essa subtração forma um sinal de erro compensado por  $C_i(s)$ . A saída do compensador será aplicada ao modulador PWM (*Pulse-Width Modulation*) para gerar os pulsos de comando para os interruptores.

O circuito da Figura 56 pode ser reescrito em uma representação completa por diagrama de blocos, exposto na Figura 57. Nessa nova representação, o comportamento dinâmico do conversor foi expresso pelas plantas de corrente de entrada por razão cíclica ( $G_{id}(s)$ ) e tensão de entrada por corrente de entrada ( $G_{vi}(s)$ ).

A região sombreada destaca a malha interna, de corrente, caracterizada por ser rápida em comparação com a malha externa, de tensão. A malha de tensão apresenta na sua saída o sinal de referência para a corrente de entrada do conversor. Para o funcionamento adequado dessa estratégia se faz necessário o desacoplamento dinâmico das malhas de controle (COELHO, 2016). Entende-se por desacoplamento dinâmico frequências de cruzamento com diferença maior ou igual que 1 década entre as malhas ( $f_{c_i} \geq 10f_{c_v}$ ).

Figura 57: Diagrama de blocos do sistema de controle.



Para a implementação do sistema de controle se fazem-se necessárias as funções de transferências do conversor Boost, que será realizado na seção que segue.

### 3.7 MODELAGEM ORIENTADA AO CONTROLE

Nesta seção serão obtidos os modelos matemáticos necessários para projetar os controladores adequadamente. O modelo deve descrever o comportamento do conversor mediante perturbações.

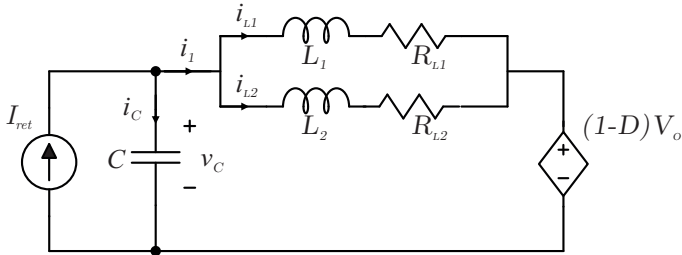
A técnica de modelagem adotada emprega o conceito de valor médio quase-instantâneo que pode ser entendido como o valor médio de uma grandeza ao longo de um período de comutação  $T_s$ . Essa técnica parte do pressuposto que as constantes de tempo da dinâmica do con-

versor são muito maiores do que o período de comutação (FACCHINELLO, 2017).

A Figura 58 apresenta o modelo médio não linear do conversor Boost. Os interruptores são substituídos pelo seu valor médio de tensão durante um período de comutação  $T_s$ .

Para um dado ponto de operação, o conjunto formado pelo PMSG com ponte retificadora pode ser modelado como uma fonte de corrente constante ( $I_{Ret}$ ), aplicado sobre o filtro de entrada. A tensão de saída é considerada constante (sem perturbação).

Figura 58: Modelo médio do conversor Boost.



Os resistores vistos na Figura 58 representam as não idealidades nos condutores dos respectivos indutores. Tanto os indutores quanto os resistores serão considerados simétricos entre as fases do conversor de acordo com as equações 3.34 e 3.35. A corrente na entrada é dividida simetricamente nos indutores, ou seja, são iguais ( $i_{L1} = i_{L2}$ ) resultando em 3.36.

$$L = L_1 = L_2 \quad (3.34)$$

$$R = R_{L1} = R_{L2} \quad (3.35)$$

$$i_1 = 2i_L = i_{L1} + i_{L2} \quad (3.36)$$

Escrevendo a equação da corrente no capacitor e da tensão no indutor do circuito da Figura 58, respectivamente:

$$i_c = I_{Ret} - 2i_L \quad (3.37)$$

$$v_L = v_c - (1 - D)V_o - Ri_L \quad (3.38)$$

Reescrevendo 3.37 e 3.38 obtêm-se 3.39 e 3.40:

$$C \frac{dv_c}{dt} = I_{Ret} - 2i_L \quad (3.39)$$

$$L \frac{di_L}{dt} = v_c - (1 - D)V_o - Ri_L \quad (3.40)$$

As equações 3.39 e 3.40 serão perturbadas em torno de um determinado ponto de operação, conforme apresentado na equação 3.41. Considera-se que a tensão de saída ( $V_o$ ) não sofre perturbações, a mesma será controlada pelo estágio inversor, cuja malha de controle deve devidamente projetadas para garantir o desacoplamento necessário.

$$\begin{cases} D = D_o + \Delta d \\ v_c = V_{c_o} + \Delta v_c \\ i_L = I_{L_o} + \Delta i_L \end{cases} \quad (3.41)$$

Reescrevendo as equações 3.39 e 3.40 aplicando as perturbações supracitadas:

$$C \frac{d(V_{c_o} + \Delta v_c)}{dt} = I_{Ret} - 2(I_{L_o} + \Delta i_L) \quad (3.42)$$

$$L \frac{d(I_{L_o} + \Delta i_L)}{dt} = (V_{c_o} + \Delta v_c) - (1 - (D_o + \Delta d))V_o - R(I_{L_o} + \Delta i_L) \quad (3.43)$$

Com essas expressões torna-se possível obter o modelo médio de pequenos sinais do conversor.

### 3.7.1 Modelo de Pequenos Sinais

As variáveis perturbadas, nas equações 3.42 e 3.43, podem ser separadas daquelas referente ao ponto de operação (regime permanente). As equações com os termos perturbados são apresentadas em 3.44 e 3.45:

$$C \frac{d\Delta v_c}{dt} = -2\Delta i_L \quad (3.44)$$

$$L \frac{d\Delta i_L}{dt} = \Delta v_c + \Delta dV_o - R\Delta i_L \quad (3.45)$$

Aplicando a transformada de Laplace e encontra-se 3.46 e 3.47:

$$Cs\Delta v_c = -2\Delta i_L \quad (3.46)$$

$$Ls\Delta i_L = \Delta v_c + \Delta dV_o - R\Delta i_L \quad (3.47)$$

A partir dessas equações são obtidas três funções capazes de descrever diferentes comportamentos dinâmicos do conversor.

### 3.7.1.1 Função de Transferência da Tensão *Versus* Corrente na Entrada

A partir das equações 3.46, 3.47 e a relação entre as correntes nos indutores e de entrada vista em 3.36, obtém-se a função de transferência da tensão de entrada *versus* corrente média na entrada, expressão 3.48.

$$\frac{\Delta v_c(s)}{\Delta i_1(s)} = \frac{-1}{sC} \quad (3.48)$$

A opção de fazer a leitura da corrente  $i_1$  na entrada do conversor é atrativa por utilizar apenas um sensor de corrente. A corrente na entrada será simetricamente dividida entre os indutores desde que as impedância de cada fase do conversor sejam iguais.

### 3.7.1.2 Função de Transferência da Tensão de Entrada *Versus* Razão Cíclica

A expressão que descreve a tensão na entrada do conversor Boost em função da razão cíclica é obtida a partir das expressões 3.46 e 3.47, onde o resultado pode ser visto na equação 3.49.

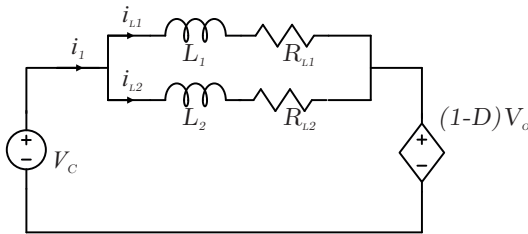
$$\frac{\Delta v_c(s)}{\Delta d(s)} = \frac{2V_o}{LC} \frac{1}{s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{2}{LC}} \quad (3.49)$$

Essa equação é utilizada para fazer o controle da tensão na saída da ponte retificadora em um sistema que possibilita a leitura tanto do vento quando da velocidade angular da máquina. Uma abordagem didática que permite o entendimento do controle da velocidade angular da máquina eólica, será utilizada no Capítulo 4 para aferir a eficácia do controle da velocidade mecânica atuando sobre a tensão na entrada. De fato, será aplicada apenas nessa simulação computacional.

### 3.7.1.3 Função de Transferência da Corrente de Entrada *Versus* Razão Cíclica

A modelagem da planta de corrente na entrada conversor ( $i_1$ ), foi realizada a partir da Figura 59, na qual é apresentado o modelo médio não linear do conversor Boost *interleaved* utilizado. Os interruptores foram substituídos pelo valor médio da tensão sobre os mesmos durante um período de comutação  $T_s$ .

Figura 59: Modelo médio do conversor Boost *interleaved*.



A equação da tensão sobre o indutor  $L_1$  é descrita conforme 3.50.

$$v_L = v_c - (1 - D)V_o - Ri_L \quad (3.50)$$

Reescrevendo a equação 3.50:

$$L \frac{di_L}{dt} = V_c - (1 - D)V_o - Ri_L \quad (3.51)$$

Observa-se que a equação 3.50 é matematicamente igual a equação 3.40, obtida anteriormente. A tensão na entrada é considerada constante neste equacionamento. Utilizando esses resultados, a equação linearizada é descrita na equação 3.47. Manipulando adequa-

damente tal equação obtém-se 3.52:

$$\frac{\Delta i_1(s)}{\Delta d(s)} = \frac{2V_o}{sL + R} \quad (3.52)$$

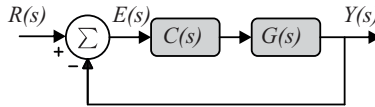
A equação relaciona a corrente na entrada do conversor em função da razão cíclica.

### 3.8 DEFINIÇÃO DOS CONTROLADORES

Essa seção apresenta uma breve discussão sobre possíveis compensadores para realizar a ação de controle do sistema eólico.

A estrutura de controle é indicada na Figura 60, onde  $C(s)$  e  $G(s)$  são as funções de transferência do compensador e da planta a ser controlada, respectivamente.

Figura 60: Estrutura de controle.



Na sequência serão discutidas, de maneira breve, estruturas clássicas convenientes para essa aplicação.

#### 3.8.1 Controlador Proporcional Integral (PI)

O compensador do tipo Proporcional Integral (PI) é largamente empregado na indústria para controle de processos devido a simplicidade de implementação e eficácia na ação de controle. Técnicas de projeto no domínio da frequência ou o método do Lugar Geométrico das Raízes (LGR) são ferramentas eficientes para determinar os parâmetros do controlador.

A expressão matemática que descreve o controlador do tipo PI no domínio da frequência pode ser vista em diferentes arranjos na equação 3.53.

$$C_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p s + K_i}{s} = K_p \frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{s} \quad (3.53)$$

Alternativamente encontra-se na literatura (COELHO, 2016) a expressão:

$$C_{PI}(s) = K_p \frac{s + \omega_z}{s} \quad (3.54)$$

Efetivamente, o compensador do tipo PI apresenta duas ações de controle distintas, uma proporcional ao erro e outra proporcional a integral do erro.

A ação de controle proporcional é essencialmente um amplificador, cujo ganho ajustável é definido em projeto.

O termo integrativo tem a característica de fornecer uma saída não nula após o sinal de erro ter sido zerado. Este comportamento é consequência do fato de que a saída depende dos valores passados do erro e não do valor atual. Em outras palavras, erros passados “carregam” o integrador com um determinado valor, o qual persiste mesmo que o erro se torne nulo. Como consequência, distúrbios constantes podem ser rejeitados com erro nulo já que não é necessário que o erro seja não nulo para dar origem a ação nessa parcela do controle.

A presença do termo de natureza integral irá reduzir ou eliminar erros estacionários. Porém, esse termo corresponde a um polo na origem da função de transferência da malha direta, consequentemente há aumento do tipo do sistema (DORF; BISHOP, 2001), (LAC, 2015).

Como pode ser observado, o modelo a ser controlado dado pela expressão 3.48 é de primeira ordem do tipo 1 (contém um integrador na planta), e os modelos das equações 3.52 e 3.49 são funções de segunda ordem, do tipo 0 (não contém nenhum integrador na planta).

Ao utilizar o compensador do tipo PI, o mesmo acrescentará um polo na origem (integrador) e um zero em  $-\omega_z$ . O integrador irá proporcionar ao sistema a capacidade de rejeitar perturbações em degrau, enquanto o zero do controlador pode ser usado para atender requisitos de transitórios.

O sistema do tipo 1 (equação 3.48) já apresenta um integrador, ou seja, a própria planta possui capacidade de rejeitar perturbações em degrau. Nesse caso, a estabilidade poderia ser atingida utilizando apenas compensador do tipo proporcional ( $K_p$ ).

A flexibilidade do compensador do tipo PI o faz uma escolha natural, além de ajustar o ganho para a estabilidade é possível atender critérios de transitório, diferentemente do compensador mais simples, como do tipo proporcional.



### 3.8.2 Controlador Proporcional Integral Derivativo (PID)

Controladores do tipo Proporcional Integral Derivativo (*Proportional Integral Derivative*) são considerados como uma importante e popular ferramenta para o controle de sistemas lineares. Esse tipo de compensador está entre os mais empregados em aplicações industriais (LAC, 2015).

O compensador do tipo PID é composto por três ações de compensação: proporcional, integrativa e derivativa. As duas primeiras parcelas são as mesmas discutidas na Seção 3.8.1. A novidade está no terceiro termo, derivativo.

A expressão matemática que descreve o controlador pode ser conferida na equação 3.55.

$$C_{PID}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (3.55)$$

O termo derivativo tem o papel de aumentar o amortecimento e melhorar a estabilidade de um sistema. A ação do termo derivativo é proporcional à variação do erro. Assim, o controlador “se antecipa” à ocorrência de erro. Essa característica torna o controlador sensível à taxa de variação do erro tem o efeito de aumentar o amortecimento do sistema (LAC, 2015).

A combinação dos termos de natureza proporcional, integral e derivativa é normalmente utilizada para obter um grau aceitável de redução de erro estacionário, com boas características de estabilidade, amortecimento e velocidade de resposta.

Na prática, um filtro passa-baixas é utilizado para evitar que o ramo derivativo amplifique sinais de ruído (CAMPOS, 2016). Nesse caso a planta do filtro pode ser vista na expressão 3.56:

$$C_{PID}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{K_d s}{1 + T_f s} \quad (3.56)$$

onde  $T_f$  é a constante de tempo do filtro.

No projeto do controlador PID, quando o modelo da planta é conhecido, pode-se aplicar as técnicas usuais como LGR ou alocação de polos e zeros.

Quando o modelo da planta não é conhecido, os parâmetros do compensador podem ser escolhidos a partir do método de Ziegler-

Nichols (primeira ou Segunda Regra) encontrada na literatura clássica (DORF; BISHOP, 2001), (CAMPOS, 2016) e (OGATA, 2011).

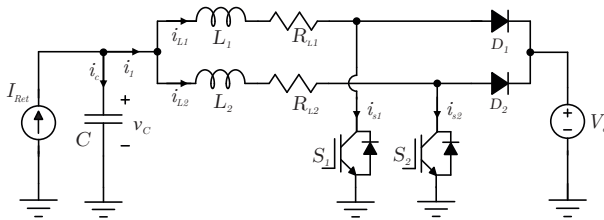
Assim como o PI, o compensador do tipo PID também pode ser utilizado para a compensação do sistema, inclusive com os benefícios do ramo derivativo.

### 3.9 VALIDAÇÃO DOS MODELOS

Para validar o desenvolvimento teórico realizado, foram realizados testes computacionais empregando-se o *software* PSIM.

A metodologia consiste em comparar os modelos obtidos analiticamente na Seção 3.7 com o modelo comutado computacional (ideal). O modelo do circuito comutado pode ser visto na Figura 61.

Figura 61: Modelo do circuito comutado para validação das plantas do conversor Boost.



Os parâmetros do ponto de operação podem ser vistos na Tabela 3.

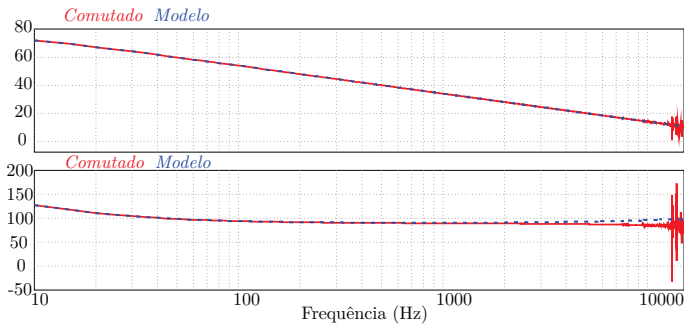
Tabela 3: Parâmetros empregados na validação da planta.

Parâmetro	Valor Utilizado
Tensão na entrada ( $V_1$ )	355 V
Tensão de saída ( $V_o$ )	600 V
Corrente na entrada ( $I_1$ )	14,2 A
Razão cíclica ( $D$ )	0,41
frequência de comutação ( $f_s$ )	30 kHz
Capacitor ( $C_1$ )	345 $\mu$ F
Indutores ( $L_1 = L_2$ )	3,81 mH
Resistência do indutor ( $R_{L1} = R_{L2}$ )	0,19 $\Omega$

Os resultados da validação da planta de corrente na entrada do

conversor pela razão cíclica, equação 3.52, podem ser vistos na Figura 62. Todos os parâmetros referentes a ponto de operação são considerados, inclusive a razão cíclica  $D$ , enquanto a perturbação  $\Delta d$  é aplicada. Ambos os sinais são coincidentes, exceto em alta frequência onde o modelo teórico passa a apresentar desvios. Entretanto, para o projeto de controle esses resultados são satisfatórios, uma vez que, o mesmo deve empregar frequência de corte máxima de 6 kHz, devido a requisitos de atenuação a ruídos na frequência de comutação.

Figura 62: Validação da função de transferência de corrente na entrada *versus* razão cíclica.

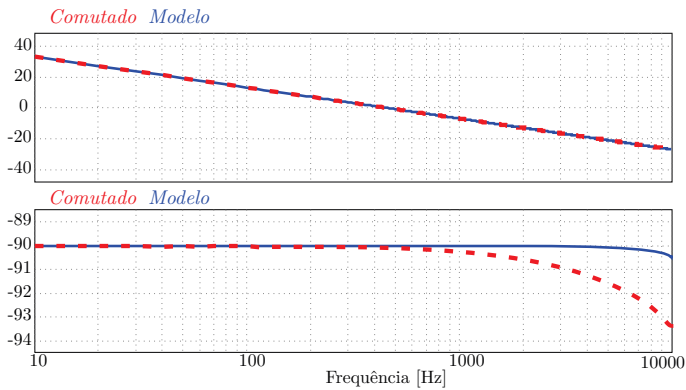


Na Figura 63 são apresentados os resultados para função de transferência da tensão *versus* corrente na entrada, expressa pela equação 3.48. Como a função de transferência avalia uma variação de corrente média após o capacitor  $C_1$ , os indutores foram considerados como fontes de corrente ideal composta por uma parte relacionada ao regime permanente  $\left(I_L = \frac{I_1}{2}\right)$  e outra relacionada a perturbação  $(\Delta i_L)$ . O restante do modelo do conversor foi mantido inalterado.

Para uma ampla faixa de frequências os modelo apresentam características bem similares, a divergência de fase ocorre o somente em frequências elevadas. Dessa forma, a planta foi considerada válida. De fato, o projeto do controle dessa malha será lento, a banda passante fica abaixo de 100 Hz. Assim a discrepância em frequências superiores não comprometem os resultados do trabalho.

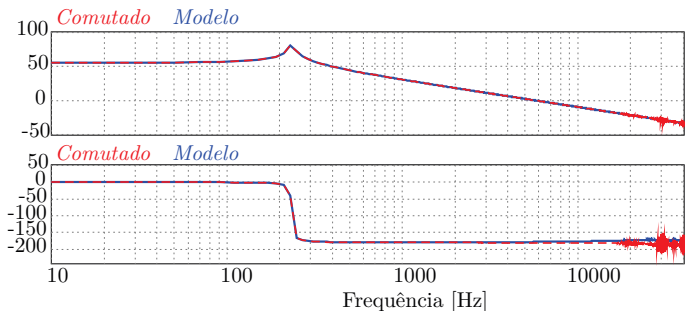
Por fim, a validação da planta de tensão na entrada *versus* razão cíclica, deduzida e apresentada na equação 3.49, pode ser vista na Figura 64. O modelo comutado utilizado é conforme apresentado na Figura 61. Novamente, é possível observar que para uma larga faixa de frequências os resultados são coincidentes, vindo a divergir ligeiramente

Figura 63: Validação da função de transferência de tensão de entrada por corrente de entrada.



em altas frequências. Dessa forma, considera-se que a equação teórica é válida.

Figura 64: Validação da função de transferência de tensão na entrada por razão cíclica.



Com isso, foram apresentadas todas as ferramentas necessárias para fazer o dimensionamento dos componentes do conversor Boost. Também foram analisadas as funções de transferências que descrevem o conversor para projeto de controle, com suas respectivas validações.

### 3.10 CONCLUSÃO

Nesse capítulo foi apresentado o estudo do conversor Boost para aplicação em sistemas eólicos de pequeno porte. Para potencializar o volume de potência processada foi adotado a técnica *interleaving*. Também foi apresentado o equacionamento orientado para o dimensionamento dos componentes.

Foi realizada a modelagem do conversor orientada para o controle do sistema eólico, com as principais funções de transferência que descrevem sua dinâmica. Além disso, foi proposta uma estratégia de controle para atuar sobre a tensão de entrada do conversor, tensão retificada ( $V_1 = V_{cc}$ ), com a qual pretende-se realizar o controle da velocidade da turbina eólica.

Por fim, validou-se no domínio da frequência, das funções de transferência do conversor Boost modeladas.

No capítulo que segue será apresentada uma estratégia de seguimento da máxima potência, assim como, o controle da velocidade da turbina.



## 4 MPPT E CONTROLE DE VELOCIDADE

Nesse capítulo pretende-se apresentar uma estratégia para o controle da velocidade da turbina eólica. O objetivo é mostrar a possibilidade de realizar o controle da velocidade da turbina a partir do controle da tensão retificada  $V_{cc}$ .

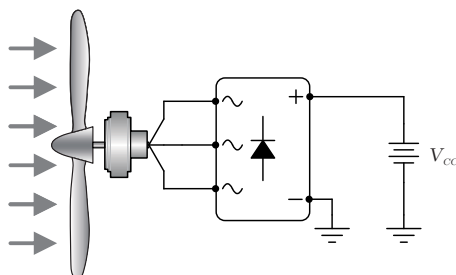
Também será proposta uma técnica de rastreamento de máxima potência para sistemas de pequeno porte.

### 4.1 MODELAGEM DA PLANTA PARA CONTROLE DE VELOCIDADE

Nessa seção será apresentada a função de transferência que descreve dinamicamente a velocidade angular da turbina em função da tensão retificada  $V_{cc}$ .

Considerando o sistema eólico dado pelo conjunto turbina-gerador-ponte retificadora com tensão imposta na saída, conforme ilustrado na Figura 65, busca-se uma função de transferência capaz de descrever o comportamento da velocidade angular  $\omega_m$  em função da tensão retificada.

Figura 65: Sistema eólico com tensão imposta.



Fonte: adaptado de Tibola (2009).

O eixo da turbina e do gerador elétrico são acoplados diretamente, ou seja, velocidade angular e torque são dois parâmetros compartilhados por esse conjunto. A seguir, será feito o equacionamento dos torques mecânico e elétrico para a composição de uma equação dinâmica do sistema.

### 4.1.1 Função de Transferência para o Torque Mecânico

A análise realizada nessa seção serve para a obtenção da uma equação para o torque mecânico, capaz de descrever o mesmo a partir das características aerodinâmicas da turbina eólica.

As expressões que descrevem o comportamento mecânico já foram discutidas no Capítulo 1.7. As expressões serão retomadas nessa seção apenas para análise do torque mecânico.

A velocidade do vento pode ser escrita como uma função dos parâmetros da turbina, a partir da equação 1.21, conforme a equação 4.1.

$$v_w = \frac{R_w}{\lambda} \omega_m \quad (4.1)$$

A potência mecânica é descrita pela equação 1.24 e será reescrita em 4.2:

$$P_m(\lambda, \beta) = \frac{1}{2} \rho_{ar} A v_w^3 C_p(\lambda, \beta) \quad (4.2)$$

A potência mecânica extraída pela turbina é uma função do TSR e do  $C_p$ . Assim, a potência mecânica pode ser escrita a partir da equações 4.1 e 4.3 em 4.2, cujo resultado pode ser visto na expressão 4.4.

$$C_p = C_p(\lambda, \beta) \quad (4.3)$$

$$P_m(\omega_m) = \frac{1}{2} \frac{\rho_{ar} A R^3 C_p}{\lambda^3} \omega_m^3 \quad (4.4)$$

O torque mecânico no eixo dado por 1.25, reescrito em 4.5:

$$T_m(\omega_m) = \frac{P_m}{\omega_m} \quad (4.5)$$

Escrevendo a expressão do torque mecânico, exposto na equação 4.5, com o resultado obtido em 4.4 se obtém uma relação entre o torque



mecânico e a velocidade angular, apresentado na equação 4.6:

$$T_m(\omega_m) = \alpha_m \omega_m^2 \quad (4.6)$$

Onde  $\alpha_m$  é fornecido pela equação 4.7:

$$\alpha_m = \frac{1}{2} \frac{\rho_{ar} A R^3 C_p}{\lambda^3} \quad (4.7)$$

A equação 4.6 descreve o torque mecânico como função da velocidade angular mecânica, enquanto o termo  $\alpha_m$  possui parâmetros aerodinâmicos construtivos e ambientais da turbina.

Para obter o modelo de pequenos sinais do torque perturba-se a expressão 4.6:

$$\begin{cases} T_m = (T_{m_o} + \Delta T_m) = T_{m_o} + \Delta T_m \\ \omega_m^2 = (\omega_{m_o} + \Delta \omega_m)^2 = \Delta \omega_m^2 + 2\omega_{m_o} \Delta \omega_m + \omega_{m_o}^2 \end{cases} \quad (4.8)$$

Aplicando a equação 4.8 em 4.6 obtém-se duas equações. A primeira é referente aos termos de ordem 0, que representa o ponto de operação, observada em 4.9. A segunda equação, 4.10, é constituída apenas pelo termo de primeira ordem, portanto é linear.

$$T_{m_o} = \alpha_{m_o} \omega_{m_o}^2 \quad (4.9)$$

$$\Delta T_m = 2\alpha_{m_o} \omega_{m_o} \Delta \omega_m \quad (4.10)$$

O parâmetro  $\alpha_{m_o}$  refere-se ao ponto de operação. A equação 4.10 é a função que relaciona variações do torque mecânico e velocidade angular.

#### 4.1.2 Função de Transferência para o Torque Elétrico

Nessa seção será apresentada a formulação para o torque elétrico necessária para a composição da equação que descreve a dinâmica do sistema apresentado na próxima seção.

O torque elétrico é descrito a partir da equação da potência elétrica na saída da ponte retificadora, dada pela equação 2.63, obtida

por Nora (2012) e repetida em 4.11:

$$P_{cc} = \frac{20\sqrt{2}k_a V_{cc}}{\pi^2 N_p L_s} \sqrt{81 - 2 \left( \frac{\pi^2}{30k_a} \right)^2 \left( \frac{V_{cc}}{\omega_m} \right)^2} \quad (4.11)$$

Reescrevendo de maneira simplificada encontra-se a equação 4.12:

$$P_{cc} = a_1 V_{cc} \sqrt{81 - a_2 \left( \frac{V_{cc}}{\omega_m} \right)^2} \quad (4.12)$$

Onde as constantes  $a_1$  e  $a_2$  são dadas pelas equações 4.13 e 4.14 respectivamente.

$$a_1 = \frac{20\sqrt{2}k_a}{\pi^2 N_p L_s} \quad (4.13)$$

$$a_2 = 2 \left( \frac{\pi^2}{30k_a} \right)^2 \quad (4.14)$$

O torque elétrico é obtido a partir da expressão 4.12 da potência elétrica, conforme 4.15:

$$T_e = \frac{P_{cc}}{\omega_m} \quad (4.15)$$

A partir das equações 4.15 e 4.12 uma expressão geral para o torque elétrico pode ser escrita conforme a expressão 4.16:

$$T_e(V_{cc}, \omega_m) = \frac{a_1 V_{cc}}{\omega_m} \sqrt{81 - \frac{a_2 V_{cc}^2}{\omega_m^2}} \quad (4.16)$$

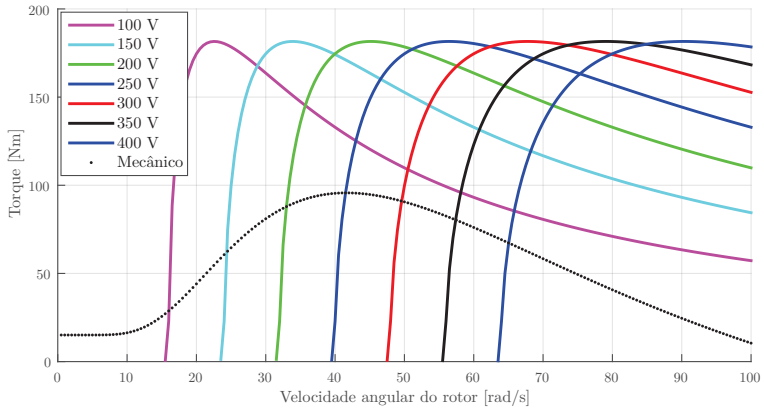
O torque elétrico descrito pela expressão 4.16 é apresentado como um conjunto de curvas na Figura 66. Nela observa-se o torque do gerador em função da velocidade angular da turbina para diferentes valores de tensão retificada. A linha pontilhada (em cor preta) apresenta o

torque mecânico para velocidade nominal de vento (12 m/s), cuja expressão é vista em 4.17, obtida a partir da equação 4.5.

$$T_m(\omega_m, \lambda, \beta) = \frac{1}{2} \frac{\rho_{ar} A v_w^3 C_p(\lambda, \beta)}{\omega_m} \quad (4.17)$$

Observa-se que na faixa de operação da turbina, as linhas de torques se interceptam uma única vez para uma dada tensão. Essa característica se faz necessária para haver um único ponto de operação definido.

Figura 66: Torques elétricos e mecânico do gerador.



O comportamento do torque elétrico mostra-se altamente não linear para regiões de torque elevado, independentemente do valor da tensão retificada. Entretanto, observa-se que na região de operação, onde os torques elétricos e mecânico são correspondentes, o torque elétrico pode ser descrito por uma equação linear no entorno de um determinado ponto de operação. Na sequência será obtida essa equação.

Para uma dada tensão retificada fixa  $V_{cc}$ , o torque pode ser descrito por uma equação de primeira ordem do tipo:

$$T_{e_{linear}}(\omega_m, V_{cc}) = \alpha_e V_{cc} + \beta_e \omega_m \quad (4.18)$$

O ponto de operação pode ser escolhido através da observação da Figura 66. Esse ponto é dado por:

$$\begin{cases} V_{cc} = V_{cc_o} \\ \omega_m = \omega_{m_o} \\ T_e = T_{e_o} \\ T_m = T_{m_o} \end{cases} \quad (4.19)$$

A derivada do torque elétrico em relação a velocidade angular em é obtida na equação 4.16 e exibida na equação 4.20:

$$\frac{\partial T_e(V_{cc}, \omega_m)}{\partial \omega_m} = \frac{a_1 a_2 V_{cc}^3}{\omega_m^4 \sqrt{81 - a_2 \frac{V_{cc}^2}{\omega_m^2}}} - \frac{\sqrt{81 - a_2 \frac{V_{cc}^2}{\omega_m^2}}}{\omega_m^2} \quad (4.20)$$

Sabendo que  $\beta_e$  é a derivada do torque elétrico em relação a velocidade angular (no ponto de operação), então o valor de  $\beta_e$  pode ser determinado a partir da equação 4.20:

$$\beta_{e_o} = \frac{\partial T_e(V_{cc_o}, \omega_{m_o})}{\partial \omega_{m_o}} \quad (4.21)$$

A partir das equações 4.18, 4.19 e 4.21 encontra-se o valor de  $\alpha_e$ :

$$T_{e_{linear}}(\omega_{m_o}, V_{cc_o}) = T_{e_o} = \alpha_e V_{cc_o} + \beta_{e_o} \omega_{m_o} \quad (4.22)$$

$$\alpha_{e_o} = \frac{T_{e_o} - \beta_{e_o} \omega_{m_o}}{V_{cc_o}} \quad (4.23)$$

Com isso, todos os termos de 4.18 são determinados e, consequentemente, a expressão para o torque elétrico.

Para o ponto de operação  $T_o$ , ilustrado e na Figura 67, os dados para a linearização são descritos, com auxílio de uma planilha de cálculo, na equação 4.24 :

$$\begin{cases} V_{cc_o} = 350 \text{ V} \\ \omega_{m_o} = 57,679 \text{ rad/s} \\ T_{e_o} = 86,993 \text{ Nm} \end{cases} \quad (4.24)$$

No ponto  $T_o$  o torque elétrico é igual ao mecânico:

$$T_{e_o} = T_{m_o} \quad (4.25)$$

Após da definição do ponto de operação encontra-se  $\beta_{e_o}$  a partir da expressão 4.21, e a partir das equações 4.23 se obtém  $\alpha_{e_o}$ . Os resultados são apresentados pelas equações 4.26 e 4.27, respectivamente.

$$\beta_{e_o} = \frac{\partial T_e(V_{cc_o}, \omega_{m_o})}{\partial \omega_{m_o}} = 21,65778 \text{ [Nm}\cdot\text{s/rad]} \quad (4.26)$$

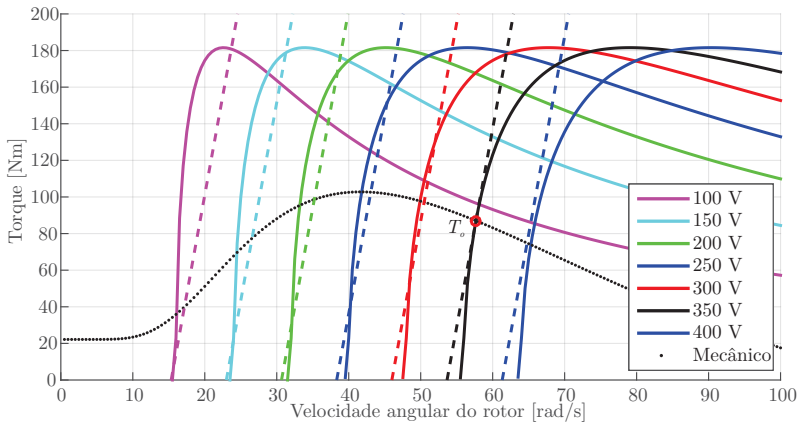
$$\alpha_{e_o} = -3,320591 \text{ [Nm/V]} \quad (4.27)$$

Por fim, a equação linearizada para o ponto  $T_o$  é dada por:

$$T_{e_{linear}}(\omega_m, V_{cc}) = -3,320591V_{cc} + 21,65778\omega_m \quad (4.28)$$

Graficamente os resultados da equação 4.28 podem se observados na Figura 67. As linhas tracejadas (vertical) são as curvas de torques elétricos linearizados. Para o ponto de operação ( $T_o$ ) o resultado é coincidente. Para os demais valores há discrepâncias oriundas da não linearidade.

Figura 67: Torques com curvas de linearização.



O equacionamento do torque elétrico é fundamentalmente empregado na equação dinâmica do sistema eólico. Essa equação é importante para o projeto do controle.

Aplicando as perturbações vistas na equação 4.29 em 4.18 se obtém a expressão 4.30:

$$\begin{cases} V_{cc} = V_{cc_o} + \Delta V_{cc} \\ \omega_m = \omega_{m_o} + \Delta \omega_m \\ T_{el\acute{e}ctrica} = T_{el\acute{e}ctrica_o} + \Delta T_{el\acute{e}ctrica} \end{cases} \quad (4.29)$$

$$T_{el\acute{e}ctrica_o} + \Delta T_{el\acute{e}ctrica} = \alpha_e(V_{cc_o} + \Delta V_{cc}) + \beta_e(\omega_{m_o} + \Delta \omega_m) \quad (4.30)$$

A equação com os termos de pequenos sinais pode ser vista em 4.31:

$$\Delta T_{el\acute{e}ctrica} = \alpha_e \Delta V_{cc} + \beta_e \Delta \omega_m \quad (4.31)$$

Com isso, é possível descrever o torque elétrico a partir da tensão média retificada para o ponto de operação escolhido de forma simples.

### 4.1.3 Função de Transferência para o Sistema Eólico

A interação entre o sistema mecânico e elétrico resulta na dinâmica descrita pela equação 4.32. Com as equações que descrevem os torques mecânico e elétrico obtidas nas seções anteriores é possível encontrar a expressão que descreve dinamicamente o sistema eólico. Esse trabalho será aqui desenvolvido desprezando perdas por atrito.

$$J \frac{d\Delta \omega_m}{dt} = \Delta T_m - \Delta T_e \quad (4.32)$$

Em virtude das considerações feitas de velocidade e torque, a equação 4.32 é reescrita como em 4.33.

$$J \frac{d\Delta \omega_m}{dt} = -\Delta T_m - \Delta T_e \quad (4.33)$$

Onde  $J$  é o momento de inércia total do sistema eólico (tur-

bina+gerador). Reescrevendo 4.33 a partir das equações 4.10 e 4.31 encontra-se 4.34:

$$J \frac{d\Delta\omega_m}{dt} = -2\alpha_{m_o}\omega_{m_o}\Delta\omega_m - \alpha_e\Delta V_{cc} - \beta_e\Delta\omega_m \quad (4.34)$$

Aplicando Laplace em 4.34 se obtém 4.35:

$$Js\Delta\omega_m(s) = -2\alpha_{m_o}\omega_{m_o}\Delta\omega_m(s) - \alpha_e\Delta V_{cc}(s) - \beta_e\Delta\omega_m(s) \quad (4.35)$$

Manipulando adequadamente 4.35 encontra-se a expressão final dada por 4.36:

$$\frac{\Delta\omega_m(s)}{\Delta V_{cc}(s)} = \frac{-\alpha_e}{Js + (2\alpha_{m_o}\omega_{m_o} + \beta_e)} \quad (4.36)$$

A equação 4.36 é a função de transferência do sistema eólico desprezando perdas ôhmicas e de atrito. Essa análise conta com simplificações consideráveis, onde a dinâmica do sistema eólico é predominante em relação a dinâmica elétrica. A análise completa do sistema, onde a resistência estatórica do PMSG é observada, resultaria em um trabalho complexo e dispendioso, não encontrado na literatura.

A função de transferência resultante de uma análise completa, observando as perdas ( $R_s$ ), apresenta ordem mais elevada daquela obtida nesse estudo. Portanto, deve-se observar que ao desprezar tais termos, despreza-se também dinâmicas mais rápidas. Para sistemas cujo momento de inércia ( $J$ ) é elevado e/ou resistência estatórica ( $R_s$ ) é expressiva os resultados apresentados nesse trabalho devem ser reavaliados, pois, esses parâmetros podem interferir, inclusive, na dinâmica lenta.

## 4.2 ANÁLISE DOS POSSÍVEIS CONTROLADORES DE VELOCIDADE

A função de transferência a ser compensada, descrita na expressão 4.36, é uma planta de primeira ordem do tipo 0 e não possui integradores na planta.

Considerando que o termo de ordem zero do denominador, na função de transferência 4.36, apresenta valor positivo, então o LGR da

planta encontra-se do lado esquerdo do eixo imaginário. Esse resultado indica que um compensador do tipo integral puro é suficiente para garantir o erro nulo ao degrau e estabilidade para essa planta.

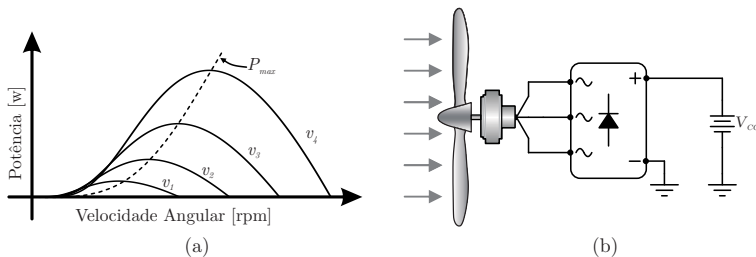
A discussão feita na Seção 3.8 é válida também para esse caso, tanto o controlador do tipo PI quanto o PID poderiam ser aplicados nesse projeto. Propõe-se utilizar o controlador do tipo PI, de forma que, além dos garantir erro nulo ao degrau é possível atuar sobre o transitório. Além disso, o PI apresenta projeto simples e possui ação de controle adequada para esse tipo de sistema.

### 4.3 DESCRIÇÃO DA TÉCNICA DE MPPT UTILIZADA

Nessa seção serão apresentados elementos da técnica de seguimento de máxima potência para o sistema eólico. A estratégia consiste em impor a velocidade angular da turbina para o MPPT, a partir da transdução de variáveis elétricas.

Considera-se o sistema eólico dado pelo conjunto turbina-gerador-ponte retificadora com tensão imposta na saída, ilustrado na Figura 65b. A Figura 65a apresenta a curva característica da potência em função da velocidade angular para diferentes velocidades de vento. Também está ilustrada, uma curva tracejada percorrendo todos os pontos de máxima potência para diferentes velocidades.

Figura 68: (a) A curva da potência versus velocidade. (b) Sistema eólico com tensão imposta.



Busca-se maximizar a potência produzida pelo sistema eólico a partir da análise das potências mecânica e elétrica. Inicialmente será realizado a análise mecânica e na sequência a elétrica.



### 4.3.1 Análise Mecânica

A análise realizada nessa seção parte da hipótese de que o sistema opera no MPPT e que os parâmetros da turbina são previamente conhecidos. O *tip speed ratio* para o sistema operando no MPPT, descrito pela equação 1.21, pode ser obtido através do conhecimento ângulo de passo  $\beta$  (valor fixo) e da análise do modelo do  $C_p$  apresentado na equação 1.22 (ou outros presentes na literatura), sendo este para turbinas de eixo horizontal com três pás, (Seção 1.7.1).

Quando a turbina opera no ponto ótimo (MPPT) a velocidade do vento pode ser escrita como uma função dos parâmetros da própria turbina, a partir da equação 1.21 como em 4.37.

$$v_w = \frac{R_w}{\lambda_{ot}} \omega_m \quad (4.37)$$

A potência mecânica é descrita pela equação 1.24 e será reescrita em 4.38:

$$P_m(\lambda, \beta) = \frac{1}{2} \rho_{ar} A v_w^3 C_p(\lambda, \beta) \quad (4.38)$$

O modelo do coeficiente de potência  $C_p$  visto na equação 1.22 é função de duas variáveis: o ângulo de passo  $\beta$  e o TSR. Para sistemas eólicos de pequeno porte o ângulo de passo é fixo, ou seja, prestabelecido em projeto. Respeitados os parâmetros aerodinâmicos, se o TSR é ótimo o coeficiente de potência também será ótimo (máximo).

A potência mecânica extraída pela turbina é maximizada quando opera com TSR e  $C_p$  ótimos. Nessa condição a potência mecânica é descrita a partir das equações 4.37 e 4.39 em 4.38. Essa operação pode ser vista na equação 4.40.

$$C_{p_{ot}} = C_p(\lambda_{ot}, \beta) \quad (4.39)$$

$$P_m(\omega_m) = \frac{1}{2} \frac{\rho_{ar} A R_w^3 C_{p_{ot}}}{\lambda_{ot}^3} \omega_m^3 \quad (4.40)$$

Com os parâmetros ótimos estabelecidos equação 4.40 é função

apenas da velocidade angular mecânica, podendo ser reescrita como em 4.41:

$$P_m(\omega_m) = \alpha_{m_{ot}} \omega_m^3 \quad (4.41)$$

Onde  $\alpha_{m_{ot}}$  agora é dado pela equação 4.42:

$$\alpha_{m_{ot}} = \frac{1}{2} \frac{\rho_{ar} A R_w^3 C_{pot}}{\lambda_{ot}^3} \quad (4.42)$$

A equação 4.41 descreve a potência mecânica como função da velocidade angular, enquanto o termo  $\alpha_m$  possui parâmetros construtivos, ambientais e aerodinâmicos que maximizam a extração da potência da turbina, ou seja, uma vez definida a turbina e o local da instalação  $\alpha_m$  passa a ser um parâmetro constante.

### 4.3.2 Análise Elétrica

A potência elétrica na saída da ponte retificadora é dada pela equação 4.12, repetida em 4.43:

$$P_{cc} = a_1 V_{cc} \sqrt{81 - a_2 \left( \frac{V_{cc}}{\omega_m} \right)^2} \quad (4.43)$$

### 4.3.3 Análise do Sistema

Considerando o sistema ideal, ou seja, desprezando as perdas ôhmicas, por atrito rotacional e harmônicas, a potência que entra (mecânica) é igual aquela que sai (elétrica).

$$P_m = P_{cc} \quad (4.44)$$

Reescrevendo 4.44 a partir das equações 4.41 e de 4.43 se encontra 4.45:

$$\left(\alpha_{m_{ot}}\omega_m^3\right)^2 = 81a_1^2V_{cc}^2 - a_1^2a_2\frac{V_{cc}^4}{\omega_m^2} \quad (4.45)$$

Reordenando os termos para resolver a equação para  $V_{cc}$  se obtém uma equação de ordem 4:

$$\left(\frac{V_{cc}}{\omega_m}\right)^4 - \frac{81}{a_2}\left(\frac{V_{cc}}{\omega_m}\right)^2 + \frac{\alpha_{m_{ot}}^2}{a_1^2a_2}\omega_m^4 = 0 \quad (4.46)$$

A solução para 4.46 será apresentada de maneira literal em 4.3.3.1a e na sequência uma simplificação será proposta em 4.3.3.2.

#### 4.3.3.1 Solução 1: Completa

Resolvendo para  $V_{cc}^2 = V_{ccx}$ :

$$V_{ccx}^2 - \frac{81\omega_m^2}{a_2}V_{ccx} + \frac{\alpha_{m_{ot}}^2}{a_1^2a_2}\omega_m^8 = 0 \quad (4.47)$$

$$V_{ccx} = \frac{81\omega_m^2}{2a_2} \pm \sqrt{\left(\frac{81\omega_m^2}{2a_2}\right)^2 - \frac{\alpha_{m_{ot}}^2}{a_1^2a_2}\omega_m^8} \quad (4.48)$$

Escrevendo a solução novamente para  $V_{cc}$ :

$$V_{cc} = \sqrt{V_{ccx}} \quad (4.49)$$

$$V_{cc} = \sqrt{\frac{81\omega_m^2}{2a_2} \pm \sqrt{\left(\frac{81\omega_m^2}{2a_2}\right)^2 - \frac{\alpha_{m_{ot}}^2}{a_1^2a_2}\omega_m^8}} \quad (4.50)$$

O resultado em 4.50 é a solução completa para 4.46. Apesar de se apresentar uma equação relativamente complexa ela estabelece uma relação entre a tensão retificada de saída e a velocidade angular da máquina (ideal).

#### 4.3.3.2 Solução 2: Simplificada

Uma solução alternativa para a equação 4.46 pode ser feita considerando a simplificação 4.47:

$$\frac{\alpha_{mot}^2}{a_1^2 a_2} \approx 0 \quad (4.51)$$

Resolvendo 4.46 considerando a simplificação em 4.51:

$$\left(\frac{V_{cc}}{\omega_m}\right)^4 = \frac{81}{a_2} \left(\frac{V_{cc}}{\omega_m}\right)^2 \quad (4.52)$$

Ou simplesmente:

$$V_{cc} = \frac{9}{\sqrt{a_2}} \omega_m \quad (4.53)$$

Dessa forma, obteve-se uma relação direta e linear entre a tensão retificada e a velocidade angular da máquina.

A Figura 69 apresenta as duas soluções, completa e simplificada, para da equação 4.46. Simultaneamente é apresentado o erro relativo percentual entre as respostas. Observa-se que para baixas velocidades angulares o erro relativo percentual é pequeno. Os dados empregados para essas soluções são para a turbina e gerador utilizados nesse projeto.

A velocidade angular nominal desse projeto é de 60 rad/s, o que representa um erro inferior a 4%. Dessa forma, os resultados apresentados pela solução simplificada serão considerados satisfatórios.

O equacionamento da potência elétrica, como pode ser visto na equação 4.43, despreza as perdas ôhmicas estatóricas. Para entender o impacto provocado por essa consideração, é realizado um estudo comparativo que pode ser visto na Figura 70. Nela são apresentados os resultados das soluções 1 e 2 juntamente com a mesma curva traçada a partir dos resultados obtidos na Seção 2.2.3, onde o cálculo computacional da corrente é obtido para o caso não ideal.

O cálculo do erro relativo percentual, apresentando na Figura 70, é referente a equação simplificada (Seção 4.3.3.2) e o caso não ideal. Observa-se que o erro cometido com a formulação simplificada (desprezando as perdas ôhmicas) na condição nominal é da ordem de 7%.

Figura 69: Soluções completa e simplificada da equação 4.46.

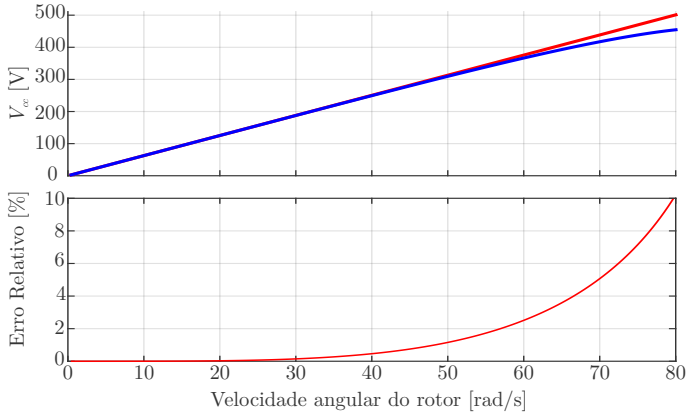
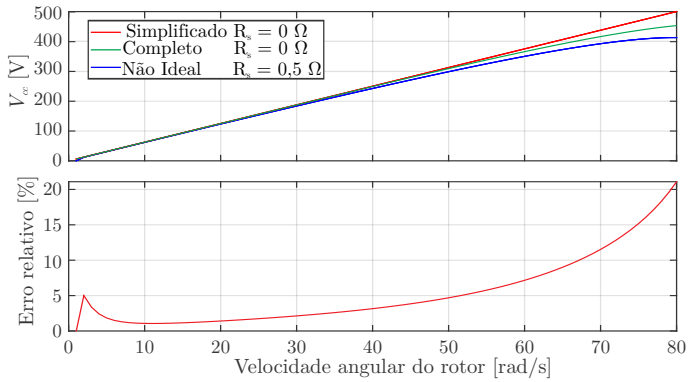


Figura 70: Comparativo de soluções ideais e não ideais.



Partindo da hipótese de que o sistema está no MPPT, relaciona-se as potências mecânica (equação 4.41) entregue pela turbina e a elétrica na saída da ponte retificadora (equação 4.43) conforme 4.55:

$$P_m = P_{cc} \quad (4.54)$$

$$\alpha_{mot} \omega_m^3 = V_{cc} I_{cc} \quad (4.55)$$

Substituindo a solução apresentada em 4.53 em 4.55:

$$\alpha_{m_{ot}} \left( \frac{\sqrt{a_2}}{9} V_{cc} \right)^3 = V_{cc} I_{cc} \quad (4.56)$$

Por fim, encontra-se uma relação direta entre a corrente e a tensão na saída da ponte retificadora, equação 4.57.

$$V_{cc}(I_{cc}) = \sqrt{\frac{I_{cc}}{\alpha_{m_{ot}} \left( \frac{\sqrt{a_2}}{9} \right)^3}} \quad (4.57)$$

Para facilitar o cálculo dos parâmetros do controle, a equação 4.57 será reescrita de forma didática:

$$V_{cc}(I_{cc}) = \sqrt{K_{V_{cc}xI_{cc}}} I_{cc} \quad (4.58)$$

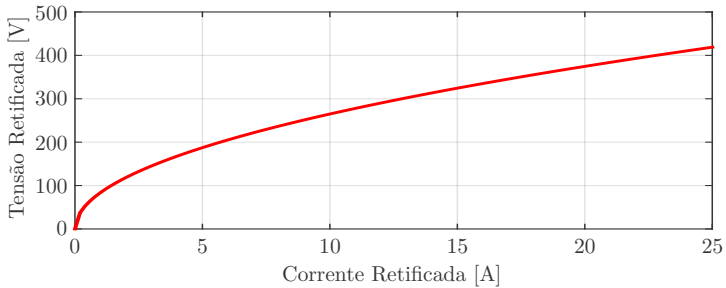
Onde:

$$K_{V_{cc}xI_{cc}} = \frac{1}{\alpha_{m_{ot}} \left( \frac{\sqrt{a_2}}{9} \right)^3} \quad (4.59)$$

A função 4.57 está ilustrada graficamente na Figura 71. Esse resultado indica que ao realizar adequadamente o controle da tensão e corrente na saída da ponte retificadora é possível realizar o seguimento da máxima potência.

É importante notar que fazendo o MPPT dessa forma dispensa-se o uso de transdutores mecânicos, demandando apenas dois sensores elétricos, tensão e corrente. Particularmente esse fato pode ser vantajoso para sistemas de geração eólicos de pequeno porte, visto que, demandam baixos custos de implementação e manutenção, além de aumentar a confiabilidade.

Figura 71: Relação de tensão e corrente na saída da ponte retificadora para o MPPT.



## 4.4 VALIDAÇÃO POR SIMULAÇÃO

### 4.4.1 Validação da Planta do controle de Velocidade

A validação da planta de velocidade, vista em 4.36, será realizada com o auxílio do *software* PSIM.

A estratégia é impor a velocidade de escoamento do vento constante no ponto de operação (12 m/s) e tensão retificada imposta. Uma perturbação na tensão retificada é aplicada ao sistema e observa-se o comportamento do modelo comutado e do modelo matemático de primeira ordem obtido na Seção 4.1.3.

Na Tabela 4 estão as especificações da turbina e do gerador empregadas na validação.

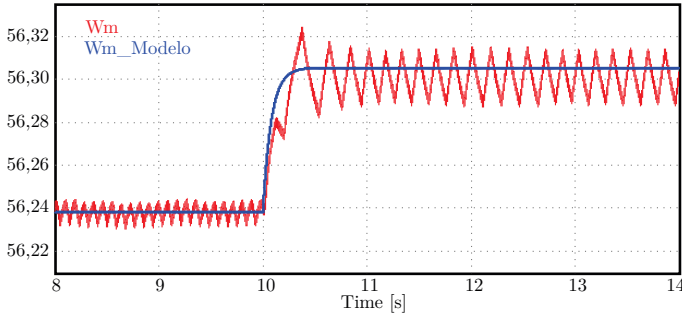
Tabela 4: Especificações de parâmetros para validação do controle de velocidade.

Turbina		Gerador	
Raio do rotor [m]	2	Tensão retificada $V_{cc}$ [V]	350
Ângulo Passo [Graus]	5	Perturbação $\Delta V_{cc}$ [V]	0,5
Mom. inércia [kg m <sup>2</sup> ]	1,2	Const. armadura [Vp/krpm]	793
Velocidade vento [m/s]	12	Indutância armadura [mH]	12
TSR	9,605	Resistência armadura [mΩ]	0,01
Densidade ar [kg/m <sup>3</sup> ]	1,225	Momento de inércia [kg m <sup>2</sup> ]	0,8
Veloc. ang. $\omega_{m_o}$ [rad/s]	57,679		

A Figura 72 apresenta os resultados. Observa-se que o modelo

matemático representa de maneira razoável o modelo comutado.

Figura 72: Validação da planta de velocidade.



A ondulação da velocidade no sistema comutado é característico de sistemas onde o gerador elétrico opera em conjunto com a ponte retificadora passiva. Nesse trabalho, a resistência do enrolamento do estator é desprezada, o que torna essa característica ainda mais saliente por deixar sistema menos amortecido.

Atenta-se para o fato da perturbação aplicada na tensão (e velocidade angular) ser pequena, devido a não linearidade do sistema. Esses resultados são considerados satisfatórios para a validação.

#### 4.4.1.1 Projeto de Controle de Velocidade com Tensão Imposta

Nessa seção será apresentado o projeto para o controle de velocidade da turbina com tensão retificada imposta. O objetivo é verificar a efetividade da estratégia adotada para o controle da velocidade da turbina, a partir da tensão retificada. O controle implementado pelo TSR (visto na Seção 1.6.2) será usado para fins didáticos.

A equação 4.36 será reescrita abaixo:

$$H(s) = \frac{\Delta\omega_m(s)}{\Delta V_{cc}(s)} = \frac{-\alpha_e}{Js + (2\alpha_{m_o}\omega_{m_o} + \beta_e)} \quad (4.60)$$

Esse controle não será implementado em protótipo físico, apenas servirá para demonstrar a efetividade do controle de velocidade angular através do controle da tensão retificada, em simulação computacional. Dessa maneira, o ganho do sensor será considerado unitário,  $K_{sen} = 1$ ,



a função de transferência de laço aberto (FTLA) não compensada é dada por 4.61:

$$FTLA_{NC}(s) = K_{sens}H(s) \quad (4.61)$$

O projeto de controle será realizado no domínio da frequência. A planta é de primeira ordem, propõe-se utilizar o compensador do tipo PI, cuja expressão que o descreve é 4.62.

$$C_{PI}(s) = K_p \frac{s + \omega_z}{s} \quad (4.62)$$

Com a estrutura do compensador definida é possível encontrar a FTLA do sistema compensado ( $FTLA_C(s)$ ), dada por 4.63. A relação entre o domínio  $s$  e a frequência é dada por que  $s = j\omega$ .

$$FTLA_C(s) = C_{PI}(s)K_{sens}H(s) \quad (4.63)$$

Os parâmetros do controlador são definidos através da condição de pertinência de módulo e o conceito de margem de fase expressos em 4.64. Essa abordagem é clássica da literatura da área (OGATA, 2011) e (DORF; BISHOP, 2001)

$$\begin{cases} |FTLA_{C_i}(\omega_c)| = 1 \\ M_\varphi = 180^\circ + \angle FTLA_{NC_i}(\omega_c) \end{cases} \quad (4.64)$$

Onde  $\omega_c$  é a frequência angular de cruzamento definida em projeto. Aplicando as definições 4.64 em encontra-se as expressões que determinam os parâmetros do controlador vistas em 4.65 e 4.66.

$$\omega_z = \frac{\omega_c}{\tan \left[ \frac{\pi}{180} M_\varphi - \frac{\pi}{2} - \angle (FTLA_{NC}(\omega_c)) \right]} \quad (4.65)$$

$$K_p = \frac{\omega_c}{|FTLA_{NC}(\omega_c)| \sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2}} \quad (4.66)$$

Definindo a margem de fase  $M_\varphi = 85$  graus e a frequência angu-

lar de cruzamento  $\omega_c = 1,5$  rad/s, obtém-se:

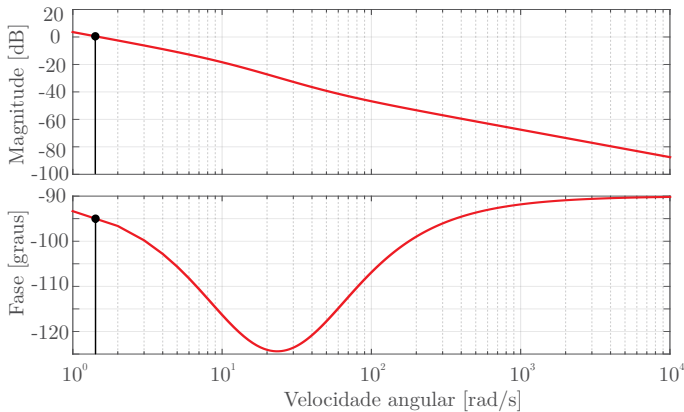
$$\begin{cases} \omega_{zi} = 39,915 \text{ rad/s} \\ K_{pi} = 0,2946526 \end{cases} \quad (4.67)$$

Reescrevendo o controlador a partir de 4.67:

$$C_{PI}(s) = 0,2946526 \frac{(s + 39,915)}{s} \quad (4.68)$$

O diagrama de Bode do sistema compensado pode ser visto na Figura 73.

Figura 73: Diagrama de Bode para a função de transferência compensada.

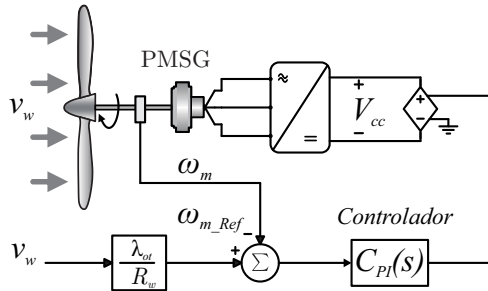


O sistema apresentado esquematicamente na Figura 74, com as especificações descritas na Tabela 4, foi implementado em ambiente PSIM para conferir os resultados da simulação no tempo.

Na Figura 75 estão os resultados do sistema operando com velocidade constante de vento de 10 m/s. No instante 8 s é aplicado um degrau na velocidade do vento. Verifica-se que ocorre uma mudança na velocidade angular mecânica de referência ( $\omega_{m\_Ref}$ ). Em resposta o sistema apresenta uma evolução nos parâmetros de tensão retificada, velocidade angular mecânica e potência extraída pelo sistema, em direção ao novo ponto de operação.

Com relação à potência, observa-se que em aproximadamente 2

Figura 74: Esquemático simplificado do MPPT via controle do TSR.



Fonte: Elaborada pelo autor.

s a magnitude da potência elétrica extraída é numericamente igual à potência mecânica fornecida pelo vento. O tempo de acomodação é resultado da inércia do sistema e da ação de controle. Quanto ao valor final ser numericamente igual ocorre devido ao fato das perdas ôhmicas e de atrito ser desprezadas nessa simulação.

Quando a velocidade do vento diminui o sistema alcança novamente o novo ponto de operação com sucesso. No início dos transitórios da potência elétrica (ambos) percebe-se um efeito similar ao de um sistema de fase não mínima, resultado da interação entre o sistema eólico que possui inércia e a ação de controle. Esse efeito pode ser mitigado se a ação de controle for mais lenta ou a variação do vento apresentar derivada menor.

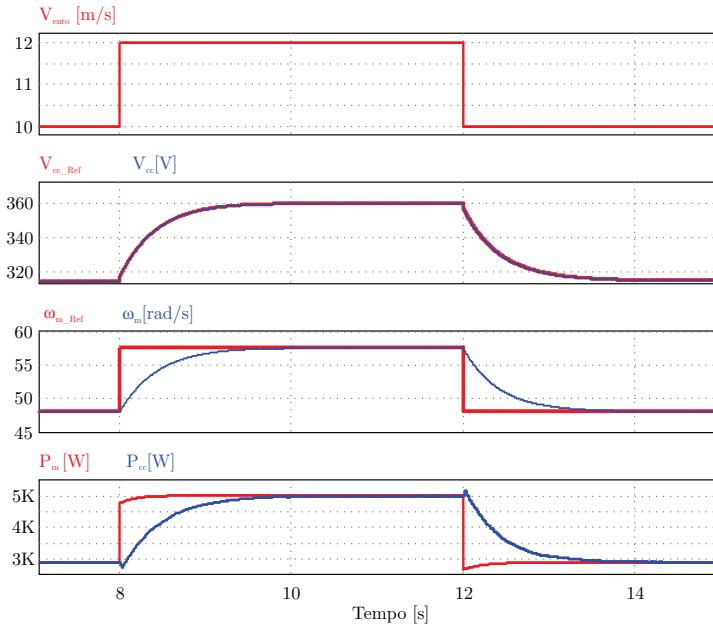
De fato, apesar do vento ser turbulento na prática a variação da velocidade não ocorre em degraus como simulado, mas variações mais suaves.

Com esses resultados verifica-se que a ação do sistema é efetiva no controle da velocidade angular da turbina, desde que a estratégia de controle (MPPT) seja capaz de fornecer valores de referência corretos.

#### 4.5 CONCLUSÃO

Nesse capítulo foi apresentada uma análise, cujo objetivo era controlar a turbina eólica através da tensão retificada. Para isso, uma expressão que relaciona a velocidade angular mecânica da turbina e a tensão retificada foi analisada e validada. Verificou-se que o controle da velocidade a partir da tensão retificada é viável.

Figura 75: Resultados de simulação com degrau de vento.



Uma técnica indireta para fazer o MPPT da turbina a partir de parâmetros previamente conhecidos foi proposta e analisada. Os resultados por simulação que validam esta estratégia serão apresentados no Capítulo 6, onde os componentes do conversor Boost serão devidamente dimensionados.

Serão apresentadas as proteções do sistema eólico no Capítulo 5 e no Capítulo 6 será feito o dimensionamento dos componentes, simulações com o sistema eólico completo e os resultados práticos obtidos.

## 5 SISTEMA DE PROTEÇÃO

Expostos ao meio ambiente, os sistemas de geração eólicos estão sujeitos à intempéries e, por isso, demandam proteções contra fortes rajadas de vento, que podem levar o sistema a operar em velocidade acima da nominal de projeto, provocando danos ao mesmo.

Como o sistema eólico está conectado à rede elétrica, a energia produzida é injetada na mesma, ou seja, a rede elétrica é vista pelo sistema eólico como “carga”, na qual a energia produzida é aplicada. Assim, em situações de falta da rede elétrica, a energia produzida deverá ser dissipada na forma de calor, sobre resistores de proteção, evitando dessa forma, a elevação dos níveis de tensão que podem danificar o equipamento.

Esse capítulo foi reservado para apresentar aspectos da proteção aerodinâmica do sistema eólico, sobre tudo de pequeno porte. Também será abordado o sistema de proteção por frenagem dissipativa.

### 5.1 LIMITAÇÃO DA POTÊNCIA AERODINÂMICA

Todo sistema de geração de energia eólica é projetado para operar com ventos até um determinado valor limite de velocidade.

Sistemas de pequeno porte produzem a potência nominal próximo dos 12 m/s. Sendo assim, a integração de sistemas de proteção aerodinâmica torna-se essencial para evitar que a turbina venha a operar com velocidades que possam comprometer a integridade estrutural e funcional do gerador.

Na literatura estão presentes métodos que limitam a potência aerodinâmica da turbina como: controle por estol passivo e ativo; controle por mudança do eixo da turbina em relação a velocidade do vento, inclinação (*furling*) ou lateral (*yawing*) e por fim o controle de passo (*pitch*). Esses podem ser divididos em dois grupos: ativos e passivos.

#### 5.1.1 Métodos passivos

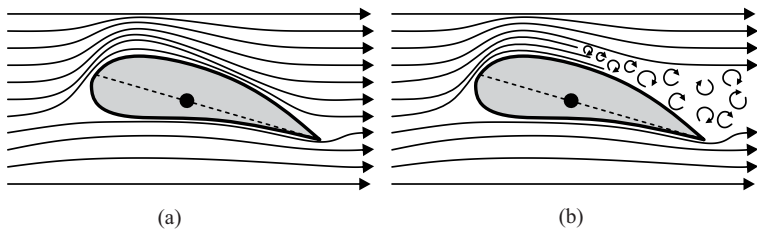
##### 5.1.1.1 Estol Passivo

O fenômeno conhecido como estol ocorre quando o fluxo de ar existente na superfície superior de um perfil (pás), repentinamente,

deixa de aderir a essa superfície, passando a girar em um vórtice irregular (condição conhecida como turbulência). Toda a força de sustentação advinda de uma zona de baixa pressão na superfície superior desse perfil desaparece (PEREIRA, 2004), provocando, conseqüentemente, aumento na força de arrasto atuante nas pás, limitando a potência mecânica convertida pela turbina.

A Figura 76a ilustra o perfil laminar do vento atuando sobre o perfil da pá em condições normais de ventos. Enquanto na Figura 76b ilustra o fenômeno de estol em situação de vento com velocidades superiores a nominal.

Figura 76: (a) Escoamento laminar do vento. (b) Princípio do estol.



Fonte: adaptado de Pereira (2004).

Uma das principais vantagens desta técnicas é que evita a utilização de partes móveis e um sistema de controle complexo, conseqüentemente reduzindo custos.

O perfil das pás é projetado com uma pequena torção longitudinal com o intuito de suavizar o efeito de estol, o que evita que este fenômeno aconteça em todas as posições radiais da pá simultaneamente, o que provocaria drástica redução na potência da turbina.

Esse método de proteção é empregado em sistemas de pequeno porte devido a sua eficácia e simplicidade.

#### 5.1.1.2 Controle por *Furling*

Sistemas de geração de energia eólica de pequeno porte geralmente realizam o controle da direção do rotor através de uma cauda do tipo barbatana ou leme. Esse dispositivo coloca o rotor de frente para o vento, otimizando a extração da potência. Essa cauda é utilizada, muitas vezes, para desempenhar a proteção contra excesso de velocidade.

Existem sistemas de proteção mecânicos como o *furling* vertical

e horizontal, cujo o princípio de operação consiste em girar a turbina para fora do sentido do vento, após este alcançar a velocidade limite, diminuindo a área efetiva da turbina na qual o vento incide. Para isso emprega-se uma cauda do tipo barbatana e uma dobradiça de *furling*. Sob fortes ventos, o empuxo no rotor e os momentos aerodinâmicos tendem a guindar o rotor da posição frontal com o vento. A dobradiça de *furling* permite que a cauda permaneça alinhada com o vento enquanto o rotor sofre um giro lateral ou inclinação (JUNIOR, 2006).

Existem diversas configurações de *furling* empregados com sucesso na indústria, tanto sistemas com deslocamento lateral quanto vertical (JONKMAN; HANSEN, 2005). Uma aplicação de deslocamento vertical da turbina eólica, cujo modelo é Whisper H40 da fabricante estadunidense Southwest Windpower, está apresentada na Figura 77, turbina eólica modelo.

Figura 77: Proteção do tipo *furling* em operação.



Fonte: Jonkman e Hansen (2005).

Quando o sistema eólico opera em condições normais, o ângulo do *furling* é  $0^\circ$ . Quando o vento excede o valor máximo de projeto o valor do ângulo aumenta, retirando o rotor da posição de geração ótima. O ângulo máximo depende do projeto mecânico.

Esse método é aplicado, basicamente, em sistemas de pequeno porte (HEIER, 2014), sendo impraticável em turbinas de larga escala devido a enorme carga giroscópica<sup>2</sup> resultante (JONKMAN; HANSEN, 2005).

---

<sup>2</sup>Giroscópio é um dispositivo mecânico constituído por um rotor e um sistema de suspensão Cardan que suporta o rotor por seu baricentro e permite ao rotor assumir qualquer atitude no espaço.

### 5.1.1.3 Proteção por Curto-Circuito

O sistema de proteção, usado em aerogeradores de pequeno porte com geradores de ímã permanente, consiste em realizar um curto-circuito nas fases do gerador elétrico. Uma corrente elétrica elevada circulando nas fases produz elevado torque elétrico contrário a ação do vento, resultando na diminuição da velocidade angular.

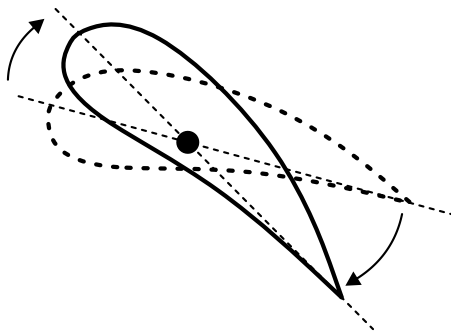
Esse sistema deve ser usado quando o objetivo é manter o rotor eólico parado, fora de operação. Não deve ser acionado quando o rotor está em movimento, sob pena de causar danos ao sistema elétrico e mecânico no aerogerador.

## 5.1.2 Métodos Ativos

### 5.1.2.1 Controle de Passo

Esse é o método mais comum utilizado em sistemas eólicos de grande porte, dada a complexidade e custo envolvidos no projeto. O controle de passo (*pitch control*), ilustrado na Figura 78, permite mudar o ângulo de passo das pás da turbina eólica a fim de controlar sua eficiência aerodinâmica.

Figura 78: Variação do ângulo das pás no controle de passo.



Fonte: adaptado de (SUEHARA, 2016).

Na prática, o método rotaciona toda a pá em torno do seu eixo longitudinal. Tecnicamente, diz-se que o controle altera o passo das pás, ajustando continuamente o ângulo de passo  $\beta$  durante a operação.



Nesse caso, o coeficiente de potência  $C_p$  não será uma função apenas do TSR ( $\lambda$ ) mas também do passo da pá ( $\beta$ ).

Este método apresenta vantagens quando comparado com outros mais simples (métodos passivos), pois permite uma regulação mais precisa durante a operação de limitação da potência. Em situação de sobrevelocidade do vento (tempestade) o passo da pá pode ser ajustado para  $\beta = 90^\circ$ , colocando o rotor em posição de bandeira (*embandeiramento*), de modo a proteger o sistema.

Outro aspecto positivo deste método de controle, em grandes geradores, está no processo de partida assistido para baixas velocidades de vento. O ajuste do ângulo de passo permite que a turbina adquira a máxima força aerodinâmica (HEIER, 2014), visto que a inércia desses sistemas são elevados, o que demanda inclusive a motorização do gerador para colocar a turbina em velocidade mínima para início da geração em determinados projetos.

A desvantagem deste método é o custo devido à alta complexidade do sistema (SUEHARA, 2016).

### 5.1.2.2 Estol Ativo

A técnica de estol ativo está entre as mais recentes entre as técnicas empregadas comercialmente em sistemas eólicos (grande porte). Na realidade esse método é uma mistura entre o controle de passo ativo e o estol passivo.

Na prática, o passo da pá do rotor é girado na direção do estol e não na direção da posição de embandeiramento para diminuir a sustentação, como é feito em sistema de passo tradicional.

Além de todas as vantagens já vistas no controle de passo, nesta técnica são necessárias pequenas mudanças no ângulo de passo para atuar sobre a quantidade de potência extraída, tornando o sistema mais ágil.

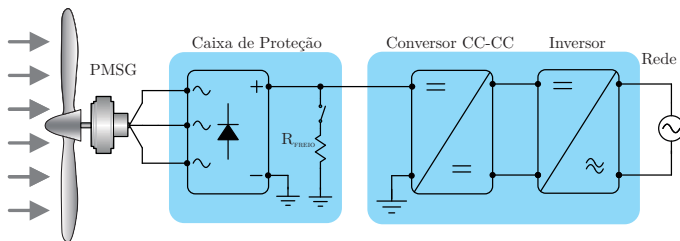
## 5.2 CAIXA DE PROTEÇÃO

Além do sistema de proteção aerodinâmico que atua quando existe velocidade de vento excessiva, mecanismos elétricos de proteção também são integrados a geradores eólicos de pequenos porte. A justificativa para esse tipo de proteção está na situação de falta da rede elétrica, onde a energia convertida precisa ser dissipada para evitar

danos ao equipamento. Nessa situação, o sistema de detecção e controle da Caixa de Proteção aciona um resistor de frenagem, desviando a potência produzida, a partir de uma lógica de monitoramento da tensão retificada.

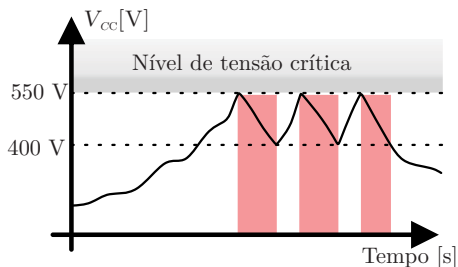
Esse tipo de proteção deve entrar em operação sem a necessidade de fontes auxiliares alimentadas pela rede elétrica, visto que, operam exatamente na falta da mesma. O esquemático simplificado do sistema de microgeração eólica pode ser visto na Figura 79, onde está ilustrada a caixa de proteção.

Figura 79: Esquemático do sistema de geração de microgeração eólica.



Sistemas comerciais como o da fabricante SMA (2014) utilizam uma lógica baseada em histerese no acionamento dos resistores de frenagem. A Figura 80 ilustra o funcionamento da frenagem através do monitoramento da tensão retificada.

Figura 80: Histerese de atuação do sistema de frenagem.



Fonte SMA (2014).

Ao atingir o nível de tensão retificada crítica, pré estabelecido em projeto, o sistema de frenagem é acionado e passa a drenar energia na saída da ponte retificadora. O processo de descarte da energia ocorre até o sistema atingir o valor mínimo de histerese, condição em que a

frenagem é deligada. Caso a tensão retificada  $V_{cc}$  tornar a elevar-se, atingindo o valor crítico, a frenagem volta a ser acionada.

### 5.2.1 Sistema de Acionamento de Proteção

Essa seção apresenta uma descrição do projeto do sistema de acionamento e controle da Caixa de Proteção.

O sistema de proteção elétrico consiste, basicamente, na conexão de um resistor de frenagem para dissipar a energia gerada em situações de falta de rede elétrica. Nessa condição o sistema eletrônico alimentado pela rede elétrica encontra-se desligado. Por outro lado, se houver ventos atuando sobre o rotor eólico, naturalmente a turbina gera energia, alimentando o filtro capacitivo na saída da ponte retificadora. Por esse motivo, propõe-se alimentar o circuito elétrico concebido para o acionamento através da tensão retificada  $V_{cc}$ .

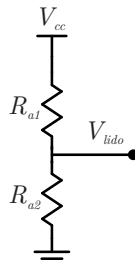
A lógica de acionamento foi construída baseada em um circuito comparador com histerese. Os resistores de frenagem são acionados pelo circuito lógico através de interruptores eletrônicos do tipo IGBTs.

Nas subseções a seguir serão apresentados os circuitos lógicos e o equacionamento do projeto.

#### 5.2.1.1 Medição da Tensão

Para realizar o acionamento do sistema de frenagem a informação da tensão retificada é necessária. Assim, será obtida através do divisor resistivo, conforme ilustrado na Figura 81.

Figura 81: Esquemático do circuito de medição da tensão retificada  $V_{cc}$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Como o referencial (GND) do circuito de leitura e do circuito de acionamento são os mesmos, não há restrições quanto a isolamentos galvânicos, o que torna o uso dessa técnica adequada.

Os resistores são projetados para conciliar os níveis de tensão do projeto do comparador. O ganho do sensor é dado pela expressão 5.1.

$$K_{V_{cc}} = \frac{R_{a2}}{R_{a1} + R_{a2}} \quad (5.1)$$

Uma vez definido o ganho do sensor desejado é atribuído um valor de  $R_{a2}$  e obtêm-se o valor de  $R_{a1}$  a partir de 5.1, conforme 5.2.

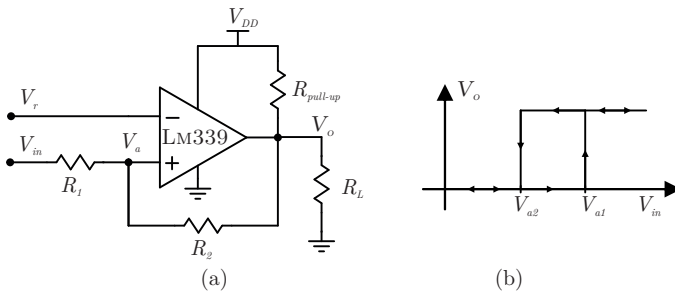
$$R_{a1} = \left( \frac{1 - K_{V_{cc}}}{K_{V_{cc}}} \right) R_{a2} \quad (5.2)$$

Quando o projeto possui requisições com relação a precisão recomenda-se o uso de circuito de *buffer* no sinal de tensão lido. Como nessa aplicação a precisão não é essencial o mesmo não será utilizado.

### 5.2.1.2 Circuito Comparador

O projeto do comparador foi realizado a partir das notas de aplicações descritas em Texas Instruments Incorporated (2013). O esquemático do circuito comparador pode ser visto na Figura 82.

Figura 82: Esquemático do circuito comparador com histerese.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Nas entradas do circuito comparador, Figura 82a, estão ilustradas a tensão de referência  $V_r$ , que servirá como base de comparação entorno da qual a histerese ocorre (terminal negativo) e a informação

da tensão retificada lida ( $V_{in} = V_{ido}$ ), Seção 5.2.1.1.

Assumindo que a entrada positiva do amplificador operacional  $V_a$  é menor que  $V_r$ , então a tensão de saída encontra-se com nível lógico baixo. Essa condição é mantida até que  $V_a = V_{a1}$ .

$$V_{a1} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_r \quad (5.3)$$

Então a saída é comutada para nível lógico alto,  $V_o = V_{DD}$ , conforme ilustrado na Figura 82b.

Quando a comutação termina, a saída encontra-se em nível alto e um novo valor de  $V_a$  pode ser encontrado a partir da equação 5.4.

$$V_a = V_{in} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} (V_{DD} - V_{a1}) \quad (5.4)$$

A transição para nível lógico baixo na saída irá ocorrer apenas quando  $V_a$  atingir o valor menor que a tensão de referência  $V_{ref}$ . Esse valor é dado pela equação 5.5.

$$V_{a2} = \frac{(R_1 + R_2)V_{ref} - R_1 V_{DD}}{R_2} \quad (5.5)$$

Dessa maneira, a histerese é dada pela diferença entre as tensões  $V_{a1}$  e  $V_{a2}$ :

$$\Delta V_a = V_{a1} - V_{a2} \quad (5.6)$$

Substituindo 5.3 e 5.5 em 5.6 e manipulando algebricamente encontra-se a equação 5.8:

$$\Delta V_a = V_{a1} - V_{a2} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_r - \frac{(R_1 + R_2)V_{ref} - R_1 V_{DD}}{R_2} \quad (5.7)$$

$$\Delta V_a = \frac{R_1 V_{DD}}{R_2} \quad (5.8)$$

A equação 5.8 fornece a relação entre os resistores  $R_1$  e  $R_2$ , conforme 5.9:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{\Delta V_a}{V_{DD}} \quad (5.9)$$

Por fim, a tensão de referência pode ser definida a partir da equação 5.3, conforme apresentado em 5.10

$$V_{ref} = \frac{V_{a1}}{\frac{R_1}{R_2} + 1} \quad (5.10)$$

Com essas equações é possível realizar o projeto do comparador, apenas dimensionando  $R_1$  e  $R_2$ . Tanto a tensão de alimentação do circuito  $V_{DD}$  quanto as tensões de limites da histerese  $V_{a1}$  e  $V_{a2}$  são definidas pelo projetista.

Atribui-se o valor para  $R_2$  observando que  $R_2 \gg R_{pull\_up}$ , conforme especificado em (TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED, 2013). Com essa restrição, e a expressão 5.9, calcula-se o valor de  $R_1$  conforme:

$$R_1 = \frac{\Delta V_a}{V_{DD}} R_2 \quad (5.11)$$

O amplificador operacional utilizado para o circuito comparador é do tipo não inversor, baseado no circuito integrado, bastante difundido em aplicações industriais, denominado LM339. Esse dispositivo contém quatro comparadores independentes, saída em configuração *pull-up*, especializados para aplicações em médias velocidades. Demais características podem ser encontradas em (TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED, 2015a).

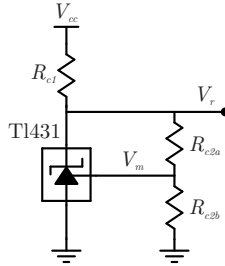
### 5.2.1.3 Tensão de Referência

Como visto na Subsecção 5.2.1.2, o circuito comparador demanda uma tensão de referência em torno da qual se dará a histerese. Essa tensão de referência pode ser gerada a partir circuitos integrados dedicados. Neste trabalho será utilizado o regulador de precisão ajustável do tipo *shunt*, circuito integrado (CI) TL431. Esse componente pode regular a tensão de saída com tensões entre 2,5 e 36 V.

A Figura 83 apresenta o esquemático simplificado do regulador TL431. A tensão de saída  $V_r$  (referência) é configurada a partir dos re-

sistores  $R_{c2a}$  e  $R_{c2b}$ . A tensão  $V_m$  é um parâmetro construtivo definido pelo fabricante (fixo)  $V_m = 2,5 \text{ V}$ .

Figura 83: Esquemático do circuito de referência.



O fabricante recomenda que a corrente máxima no terminal  $V_m$  não ultrapasse os 10 mA. O dimensionamento dos resistores  $R_{c2a}$  e  $R_{c2b}$  pode ser realizado conforme 5.12. Atribuindo valor a  $R_{c2b}$  obtém-se  $R_{c2a}$ .

$$R_{c2a} = \left( \frac{V_r}{V_m} - 1 \right) R_{c2b} \quad (5.12)$$

Outras informações relacionadas ao componente ou aplicações podem ser encontradas em (TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED, 2015b).

#### 5.2.1.4 Fonte Auxiliar

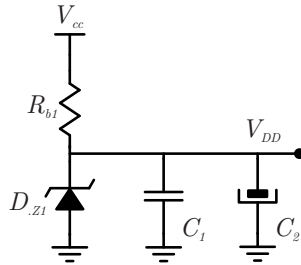
A fonte auxiliar, responsável pela alimentação dos componentes, construída a partir do divisor de tensão *shunt* com diodo zener, está ilustrada na Figura 84.

O resistor  $R_{b1}$  é dimensionado para atender a corrente demandada pela fonte auxiliar. Capacitores eletrolíticos ( $\approx 47 \mu\text{F}$ ) e cerâmicos são essenciais para eliminar ruídos e flutuações de tensão.

#### 5.2.1.5 Circuito de Acionamento de Gatilho (Gate Driver)

O uso do circuito de acionamento de gatilho é indispensável para adequar os níveis de tensão e corrente necessários para o acionamento

Figura 84: Esquemático do circuito de referência.



adequado dos interruptores (IGBTs).

Foram utilizados acionamentos independentes, logo foram empregados circuitos de acionamento independentes.

#### 5.2.1.6 Interruptores IGBTs e Diodo

O acionamento (comutação) do resistor de frenagem será realizado através de interruptores do tipo *Insulated Gate Bipolar Transistor* - IGBTs. Esses dispositivos largamente empregados em aplicações industriais no acionamento de sistemas eletrônicos de potência.

O modelo elétrico de circuito equivalente para um resistor é indicado na Figura 85. A indutância parasita  $L_R$  surge devido a existência de corrente através do comprimento de cabo e do próprio resistor (uso externo).

A utilização do diodo de roda livre  $D$  é fundamental para evitar sobretensões destrutivas nos interruptores. Essas sobretensões são provocadas pela indutância  $L_{freio}$ , devido a comutação da corrente na saída de operação do sistema de frenagem. Na prática, para cumprir essa função o diodo deve ser alocado o mais próximo possível do terminal de coletor dos IGBTs.

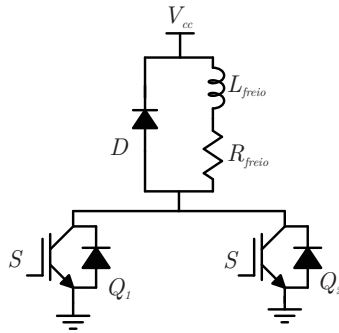
O diodo para essas aplicações deve prezar pela velocidade, atrasos de entrada em condução podem ser destrutivos.

#### 5.2.1.7 Resistor de Frenagem

O resistor de frenagem  $R_{freio}$  é um dispositivo robusto, projetado para dissipar toda a potência produzida pelo sistema de microgeração eólico na ausência de rede. Dessa forma, esse dispositivo é



Figura 85: Esquemático do circuito de potência.



instalado em ambiente externo à Caixa de Proteção, onde possa dissipar grande quantidade de calor.

O dimensionamento mínimo do resistor de freio deve ser para a potência nominal e tensão máxima retificada, conforme 5.13:

$$R_{freio} = \frac{V_{ccmax}^2}{F_1 P_{freio}} \quad (5.13)$$

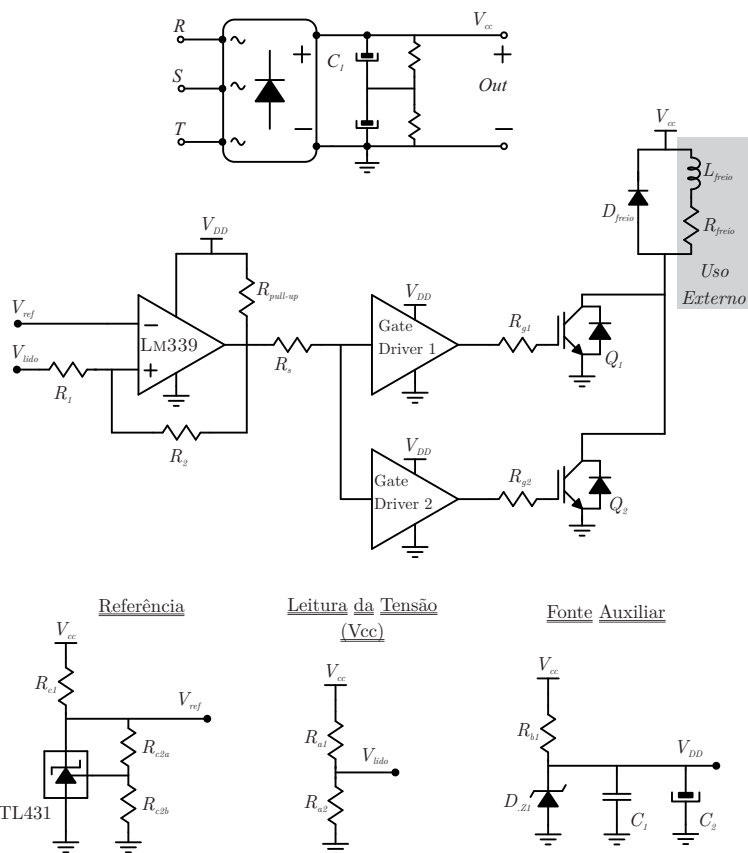
onde  $F_1$  é um fator de segurança determinado pelo projetista. Quando a velocidade do vento exceder a nominal a proteção aerodinâmica atua, limitando a potência produzida. O dimensionamento adequado do resistor deve ser avaliado para cada caso.

### 5.2.1.8 Esquemático Geral do Circuito da Caixa de Proteção

A Caixa de Proteção é responsável por realizar a retificação da tensão gerada, além da função de proteção como já mencionado. O esquemático do circuito empregado para fazer o acionamento do sistema de proteção pode ser vista na Figura 86.

Em aplicações como essa, onde o divisor resistivo é diretamente aplicado ao comparador por histerese sem passar por circuito de *buffer* é adequado a escolha de valores elevados para os resistores  $R_1$  e  $R_2$ , de modo a minimizar erros na tensão medida. Nesse caso, onde a precisão não é fator crucial, opta-se pela simplicidade.

Figura 86: Esquemático do circuito de acionamento do sistema de frenagem.



### 5.2.1.9 Conclusão

A concepção do projeto baseado em comparador utilizando histerese se mostra uma solução robusta e simples. Todos os componentes eletrônicos são utilizados em aplicações industriais, portanto facilmente encontrados no mercado de eletrônicos.

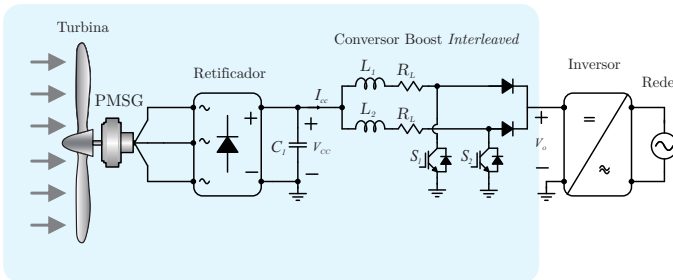
As estruturas para desempenhar a lógica do controle são simples, conhecidas e usuais. Em microgeração eólica essas características são atraentes pelo baixo custo de projeto e implementação.

## 6 DIMENSIONAMENTO, SIMULAÇÕES NUMÉRICAS E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

No decorrer deste capítulo, serão apresentadas as especificações do sistema eólico em estudo, o dimensionamento dos componentes utilizados, os resultados simulados do sistema completo (exceto o inversor) e os resultados experimentais obtidos neste trabalho.

A Figura 87 apresenta o sistema eólico completo, em que está destacado os estágios contemplados neste trabalho.

Figura 87: Sistema eólico completo, em destaque o projeto estudado.



As especificações utilizadas nesse projeto são apresentadas na Tabela 5.

Dificuldades relacionadas aos equipamentos laboratoriais, principalmente à indisponibilidade de fonte de alimentação CC e bancada de emulador eólico com especificações suficientes para esse projeto não permitem a realização de todos os testes. Ainda assim, serão apresentados todos os ensaios práticos possíveis a partir dos equipamentos disponíveis no laboratório.

A fonte de tensão CC controlada disponível no laboratório apresenta especificações de tensão e potência nominais de 400 V e 4 kW, todos os ensaios foram realizados com tal equipamento.

A iniciativa de realizar o estudo de um sistema eólico com potência nominal de 5 kW surgiu a partir de uma possível parceria universidade/empresa que atua no mercado eólico de pequeno porte, porém sistemas com especificações de potência inferiores a essa. Após o início desse trabalho, por motivos secundários, a parceria não se consolidou e os trabalhos foram mantidos devido a importância do assunto. Como o gerador elétrico com tal especificações seria parte da expansão do portfólio de produtos da instituição parceira desistente, tal gerador

Tabela 5: Especificações do projeto.

Parâmetro	Variável	Valor
Potência nominal	$P_{cc}$	5 kW
Tensão retificada nominal	$V_{cc}$	355 V
Constante de armadura (Linha pico)	$K_{ap}$	793 $V_p$ /krpm
Constante de armadura (fase)	$K_a$	0,32374 $V_{rms}$ /krpm
Número de pares de polos	$N_p$	12
Resistência de Estator	$R_s$	0,5 $\Omega$
Indutância de Estator	$L_s$	12 mH
Velocidade angular	$\omega_{rpm}$	560 rpm
Raio do rotor	$R_w$	2 m
Angulo de passo das pás	$\beta$	5 graus
Momento de inércia total	$J$	0,3 $Kgm^2$
Frequência de comutação	$f_s$	30 kHz
Tensão de barramento CC (saída)	$V_o$	600 V
Tensão retificada máxima	$V_{ccmax}$	550 V
Corrente retificada máxima	$I_{ccmax}$	25 A
Ondulação da tensão retificada	$\Delta V_{cc\%}$	3 %
Ondulação de corrente no indutor	$\Delta I_L\%$	20 %

não está disponível. Os dados utilizados nesse estudo são de um sistema comercial, da fabricante ZM Bombas, para aplicações de 3 kW.

As condições na qual o sistema opera na potência nominal foram definidas a partir de simulações. Configurando o vento em velocidade nominal (12 m/s) e aplicando uma variação na tensão retificada (imposta) se verifica a condição na qual o sistema extrai a potência nominal. Este resultado encontra-se na Figura 88, onde são apresentadas a potência mecânica disponibilizada pelo vento e a elétrica, a corrente retificada e a velocidade angular mecânica do eixo da turbina em função da tensão retificada.

A potência extraída máxima ocorre quando a tensão retificada imposta é de 355 V e a velocidade angular mecânica é de 55 rad/s ou 525 rpms. Com relação a corrente retificada observa-se que seu valor máximo não acontece na tensão para a qual a potência é nominal. O dimensionamento da corrente nos componentes como ponte retificadora, capacitor de entrada e conversor Boost devem ser avaliados inclusive nesse ponto de operação, onde a corrente é máxima. Os dados do sistema referentes ao ponto de operação de máxima corrente estão expostos na Tabela 6.

Figura 88: Varredura de tensão na saída da ponte retificadora com velocidade nominal imposta.

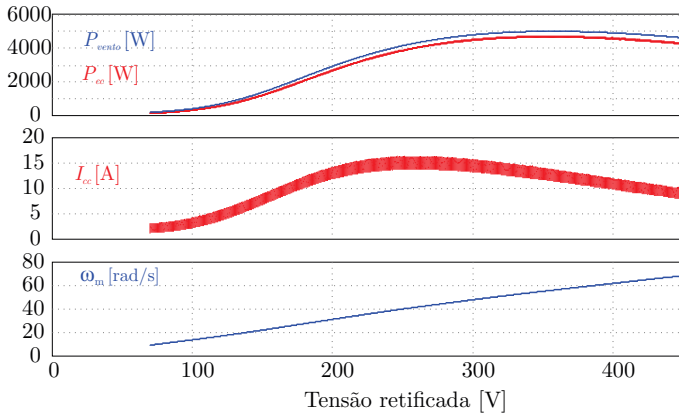


Tabela 6: Dados do ponto de máxima corrente.

Parâmetro	Variável	Valor
Potência	$P_{I_{max}}$	4,186 kW
Tensão retificada	$V_{cc_{I_{max}}}$	252 V
Velocidade angular	$\omega_{m_{I_{max}}}$	43 rad/s

Apesar do sistema não operar deliberadamente no ponto de máxima corrente, durante transitórios poderá haver situações em que a máxima corrente é atingida, exigindo o dimensionamento adequado do sistema. Salienta-se que, os resultados apresentados nesse trabalho desprezam ondulações de tensão sobre o filtro capacitivo na saída da ponte retificadora.

## 6.1 DIMENSIONAMENTO

### 6.1.1 Conversor *Boost*

Nessa seção será apresentado o dimensionamento do conversor Boost. Como ilustrado na Figura 88 existem dois pontos de operação que despertam interesse no dimensionamento, o nominal e o ponto de máxima corrente. Para o cálculo dos esforços, as expressões são rigoro-

samente as mesmas, o diferencial está no ponto de operação. Os dados para o ponto nominal são vistos na Tabela 5, enquanto os dados para o ponto de corrente máxima são dados pela Tabela 6.

Assim sendo, o dimensionamento do indutor será realizado para a condição nominal (indutância maior), enquanto que para o dimensionamento dos demais componentes do conversor serão utilizados os dados do ponto de máxima corrente. Na apresentação dos resultados as variáveis  $X_n$  indicam valor nominal e  $X_{IM}$  o ponto de corrente máxima.

A planilha de cálculo do dimensionamento dos componentes do conversor Boost pode ser vista no Apêndice C, no qual os cálculos são realizados para os dois pontos de operação.

A razão cíclica dada pela expressão 3.17 é calculada para as condições nominal e de máxima corrente, apresentadas nas equações 6.1 e 6.2, respectivamente:

$$D_n = 1 - \frac{V_1}{V_o} = 1 - \frac{355}{600} = 0,41 \quad (6.1)$$

$$D_{IM} = 1 - \frac{V_{ccIMax}}{V_o} = 1 - \frac{252}{600} = 0,58 \quad (6.2)$$

A corrente na saída do conversor pode ser obtida para as condições nominal e de máxima corrente, conforme as equações 6.3 e 6.4:

$$I_{o_n} = \frac{P_o}{V_o} = \frac{5000}{600} = 8,33 \text{ A} \quad (6.3)$$

$$I_{o_{IM}} = \frac{P_{IMax}}{V_o} = \frac{4186}{600} = 6,98 \text{ A} \quad (6.4)$$

#### 6.1.1.1 Indutor

A corrente média no indutor, dada pela expressão 3.19, calculada para os dois pontos de operação como segue:

$$I_{L_n} = \frac{I_{O_n}}{2(1 - D_n)} = \frac{8,33}{2(1 - 0,41)} = 7,05 \text{ A} \quad (6.5)$$

$$I_{L_{IM}} = \frac{I_{O_{IM}}}{2(1 - D_{IM})} = \frac{6,98}{2(1 - 0,58)} = 8,33 \text{ A} \quad (6.6)$$

A ondulação de corrente total no indutor pode ser obtida da equação 6.5 ou 6.6 e as especificações de projeto. Os cálculos para as condições nominal e de máxima corrente são vistas em 6.7 ou 6.8

$$\Delta I_{L_n} = I_{L_n} \Delta I_{L\%} = 7,05 \cdot 0,2 = 1,41 \text{ A} \quad (6.7)$$

$$\Delta I_{L_{IM}} = I_{L_{IM}} \Delta I_{L\%} = 8,32 \cdot 0,2 = 1,67 \text{ A} \quad (6.8)$$

A corrente máxima (pico) no indutor, dada pela expressão 3.21, foi calculada nas equações 6.9 e 6.10 :

$$I_{M_n} = I_{L_n} + \frac{\Delta I_{L_n}}{2} = 7,14 + \frac{1,43}{2} = 7,86 \text{ A} \quad (6.9)$$

$$I_{M_{IM}} = I_{L_{IM}} + \frac{\Delta I_{L_{IM}}}{2} = 7,14 + \frac{1,67}{2} = 9,15 \text{ A} \quad (6.10)$$

A corrente eficaz no indutor é dada por 3.23

$$I_{L_{rms_n}} = \sqrt{I_{L_n}^2 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta I_{L_n}}{2} \right)^2} \quad (6.11)$$

$$I_{L_{rms_n}} = \sqrt{7,05^2 + \frac{1}{3} \left( \frac{1,43}{2} \right)^2} = 7,05 \text{ A} \quad (6.12)$$

$$I_{L_{rms_{IM}}} = \sqrt{I_{L_{IM}}^2 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta I_{L_{IM}}}{2} \right)^2} \quad (6.13)$$

$$I_{L_{rms_{IM}}} = \sqrt{8,33^2 + \frac{1}{3} \left( \frac{1,67}{2} \right)^2} = 8,33 \text{ A} \quad (6.14)$$

Numericamente os resultados eficazes e médios são semelhantes, diferenças são vistas caso se considere maior número de casas decimais.

A determinação da indutância é realizada para a condição nominal de operação pela expressão 3.24:

$$L = \frac{V_1 D_n}{\Delta I_{L_n} f_s} = \frac{355 \cdot 0,41}{1,43 \cdot 30000} = 3,43 \text{ mH} \quad (6.15)$$

O projeto deste indutor é apresentado no Apêndice B. A indutância obtida em projeto foi de 3,81 mH. Assim, os cálculos serão realizados para o valor projetado:

$$L_b = 3,81 \text{ mH} \quad (6.16)$$

### 6.1.1.2 Diodos

Os esforços de tensão sobre o diodo do conversor Boost é expresso em 3.25, apresentado em 6.17:

$$V_D = V_o = 600 \text{ V} \quad (6.17)$$

Os esforços de corrente média e eficaz são dados por 3.26 e 3.27 respectivamente. Os resultados são expostos em 6.18 e 6.19:

$$I_{D_{IM}} = \frac{I_{O_{IM}}}{2} = \frac{6,98}{2} = 3,49 \text{ A} \quad (6.18)$$

$$I_{D_{rms_{IM}}} = \sqrt{(1 - D_{IM}) \left[ I_{L_{IM}}^2 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta I_{L_{IM}}}{2} \right)^2 \right]} \quad (6.19)$$

Portanto:

$$I_{D_{rms_{IM}}} = \sqrt{(1 - 0,58) \left[ 8,32^2 + \frac{1}{3} \left( \frac{1,66}{2} \right)^2 \right]} = 5,40 \text{ A} \quad (6.20)$$

Por fim, a corrente de pico no diodo é a própria corrente de pico no indutor, expressão 3.29, apresentada em 6.21:



$$I_{D_{pico_{IM}}} = I_{M_{IM}} = 9,15A \quad (6.21)$$

Foi utilizado o diodo SiC Schottky modelo IDH16G120C5 com especificações de 1200 V/16 A, disponível no laboratório. Informações adicionais podem ser obtidas a partir de Infineon Technologies AG (2015).

### 6.1.1.3 Interruptores

Os esforços de tensão sobre os interruptores do conversor Boost são dados por 3.30 e calculados como segue:

$$V_s = V_o = 600 V \quad (6.22)$$

As expressões para o cálculo dos esforços de corrente média e eficaz são dados pelas equações 3.31 e 3.32. Assim obtêm-se 6.23 e 6.24:

$$I_{s_{IM}} = I_{L_{IM}} D_{IM} = 8,34 \cdot 0,58 = 4,83 A \quad (6.23)$$

$$I_{s_{rms_{IM}}} = \sqrt{(D_{IM}) \left[ I_{L_{IM}}^2 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta I_{L_{IM}}}{2} \right)^2 \right]} \quad (6.24)$$

Desse modo,

$$I_{s_{rms_{IM}}} = \sqrt{(0,58) \left[ 8,32^2 + \frac{1}{3} \left( \frac{1,66}{2} \right)^2 \right]} = 6,35 A \quad (6.25)$$

Foram utilizados interruptores do tipo IGBT modelo IKW25N120H3 com especificações de 1200 V/25 A, disponível no laboratório. Informações adicionais podem ser obtidas em Infineon Technologies AG (2014a).

#### 6.1.1.4 Circuito de Comando de Gatilho

Foram utilizados circuitos de acionamento modelo 2SC0108T do fabricante Concept. Esse dispositivo possui isolamento galvânico e duplo canal, cujo acionamento foi utilizado no modo direto, onde cada canal é acionado de maneira independente.

Esse dispositivo é indicado pelo fabricante para aplicações de tensão de 1200 V e corrente elevada.

Apesar da não obrigatoriedade do acionamento ser isolado, preferiu-se esse dispositivo pela robustez, confiabilidade e disponibilidade. Outras informações podem ser obtidas em (CONCEPT TECHNOLOGIES AG, 2010).

### 6.1.2 Condicionamento de Sinal

Para a implementação dos sistemas de controle é necessário o uso de sensores para fornecer medidas de corrente e tensão na entrada do conversor Boost. Ambas são grandezas elétricas que servem ao sistema de controle e também à estratégia de MPPT do sistema eólico. A transdução desses sinais foram realizadas com sensores industriais e serão apresentados juntamente com o condicionamento do sinal implementado.

O condicionamento dos sinais de leitura são realizados através de uma placa de circuito impresso sobressalente de outro projeto para otimizar os recursos disponíveis no laboratório. Dessa forma, a montagem dos componentes está vinculada ao circuito já existente. Apesar da estrutura do condicionamento não ser a escolha natural para essa aplicação o mesmo funciona adequadamente.

O controle foi implementado digitalmente em DSP (*Digital Signal Processor*) modelo TMS320F28069 Piccolo Microcontroller do fabricante Texas Instruments.

Nas subseções que segue serão abordados tópicos do condicionamento de sinal.

#### 6.1.2.1 Transdução de Corrente

A leitura do sinal de corrente é realizada com transdutor de efeito *Hall* modelo LA25-NP do fabricante LEM, ilustrado na Figura 89. Esse dispositivo possui capacidade de efetuar leituras de 0 A a 25 A

(primário), fornecendo no enrolamento secundário uma corrente proporcional à medição. Portanto, faz-se necessário um resistor para converter esse valor de corrente em uma tensão adequada ao sistema de condicionamento desse sinal.

Figura 89: Sensor de corrente LA25-NP.



Fonte: adaptado de (LEM, 2011).

Tal sensor foi utilizado por possuir isolamento galvânica do sinal de corrente de modo a proteger o DSP, além de possuir boa precisão e confiabilidade. O fato de fornecer o sinal de saída em corrente também é um atributo que contribui para evitar ruídos na medição principalmente quando o tratamento/processamento do sinal lido encontra-se afastado fisicamente do ponto de leitura. O ganho do sensor é de  $K_i = 1 : 1000$ . Outras informações sobre o sensor podem ser encontradas em (LEM, 2011). Foi utilizado uma unidade deste sensor.

O esquemático elétrico do circuito empregado no condicionamento pode ser visto na Figura 90.

O resistor  $R_{i\_shunt}$  é responsável pela conversão o sinal do sensor com característica de corrente em tensão. Os resistores  $R_1$  e  $R_2$  são de mesmo valor para garantir ganho unitário, para não interferir na medição utiliza-se ( $R_1, R_2 \gg R_{i\_shunt}$ ). O filtro *anti-aliasing* (passa-baixas) é formado por  $R_4$  e  $C_1$ , sendo  $R_3$  e  $R_4$  de mesmo valor para o ganho no estágio de filtro permaneça unitário.

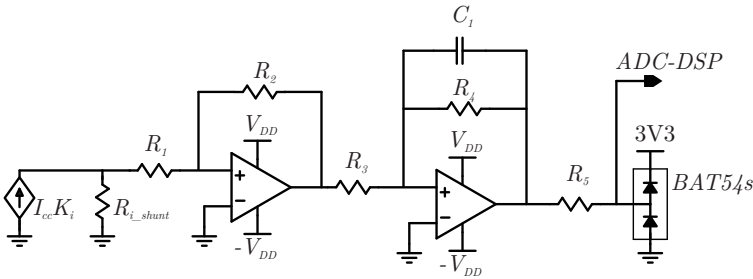
O resistor  $R_5$  e o BAT54s são usados nessa estrutura para fins de proteção do DSP.

A função de transferência do filtro passa baixas de corrente é descrita em 6.26.

$$H_{ifpb}(s) = \frac{1}{R_4 C_1 s + 1} \quad (6.26)$$

A frequência de corte definida por 6.27:

Figura 90: Condicionamento do sinal de corrente.



$$f_o = \frac{1}{2\pi R_4 C_1} \quad (6.27)$$

A leitura da corrente é realizada na entrada do conversor Boost, cuja frequência observada é o dobro da frequência de comutação (são duas fases em paralelo), logo a frequência de corte máxima do filtro é dada por 6.28.

$$f_o = \frac{2f_s}{10} = 6 \text{ kHz} \quad (6.28)$$

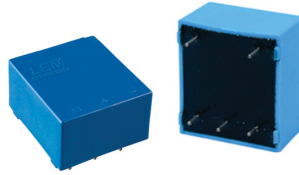
Os valores dos componentes utilizados no condicionamento são apresentados na Tabela 7.

### 6.1.2.2 Transdução de Tensão

O sensor escolhido é de efeito *Hall* modelo LV 25-P/SP5, também do fabricante LEM (Figura 91). Esse dispositivo possui saída em corrente e indicação do fabricante para uso com tensões de até 1500 V. Para essa aplicação optou-se por utilizar o ganho do sensor de  $K_v = 3 : 700$ . Outras informações sobre o sensor podem ser encontradas em (LEM, 2014).

O esquemático do circuito empregado pode ser visto na Figura 92. O resistor  $R_{v\_shunt}$  é responsável para converter o sinal dos sensor com característica de corrente para tensão. Os resistores  $R_6$  e  $R_7$  são de valores idênticos para garantir ganho unitário neste estágio, para não interferir na medição utiliza-se ( $R_6, R_7 \gg R_{v\_shunt}$ ). O filtro

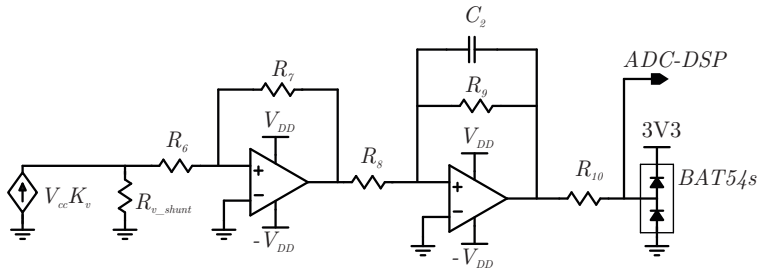
Figura 91: Sensor de tensão LV 25 P-SP5.



Fonte: adaptado de (LEM, 2014).

*anti-aliasing* (passa-baixas) é formado por  $R_9$  e  $C_2$ , sendo  $R_8 = R_9$  de forma a não alterar no ganho da leitura.

Figura 92: Condicionamento do sinal de tensão.



A função de transferência do filtro passa baixas de tensão é descrita por 6.29.

$$H_{vfpb}(s) = \frac{1}{R_9 C_2 s + 1} \quad (6.29)$$

Assim, a frequência de corte definida por 6.30:

$$f_o = \frac{1}{2\pi R_9 C_2} \quad (6.30)$$

A leitura da tensão é realizada sobre o capacitor de filtro da ponte retificadora. O projeto desse capacitor possui especificações de frequências oriundas do gerador elétrico, que são frequências variáveis de até 350 Hz. Apesar disso, o filtro passa baixas é projetado com frequência de corte de 6 kHz para eliminar ruídos espúrios que possam ocorrer no circuito de medição.

Tabela 7: Componentes utilizados no condicionamento de sinal.

Componente	Valor	Componente	Valor
$R_{i\_shunt}, R_{v\_shunt}$	120 $\Omega$	CI TL074CD	4 unidades
$R_1, R_2, R_6, R_7$	820 k $\Omega$	$V_{DD}$	15 V
$R_3, R_4, R_8, R_9$	1, 2 k $\Omega$	BAT54s	2 unidades
$R_5, R_{10}$	330 $\Omega$	$C_1, C_2$	22 nF

### 6.1.2.3 Amostragem

A frequência de amostragem escolhida nesse projeto foi de 30 kHz. A atualização dos dados de controle ocorre uma vez durante o período de comutação. O atraso de amostragem será ponderado através de Waltrich (2016), cuja função de transferência que o descreve é dada por 6.31:

$$H_a(s) = \frac{2 - 1,5 \cdot T_a s}{2 + 1,5 \cdot T_a s} \quad (6.31)$$

onde  $T_a$  é o período de amostragem.

### 6.1.3 Ponte Retificadora

A máxima tensão retificada é um parâmetro de projeto dado pela Tabela 5, sendo fornecido por 6.32.

$$V_{RSM} = V_{cc_{max}} = 550 \text{ V} \quad (6.32)$$

O esforço de corrente na ponte retificadora é obtido para o ponto em que ocorre a máxima corrente, através dos dados da Tabela 6 e na Figura 88, como na equação 6.33.

$$I_F = \frac{P_{I_{max}}}{V_{cc_{max}}} = \frac{4186}{252} = 16,61 \text{ A} \quad (6.33)$$

Apesar do sistema de frenagem (proteção) utilizar a ponte retificadora quando acionado, a corrente máxima é inferior àquela calculada na equação 6.33.

A ponte retificadora selecionada para esse projeto é o modelo SKD 25/12 com especificações de 1200 V/25 A, do fabricante Semikron, disponível no laboratório. Informações adicionais podem ser obtidas em (SEMIKRON, 2004).

### 6.1.3.1 Filtro Capacitivo na Saída da Ponte Retificadora

O filtro capacitivo foi dimensionado a partir de simulações em ambiente PSIM. Dois critérios devem ser observados no projeto do filtro capacitivo: ondulação de tensão e corrente eficaz que atravessa o capacitor.

O capacitor selecionado para esse projeto é de 345  $\mu\text{F}$ . Dados retirados de simulações utilizando tal capacitor podem ser verificado na Tabela 8.

Tabela 8: Esforços no filtro capacitivo obtidos.

Condição Nominal		Condição de Máxima Corrente	
$V_{cc_n}$	356,3 V	$V_{cc_{IM}}$	251,6 V
$\Delta V_{cc_n}$	4,44 V	$\Delta V_{cc_n}$	12,46 V
$I_{C1_{rms}}$	1,01 A	$I_{C1_{rms}}$	2,28 A
$I_{cc}$	13,61 V	$I_{cc}$	16,62 V

O filtro capacitivo é composto por capacitores com tecnologia de filme e capacitores eletrolíticos de alumínio. Nessa estratégia, a corrente composta por frequências mais elevadas, oriundas da comutação do conversor, circulam pelos capacitores de filme com menor impedância série equivalente ESR. Já componentes harmônicas de corrente em baixas frequências, proveniente, essencialmente do gerador, podem ser atenuadas também pelos capacitores eletrolíticos.

No conversor são instalados capacitores de filme, que possuem vida útil prolongada ( $\approx 100000$  horas). Na Caixa de Proteção são instalados os capacitores eletrolíticos, que possuem vida útil menor, facilitando assim, a manutenção dos mesmos.

Essa escolha permite conciliar robustez e custos, características associadas a esses dois tipos de capacitores.

Como há sistema de proteção, que atua em situações de tensão elevada, sugere-se utilizar capacitores de filme (ou associação) com tensão nominal de 650 V. Esses componentes apresentam custos elevados, proporcionais à sua tensão nominal.

Foram utilizados três capacitores de filme associados em paralelo

60  $\mu\text{F}/800\text{ V}$  (EPCOS-B32778G8606K000), cuja capacidade de corrente é adequada para essa aplicação em toda a faixa de frequência. Outras informações podem ser acessadas em (EPCOS AG, 2017).

Os capacitores eletrolíticos são associados em série (duas unidades), cuja especificação é 330  $\mu\text{F}/450\text{ V}$ , EPCOS B43845.

### 6.1.4 Caixa de Proteção

Nessa seção será apresentado o dimensionamento dos componentes da Caixa de Proteção.

#### 6.1.4.1 Circuito de Controle Acionamento da Caixa de Proteção

O circuito de controle e acionamento do sistema de frenagem é apresentado na Seção 5.2. Todo o projeto segue o procedimento descrito em Texas Instruments Incorporated (2013). Nesse sentido, o Apêndice E apresenta a planilha de projeto com a sequência de cálculos e dimensionamento.

Na Tabela 9 são apresentados os componentes utilizados na Caixa de Proteção.

#### 6.1.4.2 Resistor de Frenagem

A potência de operação do resistor de frenagem escolhida para esse projeto é a nominal (5.2.1.7). Assim, o resistor dissipa 5 kW de potência quando a tensão retificada atingir o valor máximo ( $V_{cc_{max}}$ ).

A resistência é dada pela expressão 5.13, onde o fator de segurança  $F_1 = 1$ :

$$R_{freio} = \frac{V_{cc_{max}}^2}{F_1 P_{freio}} = \frac{(550\text{ V})^2}{1 \cdot 5000\text{ W}} = 60\ \Omega \quad (6.34)$$

Assim, a corrente nominal para o resistor de frenagem pode ser calculada:

$$I_{freio} = \frac{V_{cc_{max}}}{R_{freio}} = \frac{550}{60} = 9,17\text{ A} \quad (6.35)$$



Tabela 9: Dimensionamento usado no circuito de controle e acionamento.

<b>Medição</b>	
$R_{a1}$	4,7k $\Omega$ 0,5% 1/5W
$R_{a2}$	43k $\Omega$ 0,1% 1/10W
<b>Circuito Comparador</b>	
Ampl. Operacional	LM339a
$R_1$	820k $\Omega$ 1% 1/10W
$R_2$	91k $\Omega$ 1% 1/10W
$R_{pull\_up}$	1,2k $\Omega$ 5% 1/2W
<b>Tensão de Referência</b>	
Regulador Shunt	TL431a
$V_{ref}$	5,366 V
$R_{c1}$	56k $\Omega$ 7W 5%
$R_{c2a}$	180k $\Omega$ 1% 1/10 W
$R_{c2b}$	158k $\Omega$ 1% 1/10 W
<b>Fonte Auxiliar</b>	
$V_{DD}$	15 V
$R_{b1}$	27k $\Omega$ 5% 11 W
$C_1$	100nF 25V
$C_2$	4,7 $\mu$ F 25V

Resistores com tais especificações são relativamente caros e não havia tais equipamentos disponíveis no laboratório. A solução encontrada foi a utilização de aquecedores domésticos. Sua resistência interna possui 26  $\Omega$  com potência nominal de 2 kW. Uma associação série com duas unidades foi utilizada.

Para a proposta de ensaios/testes em laboratório mostrou-se uma solução adequada. Para aplicação como produto final essa solução não é adequada por demandar ventilação forçada, sendo indicado o uso de resistores com capacidade nominal de dissipação do calor através de convecção e radiação.

#### 6.1.4.3 Circuito de Comando de Gatilho

O projeto utiliza dois IGBTs operando em paralelo com acionamento através de circuito de comando de gatilho não isolados independentes, visto que o referencial de terra será o mesmo do restante do

circuito, ver Figura 86.

Foram utilizados circuitos de comando de gatilho comerciais modelo UCC27511A-Q1, do fabricante Texas Instruments. São circuitos não isolados, de canal simples com capacidade de corrente de 4 A (pico). Outras informações sobre esse componente pode ser encontrada em Texas Instruments Incorporated (2014).

#### 6.1.4.4 Interruptor

A corrente é máxima quando a tensão máxima retificada ( $V_{cc_{max}}$ ) é aplicada sobre o resistor de frenagem. Assim, a corrente nominal do interruptor é dada pela equação 6.36.

$$I_s = \frac{V_{cc_{max}}}{R_{freio}} = \frac{(550 \text{ V})}{60 \Omega} = 9,2 \text{ A} \quad (6.36)$$

Para aumentar a confiabilidade e robustez do sistema de proteção, foram associados em paralelo dois IGBTs modelo IKW40N120H3, com capacidade individual de 40 A e 1200 V. Outras informações relacionadas ao interruptor podem ser vistas em Infineon Technologies AG (2014b).

#### 6.1.4.5 Diodo

O diodo de roda livre entra em operação no instante em que o interruptor é comandado a abrir. A tensão instantânea sobre o resistor de frenagem corresponde à tensão mínima definida na histerese,  $V_{h_{min}} = 400 \text{ V}$ .

$$I_{D_{freio}} = \frac{V_{h_{min}}}{R_{freio}} = \frac{400 \text{ V}}{60 \Omega} = 6,7 \text{ A} \quad (6.37)$$

O diodo utilizado é o modelo VS-40EPF12PBF, um dispositivo rápido e baixo tempo de recuperação reversa, com capacidade nominal de 40 A e 1200 V. Suas características conferem segurança e robustez ao sistema. Mais informações relacionadas a esse componente podem ser encontradas em VISHAY INTERTECHNOLOGY (2016).

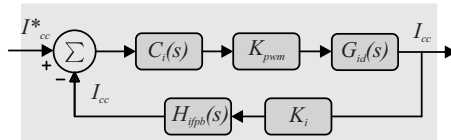
## 6.2 CONTROLE

Nessa seção será apresentado o projeto para o controle da corrente e tensão de entrada do conversor Boost. Será projetado primeiramente o controle para a malha de corrente e na sequência o controle para a malha de tensão.

### 6.2.1 Controlador de Corrente

O diagrama de blocos do controle de corrente pode ser visto na Figura 93, onde a referência de corrente ( $I_{cc}^*$ ) é fornecida pela malha externa que será projetada posteriormente.

Figura 93: Diagrama de blocos do controle de corrente.



O projeto do compensador será realizado pelo método de resposta em frequência, cuja análise inicia-se da determinação da função de transferência de laço aberto não compensado  $F T L A_{N C_i}(s)$ . A função de transferência para o controle da corrente de entrada pela razão cíclica foi obtida em 3.52 e readequado a nomenclatura em 6.38.

$$G_{id}(s) = \frac{\Delta i_1(s)}{\Delta d(s)} = \frac{2V_o}{sL + R} \quad (6.38)$$

$$F T L A_{N C_i}(s) = K_i H_a(s) H_{ifpb}(s) K_{pwm} G_{id}(s) \quad (6.39)$$

Nesse caso, optou-se pela utilização de um controlador proporcional-integral (PI), descrito por 6.40:

$$C_i(s) = K_{pi} \frac{s + \omega_{zi}}{s} \quad (6.40)$$

Com a estrutura do compensador definida é possível encontrar a

FTLA do sistema compensado ( $FTLA_{C_i}(s)$ ), dada por 6.41. A relação entre o domínio  $s$  e a frequência é dada por que  $s = j\omega$ .

$$FTLA_{C_i}(\omega) = C_i(\omega)FTLA_{NC_i}(\omega) \quad (6.41)$$

Os parâmetros do controlador são definidos através da condição de pertinência de módulo e o conceito de margem de fase expressos em 6.42:

$$\begin{cases} |FTLA_{C_i}(\omega_c)| = 1 \\ M_\varphi = 180^\circ + \angle FTLA_{NC_i}(\omega_c) \end{cases} \quad (6.42)$$

onde  $\omega_c$  é a frequência angular de cruzamento definida em projeto. Aplicando as definições 6.42 encontra-se as expressões que determinam os parâmetros do controlador vistas em 6.43 e 6.44.

$$\omega_{zi} = \frac{\omega_c}{\tan \left[ M_\varphi - 90^\circ - \angle (FTLA_{NC_i}(\omega_c)) \right]} \quad (6.43)$$

$$K_{pi} = \frac{\omega_c}{|FTLA_{NC}(\omega_c)| \sqrt{\omega_c^2 + \omega_{zi}^2}} \quad (6.44)$$

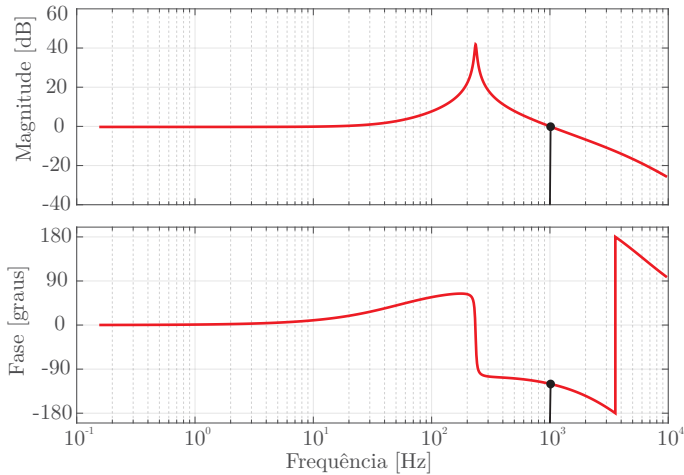
Definindo a margem de fase  $M_\varphi = 60^\circ$  e a frequência de cruzamento  $f_c = 1$  kHz ( $\omega_c = 6,28$  krad/s) obtém-se:

$$\begin{cases} \omega_{zi} = 1,345 \text{ krad/s} \\ K_{pi} = 0,01868 \end{cases} \quad (6.45)$$

$$C_i(s) = 0,01868 \frac{(s + 1,345 \cdot 10^3)}{s} \quad (6.46)$$

Com a definição do compensador vista em 6.46 conclui-se o projeto de controle da malha de corrente. Para explicitar esses resultados é apresentando na Figura 94 o diagrama de Bode da FTLA do sistema compensado. Verifica-se que a frequência de cruzamento e a margem de fase correspondem aquelas definidas no projeto:  $f_c = 1$  kHz e  $M_\varphi = 60^\circ$ .

Figura 94: Diagrama de Bode sistema do compensado (malha de controle da corrente).



## 6.2.2 Controlador de Tensão

A modelagem da planta a ser controlada foi realizada na Seção 3.7.1.1, cuja função de transferência é descrita pela equação 3.48 e reescrita aqui:

$$\frac{\Delta V_{cc}(s)}{\Delta i_L(s)} = \frac{-1}{sC} \quad (6.47)$$

A função de transferência 6.47 possui um sinal negativo, o que equivale a uma fase de  $180^\circ$ . Ao analisar a fase dessa planta verifica-se que para qualquer frequência a fase será de  $90^\circ$ . Assim, o compensador escolhido deveria retirar em torno de  $200^\circ$  de fase, para fazer a compensação e garantir a margem de fase de  $70^\circ$ .

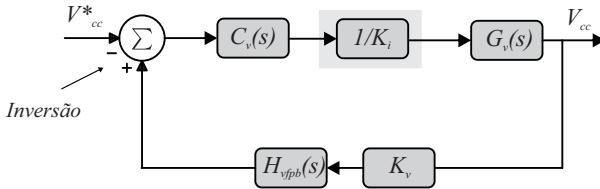
Para simplificar o projeto e utilizar compensadores tradicionais, do tipo PI, para fazer a compensação mantendo a eficiência, foi implementado o controle com a expressão 6.48:

$$G_{vi}(s) = \frac{\Delta V_{cc}(s)}{\Delta i_L(s)} = \frac{1}{sC} \quad (6.48)$$

onde os  $180^\circ$  de fase da equação 6.47 serão implementados na malha de controle invertendo os sinais de referência de tensão e de realimentação, como pode ser observado no esquemático da Figura 95.

Considerando-se que a malha de corrente será projetada para ser suficientemente rápida em relação à malha de tensão, ambas desacopladas dinamicamente, a malha interna passa a ser vista como um ganho  $1/K_i$ . Essa consideração permite reorganizar o sistema da Figura 57, resultando no diagrama apresentado na Figura 95.

Figura 95: Diagrama de blocos do controle de tensão.



A FTLA não compensada para o tensão da corrente é dada por

$$FTLA_{NC_v}(s) = K_v H_{vfpb}(s) \frac{1}{K_i} G_{vi}(s) \quad (6.49)$$

Foi empregado um controlador do tipo PI, cuja expressão canônica é descrita por 6.50:

$$C_v(s) = K_{pv} \frac{s + \omega_{zv}}{s} \quad (6.50)$$

Com a estrutura do compensador definida é possível encontrar a FTLA do sistema compensado ( $FTLA_{C_v}(s)$ ), dada pela equação 6.51. A relação entre o domínio  $s$  e a frequência é dada por que  $s = j\omega$ .

$$FTLA_{C_v}(\omega) = C_v(\omega) FTLA_{NC_v}(\omega) \quad (6.51)$$

Os parâmetros do controlador são definidos através da condição de pertinência de módulo e o conceito de margem de fase expressos em 6.52:

$$\begin{cases} |FTLA_{C_v}(\omega_c)| = 1 \\ M_\varphi = 180^\circ + \angle FTLA_{NC_v}(\omega_c) \end{cases} \quad (6.52)$$

onde  $\omega_c$  é a frequência angular de cruzamento definida em projeto. Aplicando as definições 6.52 em 6.51 encontra-se as expressões que determinam os parâmetros do controlador vistas em 6.53 e 6.54.

$$\omega_{zv} = \frac{\omega_c}{\tan \left[ M_\varphi - 90^\circ - \angle (FTLA_{NC_v}(\omega_c)) \right]} \quad (6.53)$$

$$K_{pv} = \frac{\omega_c}{|FTLA_{NC}(\omega_c)| \sqrt{\omega_c^2 + \omega_{zi}^2}} \quad (6.54)$$

Definindo a margem de fase  $M_\varphi = 60^\circ$  e a frequência de cruzamento  $f_c = 50$  Hz ( $\omega_c = 314,16$  rad/s) obtém-se:

$$\begin{cases} \omega_{zv} = 171,462 \text{ rad/s} \\ K_{pv} = 0,095141 \end{cases} \quad (6.55)$$

Reescrevendo o compensador com os termos obtidos:

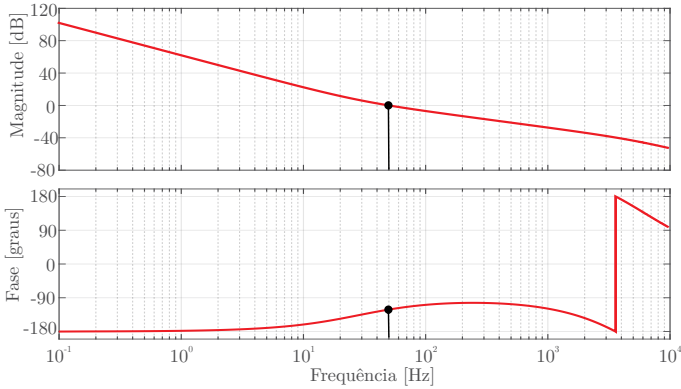
$$C_v(s) = 0,095141 \frac{(s + 171,462)}{s} \quad (6.56)$$

Com a definição do compensador vista em 6.56 conclui-se o projeto de controle da malha de corrente. Para explicitar esses resultados é apresentando na Figura 96 o diagrama de Bode da FTLA do sistema compensado. Verifica-se que a frequência de cruzamento e a margem de fase correspondem àquelas definidas no projeto:  $f_c = 50$  Hz e  $M_\varphi = 60^\circ$ .

### 6.3 MPPT

A estratégia de MPPT foi analisada na Seção 4.3. Nesta seção será dimensionada a constante  $K_{V_{ccxI_{cc}}}$  necessária para a implementação da técnica. A constante é dada pela equação 4.59

Figura 96: Diagrama de Bode sistema do compensado (malha de controle da tensão).



$$K_{V_{ccxIcc}} = \frac{1}{\alpha_{mot} \left( \frac{\sqrt{a_2}}{9} \right)^3} \quad (6.57)$$

onde as constantes  $a_2$  e  $\alpha_{mot}$  são fornecidas por 4.14 e 4.42 respectivamente.

$$a_2 = 2 \left( \frac{\pi^2}{30k_a} \right)^2 = 2 \left( \frac{\pi^2}{30 \cdot 0,323741} \right)^2 = 2,0653 \quad (6.58)$$

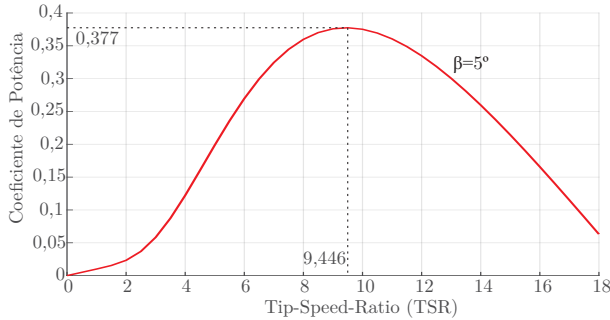
O coeficiente de potência e o TSR são definidos a partir da equação 1.22 e do ângulo de passo da turbina visto na Tabela 5. Gráficamente esse resultado é ilustrado na Figura 97.

$$\alpha_{mot} = \frac{1}{2} \frac{\rho_{ar} A R_w^3 C_{pot}}{\lambda_{ot}^3} = \frac{1}{2} \frac{1,225 \cdot (12,5662)^3 \cdot 0,3773}{9,4460^3} = 0,0276 \quad (6.59)$$

A partir dos resultados obtidos nas equações 6.58 e 6.59 a constante é expressa por 6.60.



Figura 97: Definição do TSR e o  $C_{pot}$  do projeto.



$$K_{V_{ccz}I_{cc}} = \frac{1}{0,0276 \left( \frac{\sqrt{2,0653}}{9} \right)^3} = 8910,2480 \quad (6.60)$$

## 6.4 RESULTADOS SIMULADOS

Os resultados do sistema completo simulados em ambiente PSIM, com seguimento da máxima potência são apresentados nessa seção. Simulações com amostragem e quantização foram realizadas para a implementação do código em linguagem C, porém, não é possível apresentar resultados com simulações superiores a 1 segundo, pois a amostragem e quantização (digitalização) demandam excessivo esforço computacional. Por esse motivo, os resultados descritos nessa seção contemplam a comutação do conversor Boost e controle contínuo no tempo.

O esquemático simulado pode ser visto na Figura 98, com as especificações do sistema apresentados na Tabela 5. O projeto do controle foi realizado na Seção 6.2, os parâmetros obtidos são apresentados na Tabela 10.

Na Figura 99, o sistema em regime permanente recebe uma variação na velocidade do vento. Observa-se a reação do controle buscando o novo ponto de operação. O tempo de acomodação do sistema é proporcional ao momento de inércia do sistema.

Em regime permanente as potências elétrica e mecânica apresentam pequena discrepância devido às perdas ôhmicas no enrolamento de armadura, proporcionais à potência gerada. Apesar de apresentar va-

Figura 98: Sistema eólico e diagrama de controle.

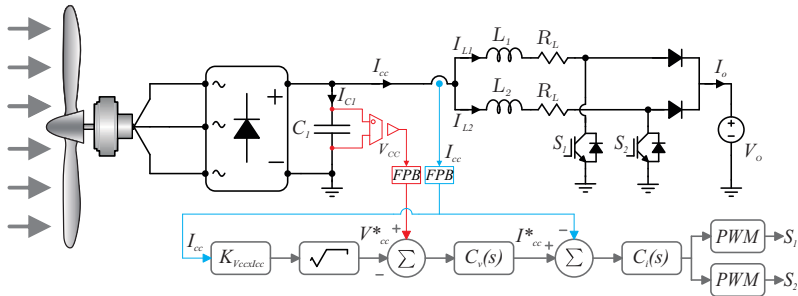


Tabela 10: Parâmetros do controle.

Compensador de Tensão		Compensador de Corrente	
$M_{\varphi_v}$	60 graus	$M_{\varphi_i}$	60 graus
$\omega_{c_v}$	314,159 rad/s	$\omega_{c_i}$	6,283 krad/s
$K_{p_v}$	0,094314	$K_{p_i}$	0,018145
$\omega_{z_v}$	177,922 rad/s	$\omega_{z_i}$	2,42 krad/s
$K_{V_{cc} \times I_{cc}}$	8910,248 V <sup>2</sup> /A	TSR	9,60

riações controladas (pequenas), tensão e corrente retificadas evoluem sem apresentar distorções ou ressonâncias indesejadas. Isto é possível com o desacoplamento dinâmico entre as malhas de controle.

A Figura 100 exibe em detalhe as ondulações de tensão e corrente retificadas, em regime permanente. A ondulação na tensão em baixa frequência ( $\approx 330$  Hz) é provocada pela operação do conjunto PMSG-ponte retificadora. A corrente apresenta duas componentes, em baixa frequência ( $\approx 330$  Hz) associada a ondulação de tensão; em alta (60 kHz) associada a comutação. A componente em baixa frequência pode ser atenuada aumentando o tamanho do filtro capacitivo. Contudo, verifica-se que as ondulações estão de acordo com as especificações de projeto.

O comportamento da corrente na entrada, nos componentes do conversor Boost e no filtro capacitivo são apresentadas na Figura 101. A ondulação em baixa frequência na entrada do conversor é vista também nos demais componentes, Figura 101a. Na Figura 101b pode ser visto em detalhes a divisão simétrica da corrente nos indutores (ondulação de  $\approx 15\%$ ) e a alta frequência sobre o capacitor de filtro.

Aplicar degraus na velocidade de vento pode ser uma estratégia

Figura 99: Resultados para perturbação em degrau de vento.

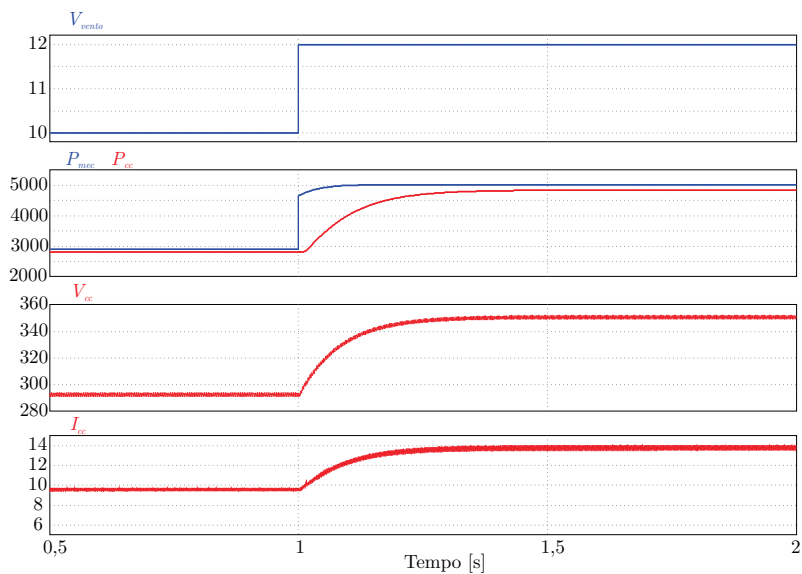
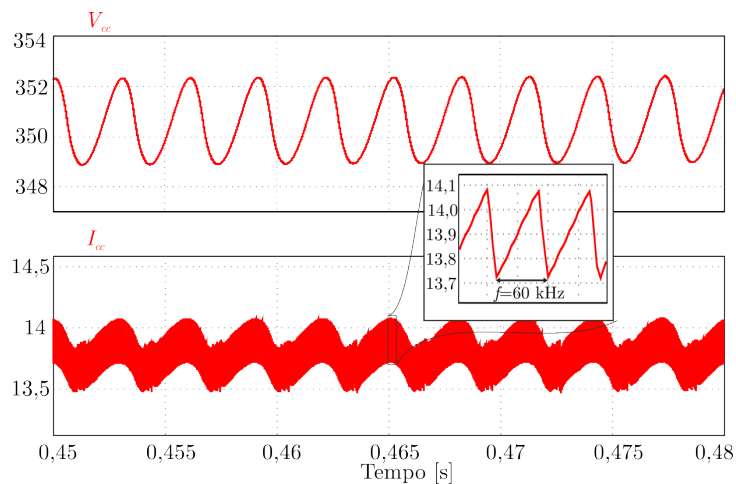
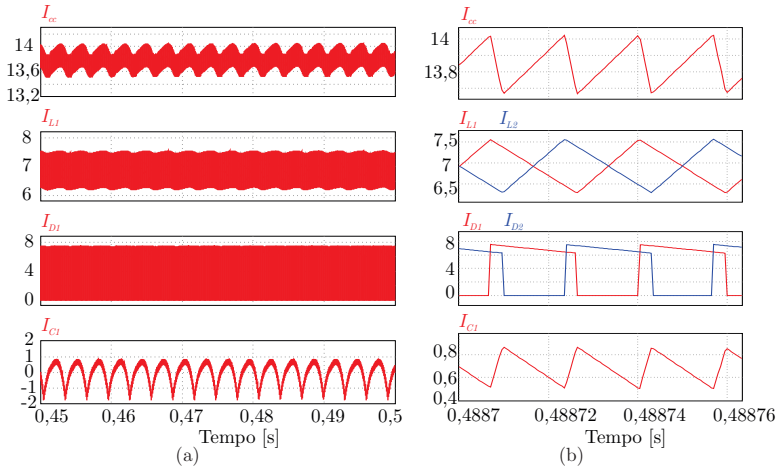


Figura 100: Detalhes da ondulação da corrente e tensão retificadas.



interessante para verificar o desempenho de sistemas de seguimento de máxima potência. Apesar de turbulento, na prática o vento apresenta

Figura 101: Detalhes da ondulação da corrente nos componentes.



taxas de variações mais lentas do que a função degrau. Para observar o desempenho do sistema sob variações mais realistas, foi utilizado uma função fictícia para descrever a velocidade do vento (em m/s), apresentada na equação 6.61, uma adaptação de (BARBI, 2016):

$$v_w(t) = 10 + 0,2\text{sen}(0,84t) + 2\text{sen}(2,937t) + T_{x1} \quad (6.61)$$

onde  $T_{x1}$  é dado por:

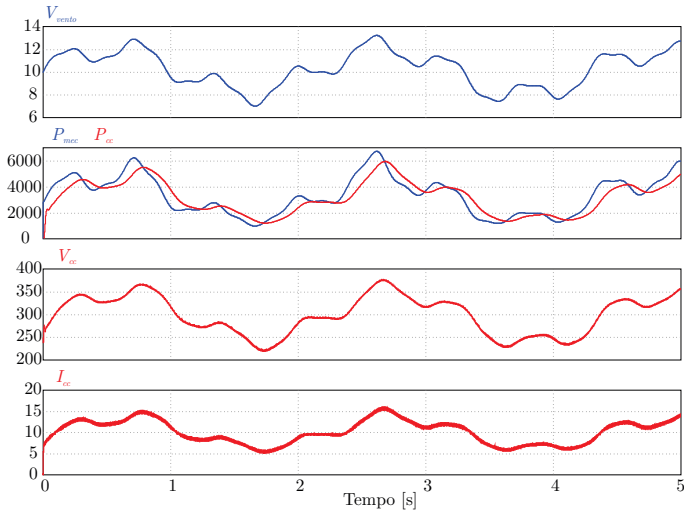
$$T_{x1} = \text{sen}(2,345t) + 0,2\text{sen}(29,241t) \quad (6.62)$$

Os resultados para o sistema operando com ventos variáveis pode ser visto na Figura 102. Observa-se que a ação de controle no seguimento da máxima potência ocorre de forma adequada. A potência elétrica extraída segue a potência mecânica disponibilizada pelo vento. A tensão e a corrente retificadas evoluem adequadamente ao longo do tempo e de forma controlada.

A progressão da velocidade mecânica na turbina durante a operação pode ser vista Figura 103, onde a referência  $\omega_{m\_Ref}$  é obtida a partir do TSR. O torque mecânico apresenta comportamento ondulatorio, característica do uso de ponte retificadora passiva acoplada ao gerador elétrico.

O funcionamento adequado da técnica de MPPT pode ser evi-

Figura 102: Resultados para o sistema operando com velocidade de vento variável.



denciado através da análise do *tip speed ratio* (TSR) do sistema em operação, sob mudanças na velocidade do vento. Quando o seguimento ocorre de maneira adequada o TSR deve manter-se elevado independentemente do ponto de operação, apesar de oscilar naturalmente durante transitórios. Essa característica pode ser constatada na Figura 103, simultaneamente ao valor teórico de TSR ótimo (9,44).

## 6.5 SIMULAÇÃO SOB FALTA NA REDE ELÉTRICA

Nessa seção são apresentados os resultados simulados para o sistema de proteção atuando sob condição de falta de rede elétrica.

O sistema de acionamento da frenagem é composto pelos componentes dimensionados na Seção 6.1.4 e discutidos na Seção 5.2

A falta da rede elétrica foi simulada nesse estudo interrompendo a corrente na saída, após o barramento CC, através do interruptor  $S_o$ .

No instante em que ocorre a falta da rede elétrica o conversor Boost está em operação (cumprindo o MPPT), transferindo energia ao barramento CC. Ao desconectar-se da rede, a tensão do barramento CC irá elevar-se enquanto o conversor Boost se mantiver em operação podendo causar danos aos capacitores por sobre tensão.

Figura 103: Parâmetros mecânicos para o sistema operando com velocidade de vento variável.

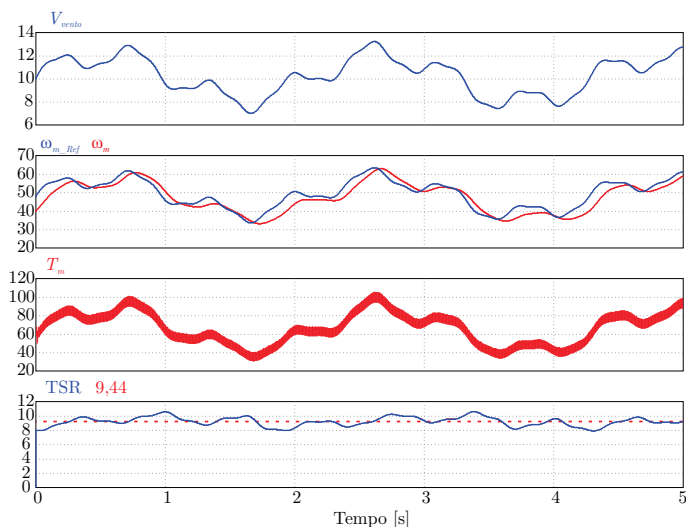
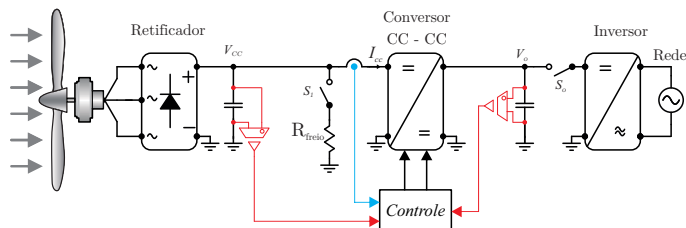


Figura 104: Esquemático simulado para estudo de falta da rede elétrica.



É necessário identificar a falta da rede elétrica e desativar o conversor Boost para proteger o barramento CC. Ao retirar os pulsos de comando do Boost a tensão retificada ( $V_{cc}$ ) irá elevar-se até atingir o nível crítico estabelecido pela Caixa de Proteção (Figura 80), acionando o sistema de frenagem para dissipar a energia gerada enquanto a falta persistir.

A detecção da falta foi realizada através do monitoramento da tensão do barramento CC (na prática essa tensão já é lida), entretanto, outras formas podem ser usadas, como por exemplo o sistema de anti-ilhamento.

A Figura 105 apresenta as formas de onda dos principais parâmetros separados em regiões.

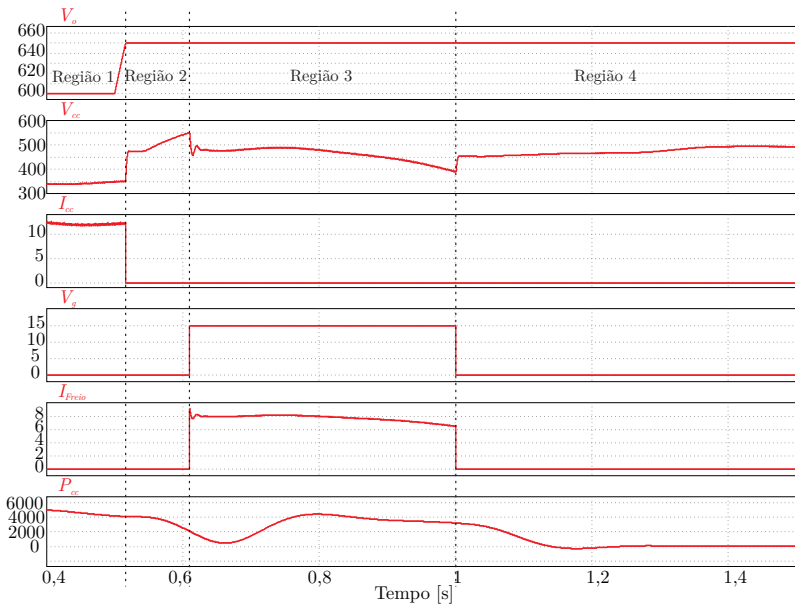
Na região 1 o sistema está operando normalmente e ocorre a falta na rede. A consequência para o sistema é a elevação na tensão do barramento CC ( $V_o$ ). Como pode ser observado, a máxima tensão é 650 V e o conversor Boost é desabilitado.

Na região 2 a corrente na entrada do conversor Boost  $I_{cc}$  é nula e a energia gerada passa a elevar a tensão retificada  $V_{cc}$ , até atingir o valor crítico do projeto (550 V).

Na região 3 o sistema de frenagem é acionado. A tensão de comando do interruptor  $V_g$  está em nível lógico alto. A corrente  $I_{Freio}$  esta sendo drenada para o resistor de freio ( $60 \Omega$ ) e a tensão  $V_{cc}$  diminui até atingir o limite inferior da histerese da Caixa de Proteção (Figura 80).

Após atingir o valor mínimo da histerese, o freio é desabilitado. Na região 4 a tensão retificada volta a elevar-se até atingir o valor que acionará novamente o freio ou a rede elétrica é restabelecida.

Figura 105: Simulação de falta na rede elétrica.



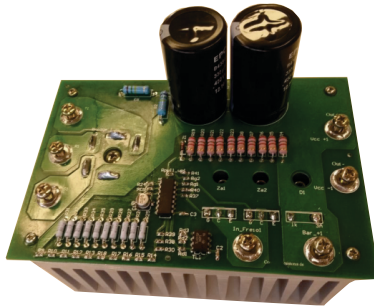
Com esses resultados verifica-se que a lógica de operação desempenha de forma satisfatória a função de proteção do sistema.

## 6.6 LAYOUT E PROTÓTIPO

Os *layouts* para os protótipos foram realizados através de programas de confecção de placas, tanto para a Caixa de Proteção quanto o conversor Boost *interleaved*. Esquemáticos e versões de 3D serão apresentadas no Apêndice A.

O protótipo implementado para a Caixa de Proteção é apresentado na Figura 106, cujas dimensões são 110x165 mm.

Figura 106: Protótipo implementado da caixa de proteção.



O protótipo do conversor Boost juntamente com o condicionamento de sinal pode ser visto na Figura 107, nela são apresentados:

1. Protótipo do conversor Boost *interleaved*;
2. DSP TMS320F28069 utilizado para implementação digital do controle;
3. Protótipo da placa do condicionamento de sinal.

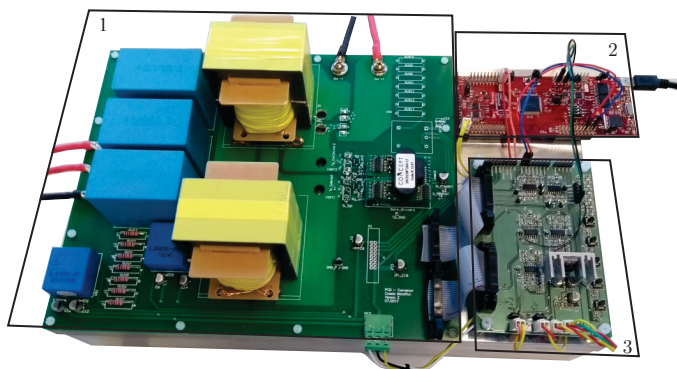
## 6.7 TESTES PRÁTICOS DA CAIXA DE PROTEÇÃO

Nessa seção serão apresentados os ensaios práticos de entrada e saída de condução com a Caixa de Proteção. O objetivo é verificar o funcionamento da lógica de proteção e as principais formas de onda desse sistema.

A estratégia para esses ensaios consiste em aplicar tensão na entrada da ponte retificadora, através de fonte controlada. Ao elevar a tensão até o nível crítico a frenagem é acionada, permanecendo ativa enquanto a tensão  $V_{cc}$  atinge o limite inferior da histerese.

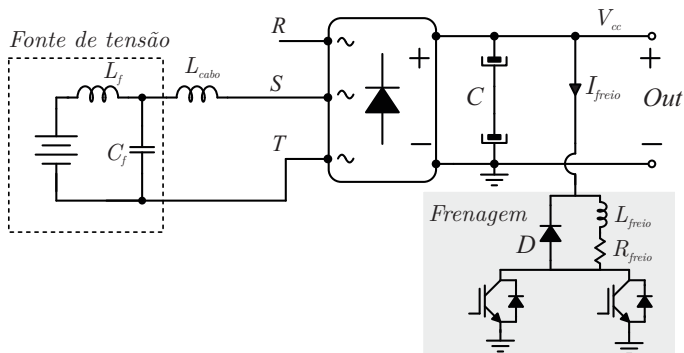


Figura 107: Protótipo conversor Boost *interleaved* e o condicionamento de sinal.



A Caixa de Proteção foi testada de forma isolada, não há outros estágios conectados, o esquemático pode ser visto na Figura 108.

Figura 108: Esquemático o *setup* para os ensaios experimentais com a Caixa de Proteção.

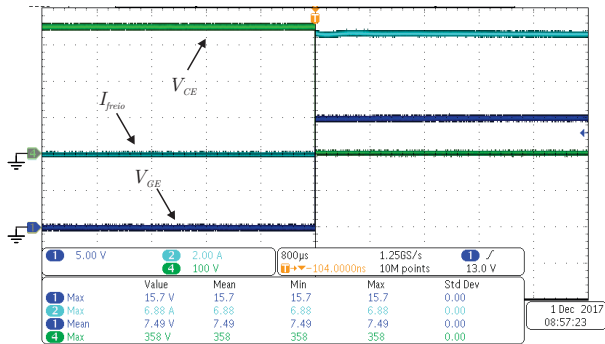


Por não haver disponibilidade de fontes de tensão com capacidade para o acionamento em tensão nominal da proteção (550 V), o sistema de acionamento foi reprojetoado, utilizando as mesmas técnicas descritas em 5.2.1, para operar com níveis de tensões dos equipamentos disponíveis.

Na Figura 109 pode ser vista a entrada em condução do sistema de frenagem. Observa-se que a tensão retificada máxima  $V_{ccmax}$ , visto

em  $V_{CE}$ , na qual o sistema é acionado ficou de 358 V, tensão de operação dessa proteção. Fica perceptível que, uma vez atingida a tensão crítica o sistema aciona a frenagem e permanece dessa forma, não há comutações indesejadas.

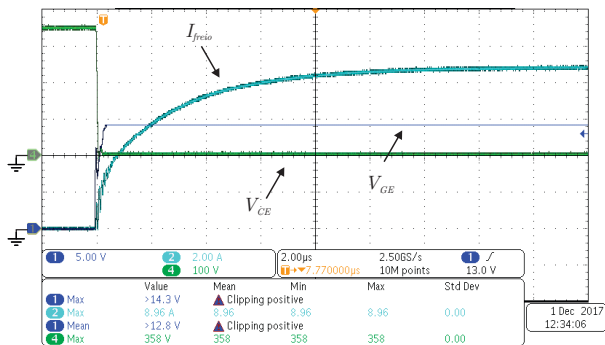
Figura 109: Teste de entrada em condução do sistema de frenagem.



O resistor de frenagem empregado possui  $52 \Omega$  (4 kW). Após o acionamento do interruptor, a corrente no mesmo passa de nula ao valor de operação, 6,88 A.

A Figura 110 apresenta em detalhes o instante da comutação, onde a corrente no resistor de freio exhibe comportamento exponencial característico do circuito tipo  $RL$ , até atingir o regime permanente.

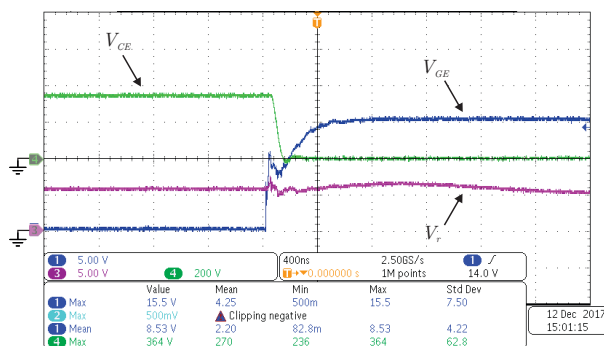
Figura 110: Comutação do sistema de frenagem na entrada em condução.



A Figura 111 mostra o detalhe da comutação, onde a tensão  $V_{GE}$  exibindo o efeito Plateau de Miller característico de IGBTs. Durante

a comutação a tensão de referência ( $V_r$ ) apresenta uma pequena ondulação durante o transitório, não apresentando nenhum impacto ao funcionamento devido a arquitetura contar com histerese.

Figura 111: Tensões do sistema de frenagem durante a entrada em condução.



O uso de capacitância em paralelo com a carga do regulador *shunt* poderia diminuir essa ondulação em  $V_r$ . No entanto, o TL431 apresenta instabilidade para uma faixa de capacitâncias (60 - 1300  $\mu\text{F}$ ), conforme descrito em Michallick (2014). Mesmo capacitâncias acima desses valores causaram problemas de instabilidade nesses testes, dessa forma, optou-se por não usar carga capacitiva.

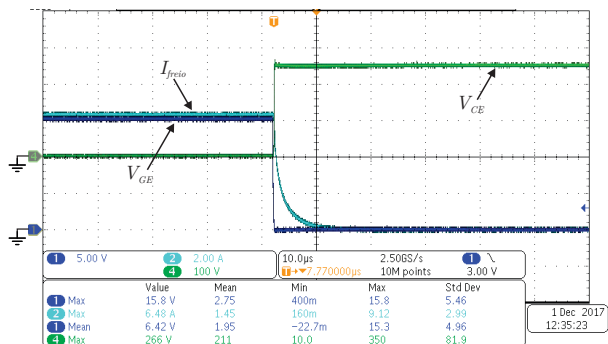
O sistema de frenagem sendo comandado a sair de operação pode ser visto na Figura 112. Inicialmente a tensão  $V_{CC}$  encontra-se dentro da zona de histerese e o sistema de frenagem está acionado, como pode ser visto a tensão  $V_{GE}$  com aproximadamente 15 V. A tensão sobre o interruptor  $V_{CE}$  é nula e que a corrente através no resistor de freio é de 6,48 A.

A tensão retificada é diminuída, quando o nível mínimo da histerese (266 V) é atingido o IGBT é desabilitado e a tensão  $V_{CE}$  passa a ser a própria tensão  $V_{CC}$ . Observa-se que no instante em que o interruptor sai de condução a tensão  $V_{CE}$  não apresenta sobre picos expressivos, o que é desejado para evitar danos nos componentes.

A corrente no resistor de frenagem, vista na Figura 112, demanda aproximadamente 10  $\mu\text{s}$  para se anular devido a indutância de dispersão associada a carga  $L_{freio}$ . Após a comutação dos IGBTs, essa corrente circula pelo diodo de roda livre  $D_{freio}$ , discutido e apresentado em 5.2.1.6.

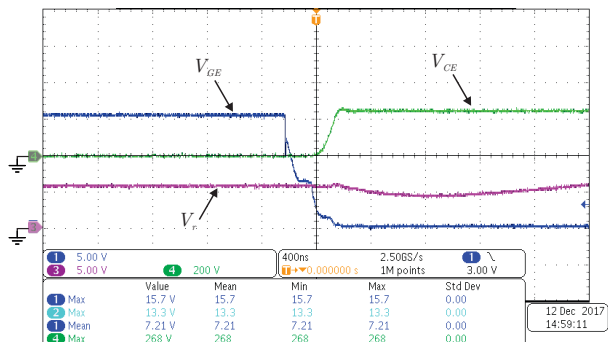
A Figura 113 apresenta em detalhes o comportamento das

Figura 112: Comutação do sistema de frenagem durante a saída de condução.



tensões no instante da comutação. Verifica-se que a tensão de referência  $V_r$  apresenta um transitório que é rapidamente pelo próprio regulador *shunt*.

Figura 113: Comutação do sistema de frenagem na entrada em condução.



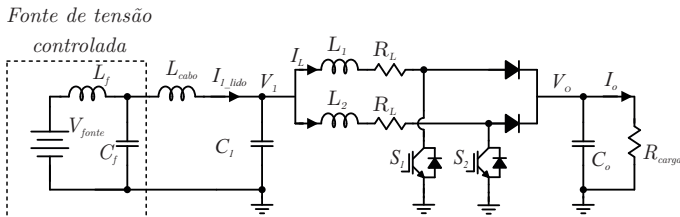
Estes resultados práticos apresentados comprovam a eficácia do acionamento do sistema de frenagem dissipativa, onde o comportamento é compatível com a teoria. Testes em que esse sistema atua durante a operação do sistema eólico completo não foram realizados.

## 6.8 RESULTADOS EXPERIMENTAIS EM MALHA ABERTA

Esta seção é reservada à apresentação dos testes experimentais para o conversor Boost operando em malha aberta.

Para este ensaio foi utilizada uma fonte de alimentação controlada na entrada do conversor Boost, enquanto a saída é conectada a uma carga  $RC$ , cujo banco capacitivo ( $800V/1160\mu F$ ) é conectado em paralelo com o resistor de  $105\ \Omega$ . O esquemático da Figura 114 ilustra o *setup* para esse ensaio.

Figura 114: Esquemático do *setup* utilizado nos testes de malha aberta.



Os resultados experimentais apresentados nesse trabalho foram obtidos com o conversor operando abaixo da potência nominal devido às limitações em relação as especificações dos equipamentos laboratoriais descritas no início desse capítulo.

A Figura 115 apresenta as formas de onda da tensão na saída  $V_o$  e a tensão coletor-emissor  $V_{CE}$  do protótipo operando em malha aberta com tensão nominal. No detalhe pode ser observado que a comutação ocorre adequadamente, não há sobre sinal expressivo.

Na Figura 116 está ilustrada a tensão de saída ( $V_o$ ) e a forma de onda da corrente de saída  $I_o$ . Verifica-se que não há ondulações significativas, a corrente apresentada é a corrente no resistor de carga. Nesse teste o conversor está processando aproximadamente 70% da potência nominal (3,4 kW).

A Figura 117 apresenta a tensão e a corrente na entrada. A corrente  $I_{1\_lido}$  é lida antes do banco capacitivo, ilustrado na Figura 114, e apresenta ondulações em baixa frequência ( $\approx 120$  Hz), cuja medição feita pode ser vista na parte inferior da imagem.

Entretanto, a ondulação de corrente em baixa frequência não é prevista teoricamente. A fonte de tensão possui alimentação monofásica, a possível causa dessa ondulação está no controle da fonte, visto que, a ondulação ocorre em aproximadamente 120 Hz.

Figura 115: Forma de onda de tensão na saída ( $V_o$ ) e sobre o interruptor  $S_1$  ( $V_{CE}$ ) do conversor Boost operando em malha aberta.

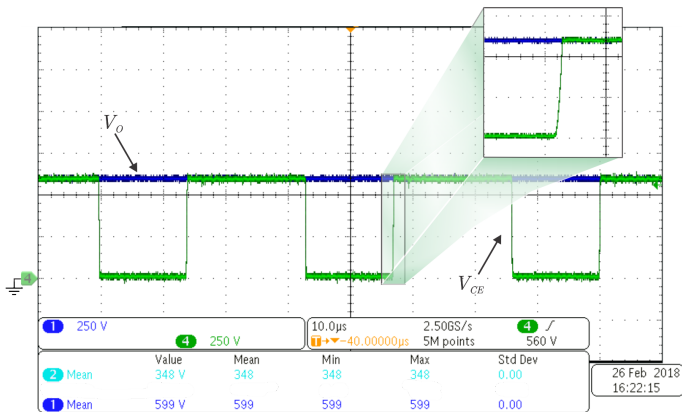
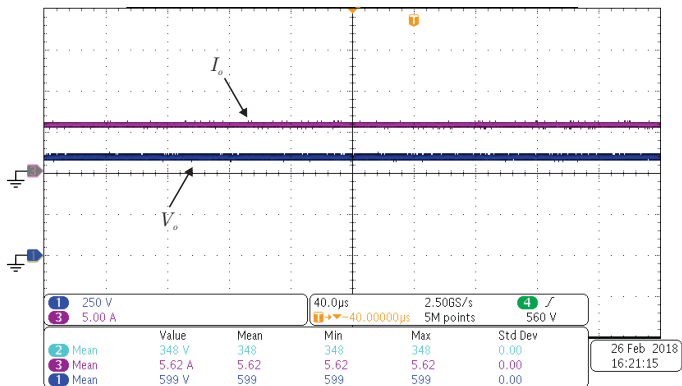


Figura 116: Forma de onda da tensão ( $V_o$ ) e corrente ( $I_o$ ) na saída operando em malha aberta.



A componente da corrente em baixa frequência não é absorvida pelo capacitor  $C_1$  na entrada do conversor Boost, a mesma ondulação é vista na corrente dos indutores como apresentado na Figura 118.

Na Figura 119 são apresentadas em detalhes as correntes ( $I_{1\_lido}$ ) em ( $I_L$ ) em alta frequência (30 kHz).

A ondulação da corrente  $I_{1\_lido}$  esperada é de 60 kHz, composição das correntes nos indutores. No entanto, a ondulação observada ocorre na frequência de comutação (30 kHz). Verifica-se que há corres-

Figura 117: Forma de onda de tensão na entrada  $V_1$  e a corrente na entrada  $I_{1\_lido}$ .

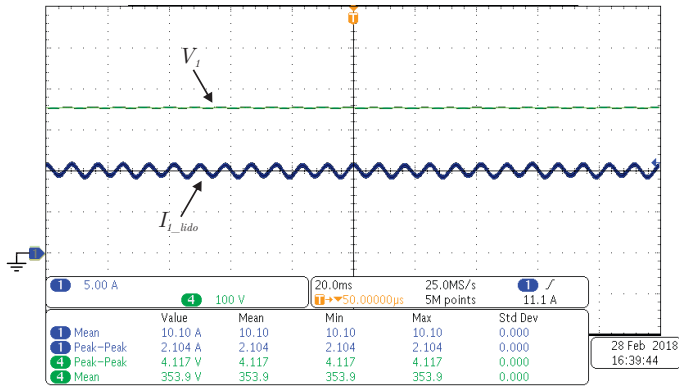
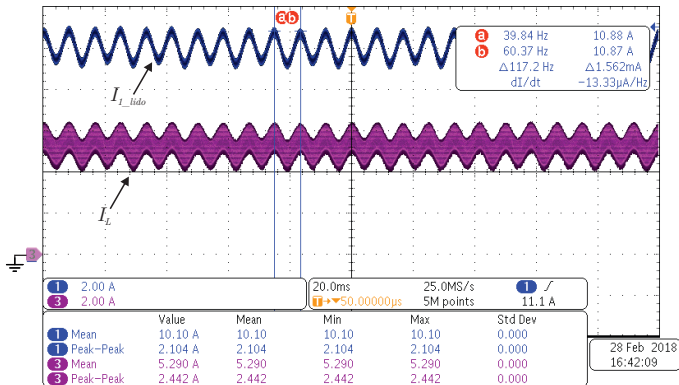


Figura 118: Forma de onda da corrente ( $I_{1\_lido}$ ) e no indutor ( $I_L$ ) do conversor Boost operando em malha aberta.



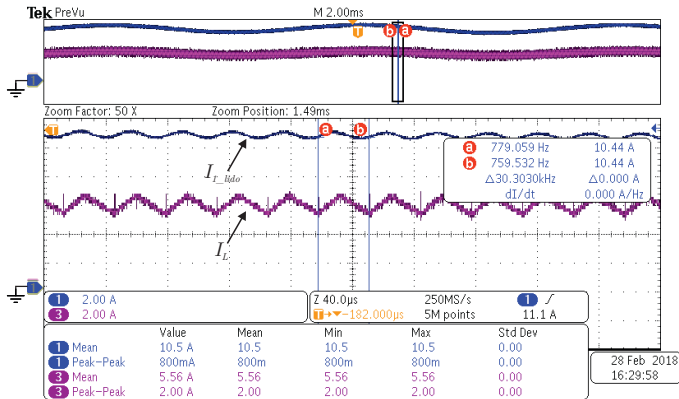
Fonte: Elaborada pelo autor.

pondência com a ondulação da corrente no indutor.

Pressupõe-se que esse fato aconteça devido a possíveis diferenças entre as impedâncias de série dos indutores. Não foi possível realizar as medidas de corrente em ambos os indutores para comprovar essa hipótese. No entanto, desequilíbrios impostos no simulador resultaram em comportamentos semelhantes.

De fato, a resistência medida na frequência de comutação dos indutores apresentaram  $9,01 \Omega$  e  $10,07 \Omega$ , respectivamente. Apesar

Figura 119: Corrente na entrada ( $I_1$ ) e no indutor ( $I_L$ ) com detalhes em alta frequência.



do entreferro ser construído em papel de boa densidade, a fixação dos núcleos é realizada com fita adesiva de poliéster, o que pode ter dilatado e alterado o valor da indutância.

Apesar disso, a divergência observada não compromete o conversor no primeiro momento, a ondulação total da corrente, mensurada na Figura 119, ficou inferior a 1 A. Testes com corrente nominal são necessários para verificar o impacto dessa ondulação no funcionamento do conversor e na temperatura dos componentes.

Como consequência direta dessa anomalia está o esforço de corrente no capacitor de filtro da ponte retificadora.

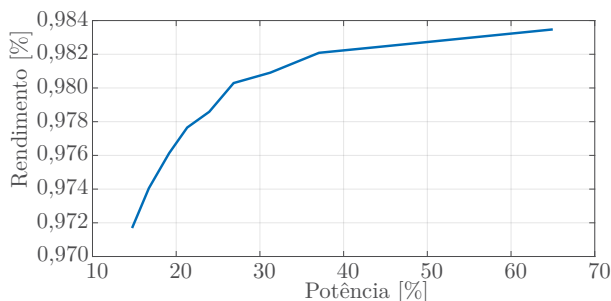
## 6.9 ENSAIO DE RENDIMENTO

A curva de rendimento experimental obtida com o protótipo do conversor Boost *interleaved* é apresentada na Figura 120. O eixo das abscissas quantiza a porcentagem da potência nominal de entrada (5 kW) processada, enquanto o eixo das ordenadas indica o rendimento do conversor.

Ainda que não tenha sido possível testar para a potência nominal, o rendimento ficou elevado para as potências experimentadas.



Figura 120: Curva de rendimento.



## 6.10 CONCLUSÃO

Nesse capítulo foram apresentadas as especificações do projeto, o dimensionamento dos componentes, do sistema de controle e MPPT. Também foram apresentados os resultados simulados para o sistema completo, contemplando a estratégia de seguimento da máxima potência, os testes práticos com a Caixa de Proteção e, por fim, os testes em malha aberta com o conversor Boost *interleaved*.

A estratégia de MPPT apresentou resultados simulados satisfatórios, pois o sistema consegue realizar o seguimento da potência disponível no vento inclusive sob condições de vento turbulento.

Os testes experimentais da Caixa de Proteção apresentaram resultados adequados para os níveis de corrente testados. A condição nominal também deve ser experimentada para conclusões afirmativas.

Com os resultados experimentais em malha aberta para o conversor Boost considera-se que o sistema opera de maneira adequada para os níveis de potência testados. A ondulação de corrente em baixa frequência vista na entrada do conversor não deve ocorrer quando o conversor opera acoplado a ponte retificadora. No entanto, esse fato deve ser monitorado durante os testes com o sistema completo.

A assimetria identificada nas fases do conversor não comprometeram o protótipo nos testes, com cerca de 70 % da potência nominal. Para o entendimento do impacto dessa anomalia é necessário realizar testes para a condição nominal de potência.

Para projetos futuros que empregam técnica *interleaving*, onde não há malha de controle individual de corrente para cada fase, deve-se dobrar a atenção na confecção dos indutores.

Ensaio experimentais com o sistema completo, assim como a

estratégia de MPPT e a malha de controle, não foram realizadas devido a ausência de equipamentos com tais especificações, como mencionados no início desse capítulo.

## 7 DISCUSSÕES FINAIS

Este trabalho propôs fazer o estudo do sistema eólico de pequeno porte (exceto o inversor) a iniciar pela análise do gerador elétrico acoplado à ponte retificadora trifásica a diodos (Graetz), implementar e testar um conversor para o estágio intermediário (CC-CC), estudar e implementar uma técnica de MPPT, projetar e testar um sistema de proteção elétrica para o sistema eólico.

O estudo e equacionamento para conjunto PMSG-ponte retificadora, contemplando perdas ôhmicas no enrolamento de estator, foi realizado e apresentado no Capítulo 2. Esse estudo mostra-se atraente por apresentar um olhar acurado sobre o impacto da resistência, do enrolamento de armadura, na potência de saída da ponte retificadora. A complexidade das expressões encontradas dificulta a obtenção analítica de expressões que relacionam tensão e corrente retificadas. No entanto, servem como importantes ferramentas para mensurar discrepâncias em considerações simplificadas ou até mesmo o desenvolvimento de novas abordagens a cerca da estratégia de controle. Em última instância, fornece dados mensuráveis da consequência de um projeto de gerador elétrico adequado.

Uma estratégia para o seguimento da máxima potência foi proposta, analisada e testada através de simulação. Sistemas eólicos de pequeno porte normalmente operam em alturas de até 20 metros, região em que apresenta ventos turbulentos devido aos obstáculos naturais. Demandando dessa forma, algoritmo de MPPT capaz desenvolver a ação de controle de velocidade de forma eficiente, sob pena de não aproveitar os ventos favoráveis. Sob essa perspectiva, a estratégia de MPPT por método indireto apresentada possui resposta dinâmica rápida, aproveitando inclusive ventos turbulentos.

Além da capacidade de operar com dinâmicas rápidas, essa estratégia evita problemas de erros no seguimento como em técnicas HCS. Outra vantagem está na utilização de transdução exclusivamente elétrica, empregando apenas dois sensores, o que reduz custos e proporciona robustez. Esses fatores contribuem para aumentar a confiabilidade e diminuir o tempo de retorno do investimento do projeto.

Como desvantagem está a necessidade do conhecimento prévio de parâmetros construtivos da turbina e do gerador, muitos dos quais não fornecidos pelos fabricantes, o que demanda ensaios elétricos e mecânicos. Outro detalhe reside na possibilidade de tais parâmetros apresentarem erros, ou mesmo desgastes ao longo do uso, que podem

levar o sistema a operar fora do ponto ótimo.

Com relação à configuração, inversores comerciais usados atualmente operam com sistemas de controle e supervisórios digitais, o que permitiria fornecer os parâmetros construtivos da turbina e do gerador sem maiores dificuldades.

O sistema de controle proposto e implementado através de dupla malha, em cascata, apresentou resultados simulados satisfatórios. O uso de compensadores do tipo PI mostra-se atrativo tanto pela familiaridade dessas estruturas em sistemas de eletrônica de potência, quanto pela simplicidade do projeto. Essas características aliadas ao projeto adequado, com desacoplamento dinâmico entre malhas, cumprem a ação de controle e proporcionam bom custo benefício.

A Caixa de Proteção, responsável pelo desvio da energia produzida em situações de ausência de rede elétrica, foi projetada e confeccionada a partir de componentes analógicos. Resultados experimentais se mostram adequados no controle e acionamento da frenagem dissipativa. Cabe ressaltar a necessidade de ensaios práticos em condições nominais.

Os interruptores que acionam o resistor de frenagem foram projetados para corrente nominal de 40 A cada, operando em paralelo. A estratégia de utilizar dois interruptores em paralelo é pertinente, pois evita a ausência de proteção em caso de falha em um dos IGBTs. Entretanto, cada interruptor poderia ser dimensionado para a corrente nominal do resistor de frenagem na situação em que o filtro capacitivo está com tensão máxima. O diodo de roda livre da Caixa de Proteção pode ser dimensionado para a corrente nominal do resistor de frenagem, sem comprometer a confiabilidade.

Os testes experimentais realizados com o protótipo do conversor Boost, operando em malha aberta apresentaram resultados positivos com relação à comutação e elevação de temperatura. Foram processados 3,4 kW, aproximadamente 70 % da potência nominal, sem haver elevações significativas na temperatura dos componentes. Verificou-se a existência de ondulação na corrente que alimenta o capacitor do filtro capacitivo de entrada, na frequência de comutação. A provável causa é a diferença de impedância nas fases do conversor, cuja origem provavelmente está na imprecisão dos parâmetros dos indutores.

Apesar de não comprometer o funcionamento do conversor para os níveis de potência testados, o entendimento do impacto dessa anomalia só é possível a partir de ensaios experimentais para a condição nominal de potência. Essa experiência contribui para o entendimento do efeito da precisão do bobinamento dos indutores em aplicações com

técnica *interleaving*. Sugere-se construir o entreferro com papel de elevada densidade ou utilizar modelos de núcleo com entreferros prontos. O material utilizado no fechamento do núcleo deve ser consistente para impedir deformações, mesmo que pequenas, para evitar alteração na magnitude da indutância, visto que essas topologias são sensíveis a variações de parâmetros.

Por fim, uma análise do sistema completo é necessário para verificar a performance do conversor com relação à temperatura, eficiência, corrente na entrada e desempenho em transitórios.

## 7.1 TRABALHOS FUTUROS

No decorrer do trabalho, alguns pontos não foram explorados por inviabilidade em relação ao tempo ou aos recursos laboratoriais disponíveis. Logo, esses tópicos poderão ser estudados em trabalhos futuros como extensões e melhorias deste trabalho, sugere-se:

- Realizar ensaios experimentais do conversor Boost operando em condições nominais;
- Construir um emulador eólico para ensaios experimentais;
- Realizar ensaios experimentais do algoritmo de controle em emulador eólico a fim de verificar o funcionamento e possíveis ajustes;
- Realizar ensaios experimentais do MPPT em emulador eólico para verificar a eficiência do método;
- Realizar estudo comparativo de eficiência entre a estratégia de MPPT apresentada e técnicas clássicas;
- Realizar estudo do conjunto PMSG-ponte retificadora a fim de obter a função de transferência para o controle de velocidade angular da máquina. A função de transferência de ordem maior daquela apresentada neste trabalho e que pondere não idealidades. Isso viabilizaria a otimização dos projetos de controle do sistema eólico.



## REFERÊNCIAS

ABDULLAH, M. A.; YATIM, A.; TAN, C. W. A study of maximum power point tracking algorithms for wind energy system. **2011 IEEE Conference on Clean Energy and Technology (CET)**, p. 321 – 326, 2011.

ABS ENERGY. **Small Wind Turbine Technology**. Janeiro 2018. Disponível em:  
<<https://absenergydivision.wordpress.com/2015/10/13/small-wind-turbine-technology/>>.

AJIT, T. N. Two stage interleaved boost converter design and simulation in ccm and dcm. **International Journal of Engineering Research & Technology**, v. 3, p. 847–851, 2014.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE ENERGIA EÓLICA. **Dados Mensais Dezembro de 2017**. Dezembro 2017. Disponível em:  
<<http://www.abeeolica.org.br/wp-content/uploads/2017/12/Dados-Mensais-ABEEolica-12.2017.pdf>>.

BARBI, I. Notas de aula da disciplina de tópicos especiais em controle, microredes e fontes renováveis de energia. 2016.

BARBI, I.; MARTINS, D. C. **Conversores CC-CC Básicos Não Isolados**. Florianópolis, Santa Catarina: UFSC, 2008. 67-90 p.

BERNARDES, T. de A. **Análise e Controle de Gerador Síncrono a Imã Permanente Aplicado a Sistema de Conversão de Energia Eólica**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, Rio Grande do Sul, 2009.

CALISKAN, V. et al. Analysis of three-phase rectifiers with constant-voltage loads. **IEEE Transactions On Circuits And Systems-I: Fundamental Theory And Application**, v. 50, p. 1220–1226, 2003.

CAMPOS, P. R. B. de. **Sintonia do compensador PID**. [S.l.], 2016. Disponível em:  
<[http://paginapessoal.utfpr.edu.br/brero/controle.1/material-didatico/9\\_Sintonia\\_PID/PID\\_06\\_Resumido.pdf/at\\_download/file](http://paginapessoal.utfpr.edu.br/brero/controle.1/material-didatico/9_Sintonia_PID/PID_06_Resumido.pdf/at_download/file)>.

CHAKER, N. et al. Design of axial-flux motor for traction application. **J. Electromagnetic Analysis and Applications**, v. 2, p. 73–83, 2009.

CHEN, Z. et al. Analysis of converter topological structure for direct-drive wind power system with pmsg analysis of converter topological structure for direct-drive wind power system with pmsg. **2010 International Conference on Power System Technology**, p. 1–5, 2010.

CÂMARA DE COMERCIALIZAÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA. **Boletim das Usinas Eólicas**. Janeiro 2014. Disponível em: <[www.ccee.org.br/ccee/documentos/CCEE\\_204801](http://www.ccee.org.br/ccee/documentos/CCEE_204801)>.

COELHO, R. F. Notas de aula da disciplina de controle digital aplicado à eletrônica de potência. 2016.

CONCEPT TECHNOLOGIES AG. **AN-1820 LM5032 Interleaved Boost Converter**. [S.l.], 2010. Disponível em: <[https://www.mouser.com/pdfdocs/Power\\_Integrations\\_2SC0108T.pdf](https://www.mouser.com/pdfdocs/Power_Integrations_2SC0108T.pdf)>.

CRESESB. **Tipos de Aerogeradores para Geração de Energia Elétrica**. Junho 2008. Disponível em: <<http://www.cresesb.cepel.br>>.

CREWS, R. **AN-1820 LM5032 Interleaved Boost Converter**. [S.l.], 2013. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/an/snva335a/snva335a.pdf>>.

CULTURA, A. B.; SALAMEH, Z. M. Modeling and simulation of a wind turbinegenerator system. **Power and Energy Society General Meeting, 2011 IEEE**, p. 1–7, 2011.

DORF, R. C.; BISHOP, R. H. **Sistemas De Controles Modernos**. Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos Editora - LTC, 2001. 322-369 p.

DU, Y.; BHAT, A. K. Power converter schemes for small scale wind energy conversion systems review a systematic classification based on isolation transformer and generator side rectifier. **Second International Conference on Computational Intelligence & Communication Technology**, p. 338–344, 2016.

EPCOS AG. **Film Capacitors Metallized Polypropylene Film Capacitors (MKP)**. [S.l.], 2017. Disponível em: <[https://en.tdk.eu/inf/20/20/db/fc\\_2009/MKP\\_B32774\\_778.pdf](https://en.tdk.eu/inf/20/20/db/fc_2009/MKP_B32774_778.pdf)>.



ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. University of Colorado, Colorado: Kluwer Academic Publishers, 2004. 42-49 p.

FACCHINELLO, G. G. **Inversores Tipo Forward Para Conexão De Fontes Renováveis à Rede Elétrica**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Santa Catarina, 2017.

GLOBAL WIND ENERGY COUNCIL - GWEC. **Global Statistics**. Outubro 2017. Disponível em:  
<<http://gwec.net/global-figures/graphs/>>.

GUERRERO, J. M. et al. Sensorless speed control of a small wind turbine using the rectifier voltage ripple. **2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**, v. 3, p. 1–8, 2016.

HEIER, S. **Grid integration of wind energy conversion systems**. Kassel University, Fraunhofer Institute for Wind Energy and Energy System Technology (IWES) Kassel, Germany: Wiley, 2014. 9-42 p.

HEYDARI, M.; SMEDLEY, K. Comparison of maximum power point tracking methods for medium to high power wind energy systems. **The 20th Iranian Electrical Power Distribution Conference (EPDC2015)**, p. 184–189, 2015.

INFINEON TECHNOLOGIES AG. **High speed DuoPack: IGBT in Trench and Fieldstop technology with soft, fast recovery anti-parallel diode - IKW25N120H3**. [S.l.], 2014. Disponível em:  
<[https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IKW25N120H3-DS-v02\\_01-EN.pdf?fileId=db3a304340e762c80140ed6d64cf2df4](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IKW25N120H3-DS-v02_01-EN.pdf?fileId=db3a304340e762c80140ed6d64cf2df4)>.

INFINEON TECHNOLOGIES AG. **IGBT 1200 V - IKW40N120H3**. [S.l.], 2014. Disponível em:  
<[https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IKW40N120H3-DS-v02\\_01-EN.pdf?fileId=db3a304325305e6d012591d4832f7032](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IKW40N120H3-DS-v02_01-EN.pdf?fileId=db3a304325305e6d012591d4832f7032)>.

INFINEON TECHNOLOGIES AG. **5th Generation 1200 V SiC Schottky Diode**. [S.l.], 2015. Disponível em:  
<[https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IDH16G120C5-DS-v02\\_00-EN.pdf?fileId=5546d4624f72be57014f74aeda446e4a](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IDH16G120C5-DS-v02_00-EN.pdf?fileId=5546d4624f72be57014f74aeda446e4a)>.

JACOBS WIND ELECTRIC CO. **First Generation of Design**. Outubro 2017. Disponível em: <[www.jacobswind.net](http://www.jacobswind.net)>.

JONKMAN, J.; HANSEN, A. C. Development and validation of an aeroelastic model of a small furling wind turbine. In: NATIONAL RENEWABLE ENERGY LABORATORY. [S.l.], 2005. p. 1–12.

JUNIOR, I. C. A. **Análise Do Desempenho De Um Aerogerador De Pequeno Porte**. 100 p. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Oceânica da Fundação Universidade Federal do Rio Grande - RS, Rio Grande, 2006.

KOUTROULIS, E.; KALAITZAKIS, K. Design of a maximum power tracking system for wind-energy-conversion applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 53, p. 486–494, 2006.

LAC, L. de Automação e C. **Compensação**. [S.l.], 2015. Disponível em: <<https://edisciplinas.usp.br/pluginfile.php>>.

LAZZARIN, T. B. Notas de aula da disciplina de retificadores pwm com correção do fator de potência. 2016.

LEM. **Current Transducer LA-NP**. [S.l.], 2011. Disponível em: <<http://www.lem.com/docs/products/la>>

LEM. **Voltage Transducer LV 25-P/SP5**. [S.l.], 2014. Disponível em: <[http://www.lem.com/docs/products/lv\\_25-p\\_sp5.pdf](http://www.lem.com/docs/products/lv_25-p_sp5.pdf)>.

LIU, H.; LOCMONT, F.; SECHILARIU, M. Maximum power point tracking method for small scale wind generator experimental validation. **2015 54th Annual Conference of the Society of Instrument and Control Engineers of Japan (SICE)**, p. 864 – 869, 2015.

MAIA, T. A. C. **Projeto e Construção de um Gerador a Ímãs Permanentes de Fluxo Axial para Turbina Eólica de Pequena Potência**. 197 p. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte - MG, Belo Horizonte, 2011.

MICHALLICK, R. **Understanding Stability Boundary Conditions Charts in TL431, TL432 Data Sheet**. [S.l.], 2014. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/an/slva482a/slva482a.pdf>>.

MÜLLER, M. do N. **Projeto de uma Turbina Eólica de Eixo Horizontal**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, RJ, 2015.

MOULI, G. R. C.; BAUER, J. H. S. P.; ZEMAN, M. Design and comparison of a 10-kw interleaved boost converter for pv application using si and sic devices. **IEEE JOURNAL OF EMERGING AND SELECTED TOPICS IN POWER ELECTRONICS**, v. 5, p. 610–623, 2017.

MUSEUM WINDMILL NEDERWAARD. **Windmills e Pumps**. Outubro 2017. Disponível em: <[www.kinderdijk.com/discover/the-story/windmills-pumps/](http://www.kinderdijk.com/discover/the-story/windmills-pumps/)>.

NORA, B. da S. **Retificador trifásico associado ao conversor Boost aplicado a sistema de geração eólico**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Santa Catarina, 2012.

OGATA, K. **Engenharia De Controle Moderno**. São Paulo: Pearson Brasil, 2011.

OLIVEIRA, J. D. S. et al. Pa three-phase high-frequency semicontrolled rectifier for pm wecs. **Ieee Transactions On Power Electronics**, p. 677–685, 2010.

PARVIAINEN, A. **Design Of Axial-Flux Permanent-Magnet Low-Speed Machines And Performance Comparison Between Radial-Flux And Axial-Flux Machines**. 155 p. Dissertação (Mestrado) — Lappeenranta University of Technology, Finlancia, 2005.

PEJOVIC, P.; KOLAR, J. W. Exact analysis of three-phase rectifiers with constant voltage loads. **IEEE Transactions On Circuits And Systems-I: Fundamental Theory And Application**, v. 55, n. 8, p. 743–747, 2008.

PEREIRA, M. M. **Um Estudo do Aerogerador de Velocidade Variável e Sua Aplicação para Fornecimento de Potência Elétrica Constante**. 85 p. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal Juiz de Fora, Juiz de Fora - MG, Juiz de Fora, 2004.

PINTO, M. de O. **Fundamentos de Energia Eólica**. Rio de Janeiro: LTC, 2014. 367 p.

POPA, L. M.; GROZA, V. Modeling, control design and simulation of a grid connection control mode for a small variable-speed wind turbine system. **2009 IEEE Electrical Power & Energy Conference**, p. 1–6, 2009.

RAZA, K. S. M. et al. A novel algorithm for fast and efficient maximum power point tracking of wind energy conversion systems. **Proceedings of the 2008 International Conference on Electrical Machines**, p. 1–6, 2008.

SEMIKRON. **Power Bridge Rectifiers - SKD 25/12**. [S.l.], 2004. Disponível em: <<https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-skd-25-08-07275700/>>.

SITAPATI, K.; KRISHNAN, R. Performance comparisons of radial and axial field, permanent-magnet, brushless machines. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS**, v. 5, p. 1219–1226, 2001.

SMA. **Basic Seminar Small Wind Energy Systems With Wind Boy**. <http://files.sma.de/dl/7349/WBP-Box-UEN103620.pdf>, 2014.

SOKOLOVS, A.; GRIGANS, L. Front-end converter choice considerations for pmsg-based micro-wind turbines. **2015 56th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)**, p. 1–6, 2015.

SUEHARA, B. B. **Controle da Velocidade Angular de uma Turbina Eólica de Eixo Horizontal Via Planicidade Diferencial**. 105 p. Dissertação (Mestrado) — Departamento de Engenharia Mecânica, Faculdade de Tecnologia, Universidade de Brasília, Brasília - DF, Brasília, 2016.

TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED. **AN-74 LM139/LM239/LM339 A Quad of Independently Functioning Comparators**. [S.l.], 2013. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/an/snoa654a/snoa654a.pdf>>.

TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED. **UCC27511A-Q1 Single-Channel High-Speed Low-Side Gate Driver With 4-A**

**Peak Source and 8-A Peak Sink.** [S.l.], 2014. Disponível em:  
<<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc27511a-q1.pdf>>.

TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED. **LMx39x, LM2901xx Quad Differential Comparators.** [S.l.], 2015. Disponível em:  
<<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2901.pdf>>.

TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED. **TL43xx Precision Programmable Reference.** [S.l.], 2015. Disponível em:  
<<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl432.pdf>>.

TIBOLA, G. **Sistema eólico de pequeno porte para geração de energia elétrica com rastreamento de máxima potência.** 260 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2009.

VISHAY INTERTECHNOLOGY. **Fast Soft Recovery Rectifier Diode, 40 A.** [S.l.], 2016. Disponível em:  
<<http://www.vishay.com/docs/94103/vs-40epf1pbfseries.pdf>>.

WALTRICH, G. Notas de aula da disciplina de controle digital aplicado à eletrônica de potência. 2016.

WINDEXCHANGE. **Small Wind Guidebook.** Janeiro 2018. Disponível em:  
<<https://windexchange.energy.gov/small-wind-guidebook>>.

WORLD WIND ENERGY ASSOCIATION - WWEA. **2017 Small Wind World Report Summary.** Outubro 2017. Disponível em:  
<[www.wwindea.org/](http://www.wwindea.org/)>.

ZHANG, S. Analysis and minimization of the input current ripple of interleaved boost converter. **2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**, -, p. 852 – 856, 2012.



## APÊNDICE A – Esquemáticos e Tabela de Componentes



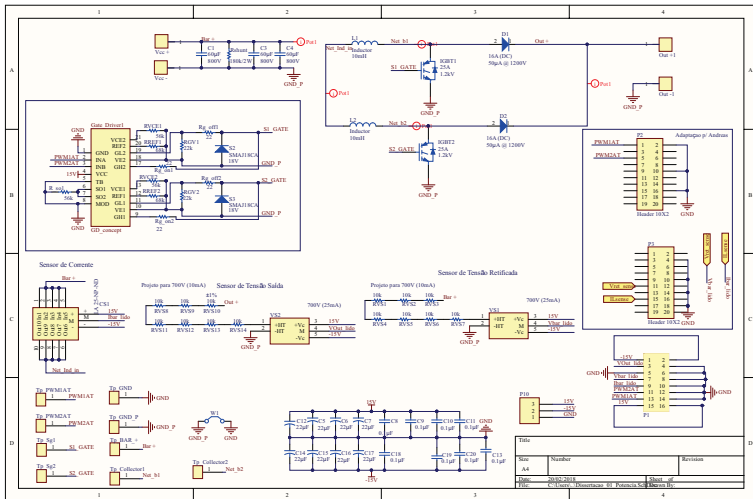


Nessa seção são apresentados os arquivos do projeto das duas placas de circuito impresso, conversor Boost e Caixa de Proteção.

## A.1 CONVERSOR BOOST INTERLEAVED

As dimensões da placa de circuito impresso são de 220x270 mm. Na Figura 121 está apresentado o esquemático usado no projeto do conversor Boost.

Figura 121: Esquemático do conversor Boost *interleaved*.

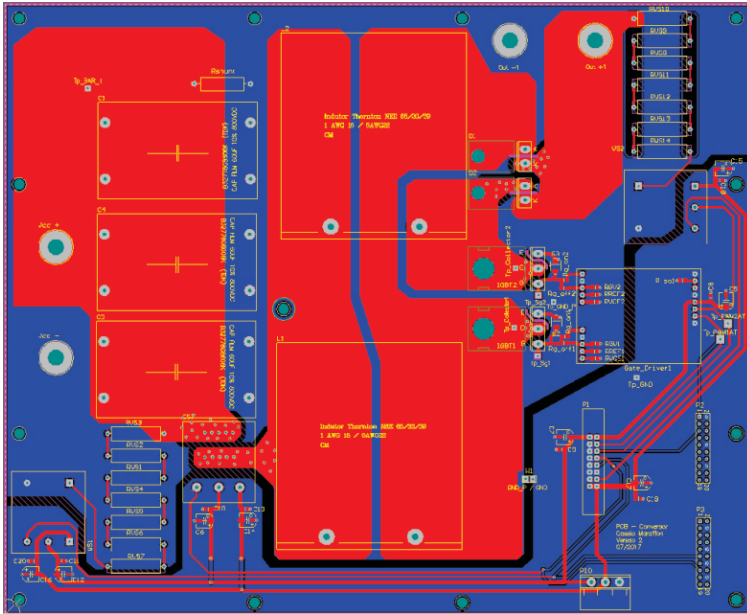


Nas Figuras 122 123 apresentam o arquivo 2D e a renderização do projeto da placa do conversor Boost *interleaved*, respectivamente.

## A.2 CONDICIONAMENTO DE SINAL

A placa de conficcionamento de sinal (Figura 124) possui dimensões: 85x120mm.

Figura 122: *Layout* da placa de circuito impresso do conversor Boost.



### A.3 CAIXA DE PROTEÇÃO

As dimensões da placa de circuito impresso são de 110x165 mm. Na Figura 125 está apresentado o esquemático usado no projeto Caixa de proteção.

Na Figura 126 apresenta o arquivo 2D e uma renderização do projeto da placa da Caixa de proteção.

### A.4 TABELA DE COMPONENTES

A Tabela 11 apresenta os principais componentes utilizados utilizados nesse projeto.

Figura 123: Renderização da placa de circuito impresso do conversor Boost em 3D.

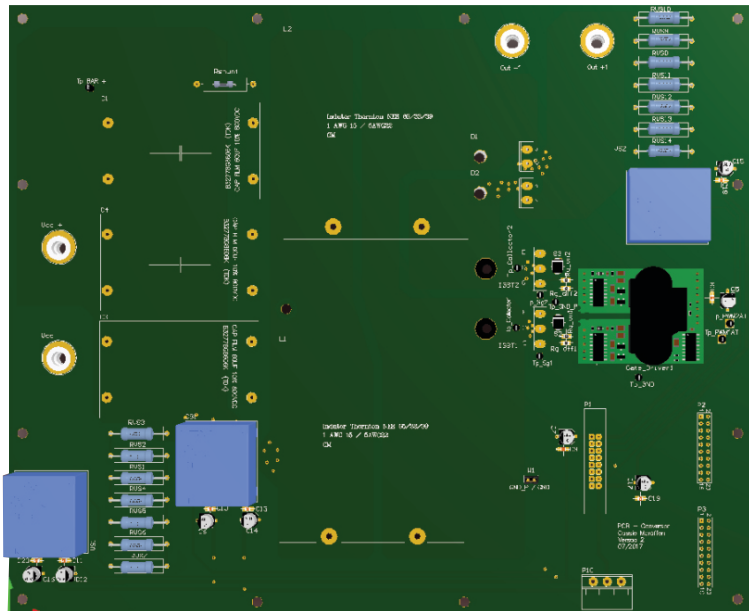


Figura 124: Condicionamento de sinal: (a) Layout em 2D. (b) Rende-  
 rização em 3D.

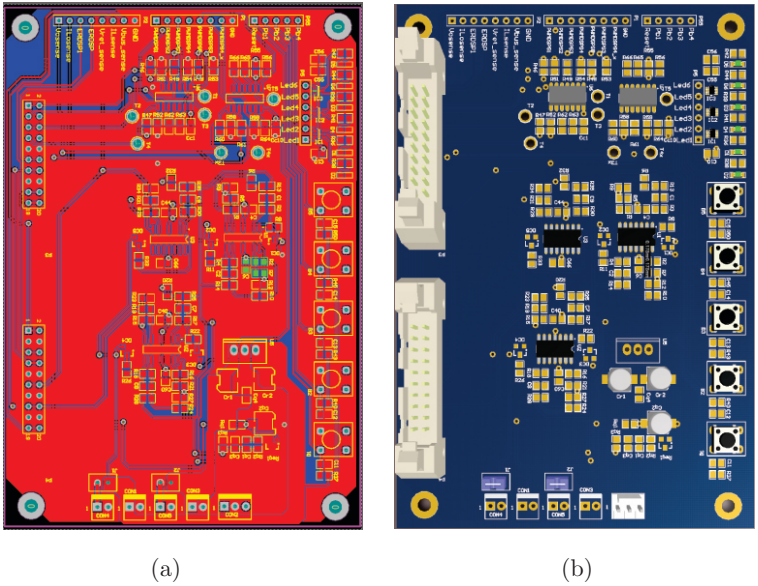


Figura 125: Esquemático da Caixa de proteção.

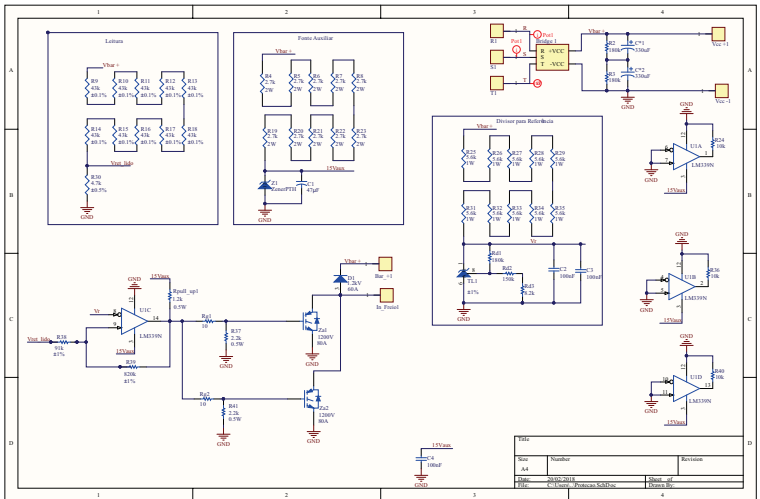


Figura 126: Caixa de Proteção (a) *Layout* da placa de circuito impresso (b) Renderização em 3D.

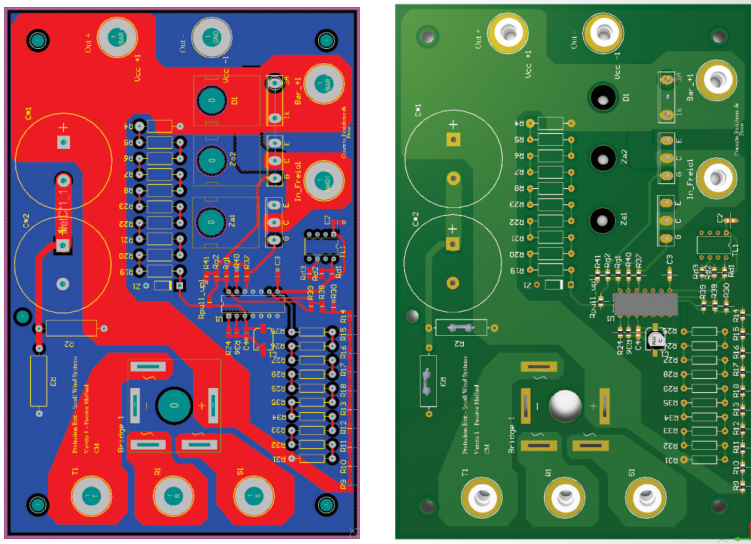


Tabela 11: Lista de Componentes.

<b>Componente</b>	<b>Quantidade</b>	<b>Descritivo</b>
Capacitor de filme	3	800V/60 $\mu$ F
Capacitor eletrolítico	2	450V/330 $\mu$ F
Capacitor eletrolítico	9	35V/22 $\mu$ F
Capacitor eletrolítico	1	25V/4,7 $\mu$ F
Capacitor cerâmico	9	25V/100nF
Resistores de potência	3	180k $\Omega$ /2W
Resistores de potência	10	2,7k $\Omega$ /2W
Resistores de potência	10	5,6k $\Omega$ /1W
Resistores de potência	14	10k $\Omega$ /2W
Resistores de potência	10	2,7k $\Omega$ /2W
Resistores	10	43k $\Omega$ /0,1W
Resistores	8	10k $\Omega$ /0,1W
Resistores	1	4,7 $\Omega$ /0,2W
Resistores	3	56k $\Omega$ /0,1W
Resistores	2	68k $\Omega$ /0,1W
Resistores	2	22k $\Omega$ /0,1W
Resistores	2	22 $\Omega$ /0,1W
Resistores	2	22 $\Omega$ /0,1W
Núcleo Thornton	2 pares	NEE 65/33/39
Conector Header	2 pares	20 vias
Borne 90° 2EDGRC	1 par	2 vias
Regulador linear	1	LM3940
Amplificador Op.	1	LM339a
Regulador shunt	1	TL431a
Diodo supressor	4	18V
IGBTs	2	1200V/25A
IGBTs	2	1200V/40A
Diodos potência	2	1200V/16A
Diodos potência	1	1200V/40A
Diodos zener	1	15V/1W
<i>Gate driver</i>	1	<i>Dual channel/2SC0108T</i>
<i>Gate drivers</i>	2	<i>Single/4A</i>
Sensor de corrente	1	LA25NP/25A
Sensor de tensão	1	LV25P-SP5/1500V
<i>Thermal Pad</i>	1	6kV/folha
Ponte retificadora	1	1200V/25A
Microcontrolador	1	LAUNCHXL-F28069M

## APÊNDICE B – Projeto do Indutor





O conversor Boost *interleaving* possui duas fases. O projeto dos indutores de cada fase é realizado partindo do pressuposto que ambas as fases processarão 50% da potencia do conversor.

### *Especificações Do Conversor*

Tensão de entrada	$V_{cc} := 355V$
Tensão de saída	$V_o := 600V$
Potência do conversor	$P_t := 5kW$
Frequência de comutação	$f_s := 30kHz$
Número de fases interleaving	$N_f := 2$
Ondulação corrente na entrada	$\Delta I_{Lb\%} := 20\%$
Rendimento do conversor	$\eta := 1$
Fator de enchimento	$K_w := 0.7$
Densidade de Corrente	$J_A := 480 \frac{A}{cm^2}$
Densidade de fluxo magnético	$B_{max} := 0.3T$

### *Cálculos*

- Potência na saída de cada fase do Boost

$$P_b := \frac{P_t}{N_f} = 2.5 \cdot kW$$

- Corrente média no Indutor

$$I_L := \frac{P_b}{V_{cc}} = 7.042 \text{ A}$$

- Oscilação de corrente no Indutor

$$\Delta I_L := I_L \cdot \Delta I_{Lb\%} = 1.408 \text{ A}$$

- Razão cíclica

$$D := 1 - \frac{V_{cc}}{V_o} = 0.408$$

- Indutância

$$L_b := \frac{D \cdot V_{cc}}{f_s \cdot \Delta I_L} = 3.431 \cdot \text{mH}$$

- Corrente de Pico na Indutância

$$I_M := I_L + \frac{\Delta I_L}{N_f} = 7.746 \text{ A}$$

- Corrente mínima na Indutância

$$I_m := I_L - \frac{\Delta I_L}{N_f} = 6.338 \text{ A}$$

### *Dimensionamento do Núcleo*

- Janela  $A_e A_w$  necessária

$$A_e A_w_{\text{necessaria}} := \frac{L_b \cdot I_M^2}{K_w \cdot B_{\text{max}} \cdot J_A} = 20.423 \cdot \text{cm}^4$$

Núcleo Thornton Modelo **NEE 65 / 33 / 39**

Secção núcleo:  $A_e := 798\text{mm}^2$

Área da janela:  $A_w := 38\text{mm} \cdot 9.4\text{mm} = 357.2 \cdot \text{mm}^2$

Caminhos médios:

$$L_a := \left( \frac{44.2 - 19.3}{2} + 19.3 \right) \cdot \text{mm} = 0.032 \text{ m}$$

$$L_b := \left( 39.9 + \frac{44.2 - 19.3}{2} \right) \cdot \text{mm} = 0.052 \text{ m}$$

Volume núcleo:  $V_{\text{nucleo}} := 117300\text{mm}^3$

Comprimento médio de uma espira:

$$l_m := [(L_a + L_b - 2\text{mm}) \cdot 2] = 0.164 \text{ m}$$

Parâmetro  $A_e A_w$  (Núcleo escolhido):

$$A_e A_w := A_e \cdot A_w = 28.505 \cdot \text{cm}^4$$

- Número de espiras

$$N_{\text{esp}} := \text{ceil} \left( \frac{L_b \cdot I_M}{B_{\text{max}} \cdot A_e} \right) = 112$$

- Gap do entreferro

$$\text{gap}_{39} := \frac{\mu_0 \cdot N_{\text{esp}}^2 \cdot A_e}{L_b} = 3.667 \cdot \text{mm}$$

- Comprimento do chicote

$$l_{\text{total}} := N_{\text{esp}} \cdot l_m = 18.39 \text{ m}$$

- Area de cobre mínima

$$A_{\text{cu\_min}} := \frac{I_M}{J_A} = 0.01614 \cdot \text{cm}^2$$

### *Considerações do Efeito Skin*

- Profundidade de penetração dado em [cm]

$$\delta_{\text{skin}} := \frac{7.5}{\sqrt{f_s \cdot s}} \cdot \text{cm} = 0.0433 \cdot \text{cm}$$

- Diametro máximo do cobre do condutor

$$d_{\text{max}} := 2 \cdot \delta_{\text{skin}} = 0.0866 \cdot \text{cm}$$

OBS:A maior bitola possível de utilização será **AWG 20**

### *Dimensionamento do Condutores + Bobina*

Bitola do fio

AWG 22
--------

Area cobre AWG 22:  $A_{\text{cu}} := 0.003255 \text{cm}^2$

Area condutor isolado AWG 22:  $A_{\text{isol}} := 0.004013 \text{cm}^2$

- Quantidade de fios em paralelo (chicote)

$$N_{\text{condutores}} := \text{ceil}\left(\frac{A_{\text{cu\_min}}}{A_{\text{cu}}}\right) = 5$$

### *Possibilidade de execução*

Área disponível no Carretel  $A_w = 3.572 \cdot \text{cm}^2$

- Área demanda pelos condutores

$$S_{\text{cond}} := N_{\text{condutores}} \cdot A_{\text{isol}} \cdot N_{\text{esp}} = 2.247 \cdot \text{cm}^2$$

- Área demanda pela bobina (condutores + espaços vazios)

$$S_{\text{demanda}} := \frac{S_{\text{cond}}}{K_w} = 3.21 \cdot \text{cm}^2$$

- Execução

$$E_x := \begin{cases} \text{return "Projeto Possível"} & \text{if } (S_{\text{demanda}}) < (A_w) \\ \text{return "Núcleo Sub Dimensionado"} & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$E_x = \text{"Projeto Possível"}$$

### *Perdas no Cobre*

$$\rho_{\text{cu\_22}} := 0.0173 \frac{\Omega \cdot \text{mm}^2}{\text{m}}$$

- Resistência no enrolamento

$$R_{\text{cu}} := \rho_{\text{cu\_22}} \cdot \frac{l_m}{\left(A_{\text{cu}} \cdot N_{\text{condutores}}\right)} \cdot N_{\text{esp}} = 0.19549 \Omega$$

- Corrente eficaz no indutor

$$I_{\text{Lef}} := \sqrt{\left[ I_L^2 + \frac{1}{3} \cdot \left( \frac{\Delta I_L}{2} \right)^2 \right]} = 7.054 \text{ A}$$

- Perdas ôhmicas no indutor

$$P_{\text{cu}} := R_{\text{cu}} \cdot I_{\text{Lef}}^2 = 9.727 \text{ W}$$

### *Perdas no Núcleo*

$$\Delta B := \frac{\Delta I_L \cdot B_{\text{max}}}{I_M} = 0.055 \text{ T}$$

Coeficiente de perdas por histerese	$K_h := 4 \cdot 10^{-5}$
Coeficiente de perdas por correntes parasitas	$K_f := 4 \cdot 10^{-10}$

$$P_{\text{nucleo}} := \left( \frac{\Delta B}{T} \right)^{2.4} \cdot \left[ K_h \cdot f_s \cdot s + K_f \cdot (f_s)^2 \cdot s^2 \right] \cdot V_{\text{nucleo}} \cdot \frac{\text{W}}{\text{cm}^3}$$

$$P_{\text{nucleo}} = 0.17 \text{ W}$$

### *Perdas Totais*

$$P_{\text{joule}} := P_{\text{cu}} + P_{\text{nucleo}} = 9.897 \text{ W}$$

### *Resistência Térmica do núcleo*

Essa é uma expressão empírica, os valores de AeAw devem estar em  $[\text{cm}^4]$

$$R_{\text{t\_nucleo}} := 23 \cdot (\text{AeAw})^{-0.37} \cdot \left( \frac{\text{m}^{1.48} \cdot \text{K}}{1000 \cdot \text{W}} \right) = 6.073 \cdot \frac{\text{K}}{\text{W}}$$

### *Elevação da temperatura*

$$\Delta T := P_{\text{joule}} \cdot R_{\text{t\_nucleo}} = 60.107 \text{ K}$$

### *Parâmetros Medidos*

- Indutor 1

$$L_{\text{b1}} := 3.811 \text{ mH}$$

$$R_{\text{b1}} := 0.193 \Omega$$

- Indutor 2

$$L_{\text{b2}} := 3.812 \text{ mH}$$

$$R_{\text{b2}} := 0.186 \Omega$$





**APÊNDICE C - Dimensionamento dos Componentes do  
Conversor Boost *Interleaved***



O conversor Boost *interleaving* será dimensionado para a condição de máxima corrente, mas os cálculos para a corrente nominal também serão apresentados neste Apêndice.

### *Parâmetros do PMSG*

Resistência estatórica por fase [ $\Omega$ ]:	$R_s := 0.5$
Indutância por fase [H]:	$L_s := 12 \cdot 10^{-3}$
Numero de polos:	$N_p := 12$
Constante de armadura:	$K_a := \frac{793}{1000 \cdot \sqrt{3} \cdot \sqrt{2}} = 0.324$

### *Especificações*

Número de fases do Boost :	$N_b := 2$
Potência de saída nominal:	$P_o := 5000 \text{ W}$
Potência de saída do Boost:	$P_b := \frac{P_o}{N_b} = 2500 \text{ W}$
Tensão de saída:	$V_o := 600 \text{ V}$
Tensão de entrada mínima:	$V_{cc\_min} := 30 \text{ V}$
Tensão de entrada máxima:	$V_{cc\_max} := 540 \text{ V}$
Ondulação percentual Vcc:	$\Delta V_{cc\%} := 4\%$

Ondulação tensão de entrada:

$$\Delta V_{cc\_min} := V_{cc\_min} \cdot \Delta V_{cc\%} = 1.2 \text{ V}$$

Corrente máxima retificada:  $I_{cc\_max} := 30 \text{ A}$

Ondulação percentual de corrente  
no indutor:  $\Delta I_{Lb\%} := 20\%$

Frequência de Comutação  $f_s := 30 \text{ kHz}$

### *Parâmetros Para Potência Nominal*

$$P_o = 5000 \text{ W}$$

Tensão retificada:  $V_{cc\_n} := 355 \text{ V}$

Corrente média retificada:  $I_{Ret\_n} := \frac{P_o}{V_{cc\_n}} = 14.085 \text{ A}$

Corrente média indutor:  $I_{Lb\_n} := \frac{I_{Ret\_n}}{N_b} = 7.042 \text{ A}$

Corrente média na saída:  $I_{o\_n} := \frac{P_o}{V_o} = 8.333 \text{ A}$

Ondulação da corrente Boost:

$$\Delta I_{Lb\_n} := I_{Lb\_n} \cdot \Delta I_{Lb\%} = 1.408 \text{ A}$$

Razão Cíclica  $D_n := 1 - \frac{V_{cc\_n}}{V_o} = 0.408333$

Indutância:

$$L_{b\_n} := \frac{D_n \cdot V_{cc\_n}}{f_s \cdot \Delta I_{Lb\_n}} = 3.430681 \cdot \text{mH}$$

Corrente máxima no indutor:

$$I_{M\_n} := I_{Lb\_n} + \Delta I_{Lb\_n} = 8.451 \text{ A}$$

Corrente mínima no indutor:

$$I_{m\_n} := I_{Lb\_n} - \Delta I_{Lb\_n} = 5.634 \text{ A}$$

Corrente eficaz no indutor:

$$I_{Lef} := \sqrt{I_{Lb\_n}^2 + \left[ \frac{1}{3} \cdot \left( \frac{\Delta I_{Lb\_n}}{2} \right) \right]^2} = 7.046 \text{ A}$$

O dimensionamento do indutor será feito para a potencia nominal, dado que essa condição apresenta maior valor absoluto. O valor obtido no projeto prático do indutor:

$$L_b := 3.81 \text{ mH}$$

### *Parâmetros Para Corrente Máxima*

$$P_{o\_IM} := 4186W$$

Tensão retificada:

$$V_{cc\_IM} := 251.6V$$

Corrente média retificada:

$$I_{Ret\_IM} := \frac{P_{o\_IM}}{V_{cc\_IM}} = 16.638 A$$

Corrente média indutor:

$$I_{Lb\_IM} := \frac{I_{Ret\_IM}}{N_b} = 8.319 A$$

Corrente média na saída:

$$I_{o\_IM} := \frac{P_{o\_IM}}{V_o} = 6.977 A$$

Ondulação da corrente Boost:

$$\Delta I_{Lb\_IM} := I_{Lb\_IM} \cdot \Delta I_{Lb\%} = 1.664 A$$

Razão Cíclica:

$$D_{IM} := 1 - \frac{V_{cc\_IM}}{V_o} = 0.580667$$

Corrente máxima no indutor:

$$I_{M\_IM} := I_{Lb\_IM} + \frac{\Delta I_{Lb\_IM}}{2} = 9.151 A$$

Corrente mínima no indutor:

$$I_{m\_IM} := I_{Lb\_IM} - \frac{\Delta I_{Lb\_IM}}{2} = 7.487 A$$

Corrente eficaz no indutor:

$$I_{Lef\_IM} := \sqrt{\left[ I_{Lb\_IM}^2 + \frac{1}{3} \cdot \left( \frac{\Delta I_{Lb\_IM}}{2} \right)^2 \right]} = 8.333 A$$

### *Dimensionamento do Diodo*

- Condição Nominal

Corrente média:

$$I_{Dmed\_n} := \frac{I_{o\_n}}{N_b} = 4.167 \text{ A}$$

Corrente eficaz:

$$I_{Def\_n} := \sqrt{(1 - D_n) \cdot \left[ I_{Lb\_n}^2 + \left[ \frac{1}{3} \cdot \left( \frac{\Delta I_{Lb\_n}}{2} \right)^2 \right] \right]} = 5.42 \text{ A}$$

Corrente de pico:

$$I_{Dpico\_n} := I_{M\_n} = 8.451 \text{ A}$$

- Condição de Corrente Máxima

Corrente média:

$$I_{Dmed\_IM} := I_{Lb\_IM} \cdot (1 - D_{IM}) = 3.488 \text{ A}$$

Corrente eficaz:

$$I_{Def\_IM} := \sqrt{(1 - D_{IM}) \cdot \left[ I_{Lb\_IM}^2 + \frac{1}{3} \cdot \left( \frac{\Delta I_{Lb\_IM}}{2} \right)^2 \right]} = 5.396 \text{ A}$$

Corrente de pico:

$$I_{Dpico\_IM} := I_{M\_IM} = 9.151 \text{ A}$$

### *Dimensionamento do Interruptor*

- Nominal

Corrente média:

$$I_{Smed\_n} := I_{Lb\_n} \cdot D_n = 2.876 \text{ A}$$

Corrente eficaz:

$$I_{Sef\_n} := \sqrt{D_n \cdot \left[ I_{Lb\_n}^2 + \left[ \frac{1}{3} \cdot \left( \frac{\Delta I_{Lb\_n}}{2} \right)^2 \right]^2 \right]} = 4.5026 \text{ A}$$

Corrente de pico:

$$I_{Spico\_n} := I_{Lb\_n} = 7.042 \text{ A}$$

- Condição de Corrente Máxima

Corrente média:

$$I_{Smed\_IM} := I_{Lb\_IM} \cdot D_{IM} = 4.83 \text{ A}$$

Corrente eficaz:

$$I_{Sef\_IM} := \sqrt{D_{IM} \cdot \left[ I_{Lb\_IM}^2 + \frac{1}{3} \cdot \left( \frac{\Delta I_{Lb\_IM}}{2} \right)^2 \right]} = 6.3496 \text{ A}$$

Corrente de pico:

$$I_{Spico\_IM} := I_{M\_IM} = 9.151 \text{ A}$$



## **APÊNDICE D – Projeto de Controle e MPPT**



## Especificações da Turbina

Constantes empíricas para uma turbina de eixo horizontal com três hélices e ângulo de passo fixo

$$C1 := 0.5$$

$$C2 := 116$$

$$C3 := 0.4$$

$$C4 := 0$$

$$C5 := 5$$

$$C6 := 21$$

$$C7 := 0.01$$

$$x := 1.5$$

passo das pás (pitch angle) em graus:  $\beta := 5$

Densidade do Ar:  $\rho_{\text{ar}} := 1.225$

Raio da turbina [m]:  $R_{\text{W}} := 2$

Velocidade nominal do vento:  $v_{\text{n}} := 12$

Velocidade do vento no ponto de operação:  $v_{\text{o}} := 12$

Área do rotor [m<sup>2</sup>]:  $A_{\text{E}} := \pi \cdot R_{\text{W}}^2 = 12.566$

## Especificações Do Conversor do PMSG

Resistência estática por fase [ $\Omega$ ]:  $R_{\text{s}} := 0.5$

Indutância por fase [H]:  $L_{\text{s}} := 12 \cdot 10^{-3}$

Número de polos:  $N_{\text{p}} := 12$

Constante de armadura:  $K_{\text{a}} := \frac{793}{1000 \cdot \sqrt{3} \cdot \sqrt{2}} = 0.324$

Momento de inércia da turbina + PMSG  $J_{\text{t}} := 1.2 + 0.8 = 2$

## *Equacionamento do Rotor Eólico*

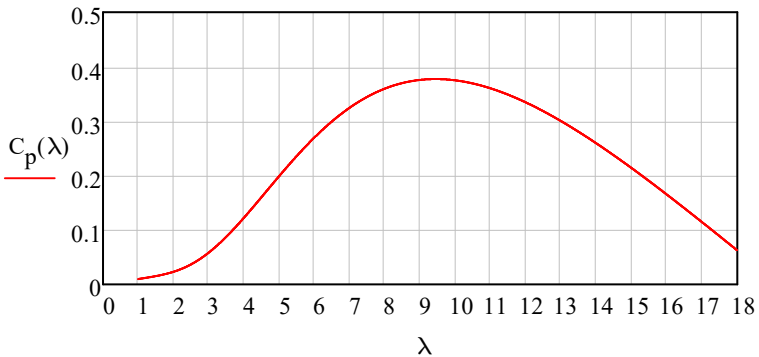
Cálculo do coeficiente de potência  $C_p$

$$\lambda := 1, 1.0001.. 18$$

$$\lambda 1(\lambda) := \left( \frac{1}{\lambda + 0.08 \cdot \beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \right)$$

Expressão para o cálculo do  $C_p$  usado pelo PSIM

$$C_p(\lambda) := C1 \cdot (C2 \cdot \lambda 1(\lambda) - C3 \cdot \beta - C4 \cdot \beta^x - C5) \cdot e^{-C6 \cdot \lambda 1(\lambda)} + C7 \cdot \lambda$$



---


$$\lambda_x := 2$$

TSR para o  $C_p$  máximo

$$\lambda_{E_{max}} := \text{Maximize}(C_p, \lambda_x) = 9.446$$

$$C_p(\lambda_{E_{max}}) = 0.377$$

$$\frac{\lambda_{E_{max}}}{R_w} = 4.723$$


---

No ponto de Operação:

$$\text{TSR no ponto de validação} \quad \lambda_{Eo} := 9.6047871$$

$$\text{Cp no ponto de validação} \quad C_p(\lambda_{Eo}) = 0.377$$

$$\text{Velocidade angular mec [rad/s]:} \quad \omega_{mo} := \frac{\lambda_{Eo} \cdot v_o}{R_w} = 57.629$$

$$\text{Velocidade angular mec [rpm]:} \quad \omega_{rpmo} := \frac{30}{\pi} \cdot \omega_{mo} = 550.314$$

$$\text{Velocidade angular eletrica [rad/s]:} \quad \omega_{so} := \frac{N_p}{2} \cdot \omega_{mo} = 345.772336$$

---

### Curvas de Potência para diferentes velocidades do vento

$$\text{Velocidade ângular do rotor} \quad \omega_m := 1, 1.1.. 120$$

$$\text{Considerando que:} \quad \lambda = \frac{\omega_m \cdot R_w}{v}$$

Reescrevendo as equações para a constante de potência em função da velocidade angular:

$$\lambda l(\omega_m, v) := \left( \frac{1}{\frac{\omega_m \cdot R_w}{v} + 0.08 \cdot \beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \right)$$

$$D := -C3 \cdot \beta - C5$$

$$C_p(\omega_m, v) := C1 \cdot (C2 \cdot \lambda l(\omega_m, v) + D) \cdot e^{-C6 \cdot \lambda l(\omega_m, v)} + C7 \cdot \frac{\omega_m \cdot R_w}{v}$$

$$C_p(\omega_{mo}, v_o) = 0.377$$

Potência em função da velocidade do rotor

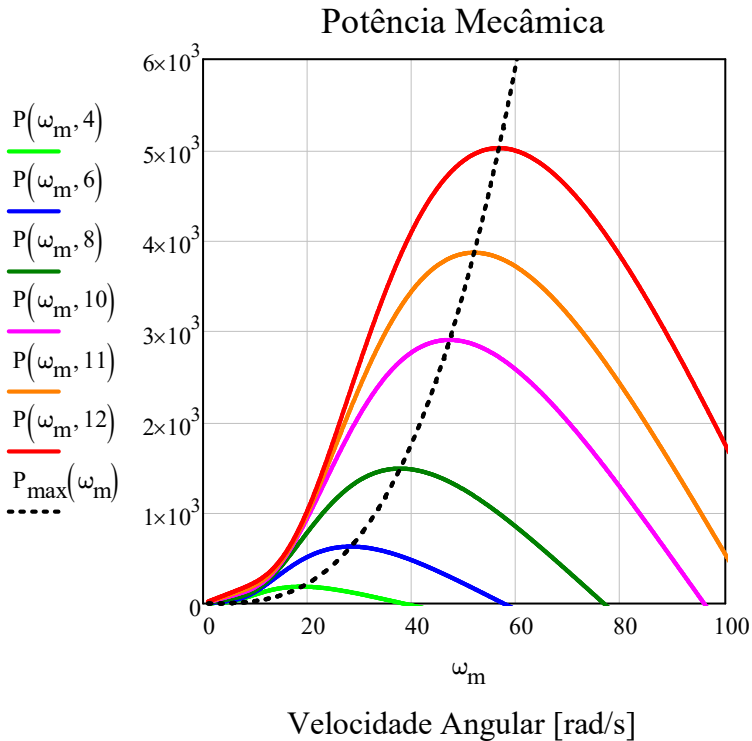
$$P(\omega_m, v) := \frac{1}{2} \cdot \rho_{\text{ar}} \cdot \pi \cdot R_w^2 \cdot v^3 \cdot C_p(\omega_m, v)$$

Diminuindo o termo da potência para o ponto ótimo de operação:

$$\alpha_{\text{mo}} := \frac{1}{2} \cdot \rho_{\text{ar}} \cdot \pi \cdot R_w^2 \cdot \left( \frac{R_w}{\lambda_{\text{Emax}}} \right)^3 \cdot C_p(\omega_{\text{mo}}, v_o) = 0.0276$$

Reescrevendo a potência ótima:

$$P_{\text{max}}(\omega_m) := \alpha_{\text{mo}} \cdot \omega_m^3$$



### *Projeto de MPPT*

$$P_o = \frac{k_1 \cdot V_{cc}}{3 \cdot \sqrt{3} \cdot \pi \cdot N_p \cdot L_s} \cdot \sqrt{81 - B_1 \cdot \left(\frac{V_{cc}}{\omega_m}\right)^2}$$

$$k_1 := \sqrt{6} \cdot \frac{30}{\pi} \cdot K_a = 7.573$$

$$A_1 := \frac{2 \cdot k_1}{\sqrt{3} \cdot \pi \cdot N_p \cdot L_s} \qquad B_1 := \frac{12 \cdot \pi^2}{k_1^2} = 2.065$$

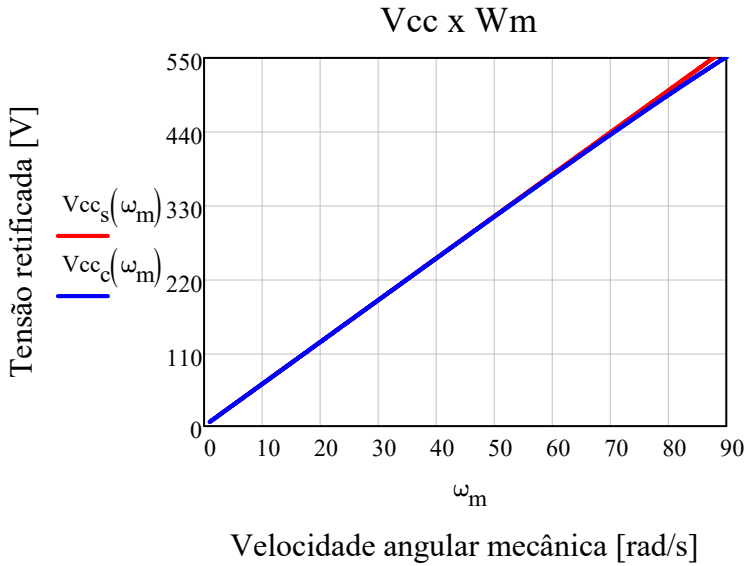
Iguala-se a potencia retificada com a potência mecânica em mppt. Resolvendo uma equação de segundo grau encontra-se a relação entre tensão retificada e velocidade angular  $\omega_m$ :

1 ) Simplificada

$$V_{cc_s}(\omega_m) := \frac{9}{\sqrt{B_1}} \cdot \omega_m$$

2 ) Completa

$$V_{cc_c}(\omega_m) := \sqrt{\frac{81 \cdot \omega_m^2}{2 \cdot B_1} + \sqrt{\left(\frac{81 \cdot \omega_m^2}{2 \cdot B_1}\right)^2 - \frac{\alpha_{mo}^2}{A_1^2 \cdot B_1} \cdot \omega_m^8}}$$



Observa-se que a relação de Vcc com Wm é coincidente para valores de Wm abaixo de 100 rad/s, que é a região que o sistema eólico deverá operar. Logo a equação simplificada satisfaz o equacionamento e será utilizada a partir desse ponto.

Relacionando as potências de entrada e saída:

$$P_m = P_{cc}$$

$$\alpha_{mo} \cdot \omega^3 = V_{cc} \cdot I_{cc}$$

$$\alpha_{mo} \cdot \left( \frac{\sqrt{B_1}}{9} \cdot V_{cc} \right)^3 = V_{cc} \cdot I_{cc}$$

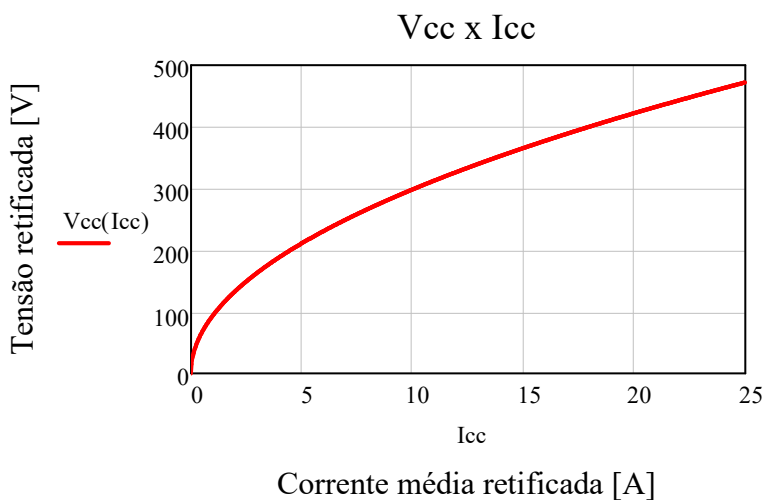
$$\alpha_{mo} \cdot \left( \frac{\sqrt{B_1}}{9} \right)^3 \cdot V_{cc}^2 = I_{cc}$$



$$V_{cc}(I_{cc}) := \sqrt{\frac{I_{cc}}{\left[ \alpha_{mo} \cdot \left( \frac{\sqrt{B_1}}{9} \right)^3 \right]}}$$

$$K_{V_{cc\_x\_I_{cc}}} := \frac{1}{\left[ \alpha_{mo} \cdot \left( \frac{\sqrt{B_1}}{9} \right)^3 \right]} = 8910.248$$

$$V_{cc}(I_{cc}) := \sqrt{K_{V_{cc\_x\_I_{cc}}} \cdot I_{cc}}$$



### *Projeto de Controle do Conversor Boost*

Especificações:

$$k_{pwm} := 1 \quad k_{vo} := \frac{1}{V} \quad L_b := 3.81 \times 10^{-3} \text{H}$$

$$k_i := \frac{1}{A} \quad j := \sqrt{-1} \quad V_o := 600V \quad \omega := 1, 3 \dots 500000$$

$$C_{ret} := \left( 3 \cdot 60 + \frac{330}{2} \right) \mu F = 345 \cdot \mu F \quad R_L := 0.190\Omega$$

O ganho do PWM é  $1/(\text{Amplitude da triangular})$

Amostragem

Filtro

$$f_a := 30\text{kHz}$$

$$C_f := 22\text{nF}$$

$$T_a := \frac{1}{f_a} = 3.333 \times 10^{-5} \text{ s}$$

$$f_{fc} := 6\text{kHz}$$

$$H_{amost}(\omega) := \frac{2 - 1.5 \cdot T_a \cdot (j \cdot \omega)}{2 + 1.5 \cdot T_a \cdot (j \cdot \omega)}$$

$$R_f := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_f \cdot f_{fc}} = 1.206 \cdot \text{k}\Omega$$

$$R_f := 1.2\text{k}\Omega$$

$$H_{fpb}(\omega) := \frac{1}{(j \cdot \omega) \cdot (R_f \cdot C_f) + 1}$$

1) Mallha de Corrente:

Planta do conversor Boost

$$G_{id}(\omega) := \frac{2 \cdot V_o}{L_b} \cdot \frac{j \cdot \omega}{(j \cdot \omega)^2 + \frac{R_L}{L_b} \cdot (j \cdot \omega) + \frac{2}{L_b \cdot C_{ret}}}$$

Função de transferencia de laço aberto não compensada:

$$FTL_{NC\_i}(\omega) := k_i \cdot H_{fpb}(\omega) \cdot H_{amost}(\omega) \cdot k_{pwm} \cdot G_{id}(\omega)$$

$$\text{Controlador de tensão: PI } C(S) = K_c \cdot \frac{(S + \omega_{z\_pi})}{S}$$

Especificações de margem de fase e frequência de cruzamento:

$$M_{\Phi\_i} := 60$$

$$f_{c\_i} := 1000\text{Hz}$$

$$\omega_{c\_i} := 2 \cdot \pi \cdot f_{c\_i} = 6.283 \times 10^3 \cdot \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$\omega_{z\_i} := \frac{\omega_{c\_i}}{\tan\left(\frac{\pi}{180} \cdot M_{\Phi\_i} - \frac{\pi}{2} - \arg(\text{FTLA}_{\text{NC\_i}}(\omega_{c\_i}))\right)} = 351.352 \cdot \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$k_{pi} := \frac{\omega_{c\_i}}{|\text{FTLA}_{\text{NC\_i}}(\omega_{c\_i})| \cdot \sqrt{\omega_{c\_i}^2 + \omega_{z\_i}^2}} = 0.019$$

Controlador:

$$C_i(\omega) := \frac{k_{pi} \cdot (j \cdot \omega + \omega_{z\_i})}{j \cdot \omega}$$

$$\text{FTLA}_{C\_i}(\omega) := C_i(\omega) \cdot \text{FTLA}_{\text{NC\_i}}(\omega)$$

Separando a função em módulo e fase para plotar:

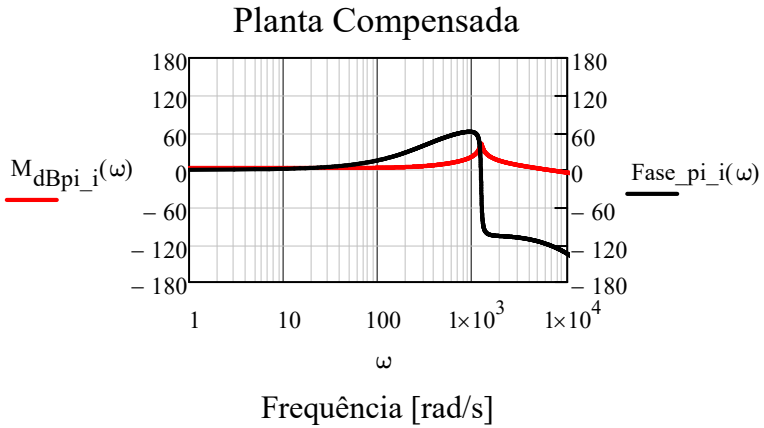
$$\text{FTLA}_{C\_i\_mod}(\omega) := 20 \cdot \log(|\text{FTLA}_{C\_i}(\omega)|)$$

$$\text{FTLA}_{C\_i\_phase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(\text{FTLA}_{C\_i}(\omega))$$

Redefinindo os parâmetros para plotar:

$$M_{dBpi\_i}(\omega) := \text{FTLA}_{C\_i\_mod}(\omega \cdot \text{Hz})$$

$$\text{Fase}_{pi\_i}(\omega) := \text{FTLA}_{C\_i\_phase}(\omega \cdot \text{Hz})$$



Parâmetros para o controlador digital de corrente:

$$\alpha_i := k_{pi} + \frac{k_{pi} \cdot \omega_{z_i} \cdot T_a}{2} = 0.0195263421$$

$$\beta_i := -k_{pi} + \frac{k_{pi} \cdot \omega_{z_i} \cdot T_a}{2} = -0.0192989861$$

2) Mallha de Tensão:

Planta do conversor Boost

$$G_{vi}(\omega) := \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{ret}}$$

Obs: Colocar o sinal negativo na realimentação

Função de transferência de laço aberto não compensada:

$$FTLA_{NC\_v}(\omega) := k_{vo} \cdot H_{fpb}(\omega) \cdot H_{amost}(\omega) \cdot \frac{1}{k_i} \cdot G_{vi}(\omega)$$

$$\text{Controlador de tensão: PI } C(S) = K_c \cdot \frac{(S + \omega_{z\_pi})}{S}$$

Especificações de margem de fase e frequência de cruzamento:

$$M_{\Phi\_v} := 60$$

$$f_{c\_v} := 50\text{Hz}$$

$$\omega_{c\_v} := 2 \cdot \pi \cdot f_{c\_v} = 314.159 \cdot \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$\omega_{z\_v} := \frac{\omega_{c\_v}}{\tan\left(\frac{\pi}{180} \cdot M_{\Phi\_v} - \frac{\pi}{2} - \arg(FTLA_{NC\_v}(\omega_{c\_v}))\right)} = 171.46 \cdot \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$k_{c\_v} := \frac{\omega_{c\_v}}{|FTLA_{NC\_v}(\omega_{c\_v})| \cdot \sqrt{\omega_{c\_v}^2 + \omega_{z\_v}^2}} = 0.095$$

Controlador

$$C_v(\omega) := \frac{k_{c\_v} \cdot (j \cdot \omega + \omega_{z\_v})}{j \cdot \omega}$$

Função de transferência de laço aberto compensada:

$$FTLA_{C\_v}(\omega) := C_v(\omega) \cdot FTLA_{NC\_v}(\omega)$$

Separando a função em módulo e fase para plotar:

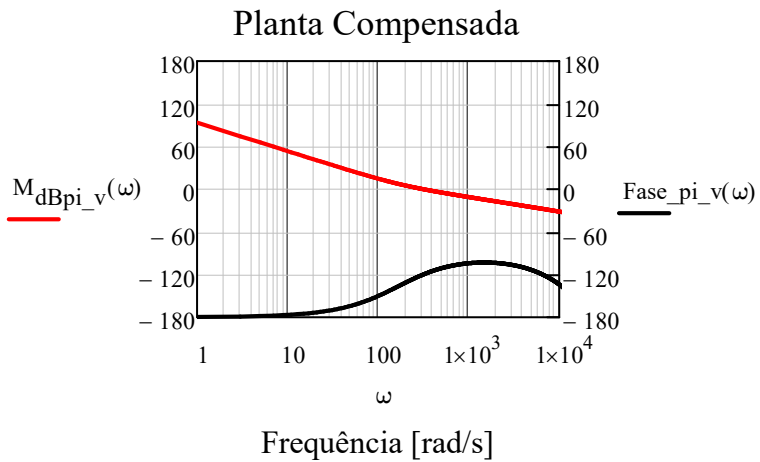
$$FTLA_{C\_v\_mod}(\omega) := 20 \cdot \log(|FTLA_{C\_v}(\omega)|)$$

$$FTLA_{C\_v\_phase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_{C\_v}(\omega))$$

Redefinindo os parâmetros para plotar:

$$M_{dBpi\_v}(\omega) := FTLA_{C\_v\_mod}(\omega \cdot \text{Hz})$$

$$\text{Fase\_pi\_v}(\omega) := FTLA_{C\_v\_phase}(\omega \cdot \text{Hz})$$



Parâmetros para o controlador digital de tensão:

$$\alpha_v := k_{c\_v} + \frac{k_{c\_v} \cdot \omega_{z\_v} \cdot T_a}{2} = 0.0954128012$$

$$\beta_v := -k_{c\_v} + \frac{k_{c\_v} \cdot \omega_{z\_v} \cdot T_a}{2} = -0.0948690333$$

**APÊNDICE E – Projeto do Circuito de Controle e  
Acionamento da Caixa de Proteção**





## Referência

A tensão de referência é a tensão em torno da qual a histerese acontece.

Na prática a tensão de referência dependerá da combinação dos resistores usados em todo o circuito de condicionamento. Dessa forma, será pré definido para 5 V e, ao final esse valor é reprojetoado.

$$V_r := 5V$$

## Cícuito de Medição

A tensão de referência é a tensão em torno da qual a histerese deve acontecer. Para refletir isso na tensão retificada, encontra-se a tensão intermrediária em torno da qual devera permanecer a histerese:

Tensão retificada máxima:  $V_{ret\_max} := 550V$

Tensão retificada mínima:  $V_{ret\_min} := 400V$

$$V_{ret\_med} := \frac{V_{ret\_max} + V_{ret\_min}}{2} = 475 V$$

O ganho do sensor  $K_{senV}$ :

$$K_{senV} := \frac{V_r}{V_{ret\_med}} = 0.010526$$

Atribuindo valor para  $R_{a2}$ .  $R_{a2} := 4.7k\Omega$

$$R_{a1} := \left( \frac{1 - K_{senV}}{K_{senV}} \right) \cdot R_{a2} = 441.8 \cdot k\Omega$$

Os resistores devem possuir valores comerciais.

$$R_{a1} := 430\text{k}\Omega$$

Recalculando o ganho do sensor:

$$K_{\text{senV}} := \frac{R_{a2}}{R_{a1} + R_{a2}} = 0.010812$$

Valores de tensão medida no sensor máxima e mínima para a histerese:

$$V_{a1} := K_{\text{senV}} \cdot V_{\text{ret\_max}} = 5.947\text{V}$$

$$V_{a2} := K_{\text{senV}} \cdot V_{\text{ret\_min}} = 4.325\text{V}$$

Varição de tensão para a histerese:

$$\Delta V_{\text{med}} := V_{a1} - V_{a2} = 1.622\text{V}$$

Dimensionamento da potência necessária para os resistores:

$$I_{\text{sensV}} := \frac{V_{\text{ret\_max}}}{(R_{a1} + R_{a2})} = 1.265\text{mA}$$

$$P_{\text{Ra1}} := R_{a1} \cdot I_{\text{sensV}}^2 = 0.688\text{W} \quad \text{Res. smd 43k 10x 1/10W 1\%}$$

$$P_{\text{Ra2}} := R_{a2} \cdot I_{\text{sensV}}^2 = 0.008\text{W} \quad \text{Resistor smd 4k7 1 x 1/10W 1\%}$$

## Fonte Auxiliar

A fonte auxiliar é construída a partir de divisor resistivo e diodo zener, de 15V. A corrente demandada pelo circuito de acionamento em operação é de aproximadamente 10 mA:

$$V_{\text{aux}} := 15\text{V} \quad I_{\text{R\_aux}} := 20\text{mA}$$

$$R_{\text{b1}} := \frac{V_{\text{ret\_max}} - V_{\text{aux}}}{I_{\text{R\_aux}}} = 26.75 \cdot \text{k}\Omega$$

Valor comercial:  $R_{\text{b1}} := 27\text{k}\Omega$

Para a situação de tensão mínima de histerese a fonte auxiliar deve fornecer a no mínimo 10 mA

$$I_{\text{R\_aux\_min}} := \frac{V_{\text{ret\_min}}}{R_{\text{b1}}} = 14.815 \cdot \text{mA}$$

Dimensionamento da potência necessária para os resistores

$$P_{\text{R\_aux\_max}} := \frac{(V_{\text{ret\_max}} - V_{\text{aux}})^2}{R_{\text{b1}}} = 10.601 \text{ W}$$

Resistor PTH 2k7 10 x 10W 5%

$$P_{\text{R\_aux\_min}} := \frac{(V_{\text{ret\_min}} - V_{\text{aux}})^2}{R_{\text{b1}}} = 5.49 \text{ W}$$

### Cicuito de Comparação

O circuito comparador é projetado com amplificador operacional cuja saída é do tipo *pullup*:

Condições e definições:

1 )

$$R_{\text{pull\_Up}} < R_L$$

$$R_{\text{pull\_up}} := 1.2\text{k}\Omega$$

2 ) 
$$K_{12} = \frac{R_1}{R_2} \quad \text{ou} \quad \Delta V_{\text{med}} = \frac{R_1}{R_2} \cdot V_{\text{aux}}$$

$$K_{12} := \frac{\Delta V_{\text{med}}}{V_{\text{aux}}} = 0.108$$

A tensão de referência para o projeto do comparador é calculada segundo a definição 3 :

3) 
$$V_r = \frac{\text{Tensão medida no sensor máxima}}{1 + K_{12}}$$

$$V_r := \frac{V_{a1}}{1 + K_{12}} = 5.366\text{ V}$$

Nota-se uma pequena diferença do valor pré definido anteriormente. Para efeito de dimensionamento da potência não haverá prejuízo pois a diferença é pequena. Já os valores de máximo e mínimo da tensão da histerese deverá haver pequenas discrepâncias. como será visto a seguir.

4) 
$$R_2 > R_{\text{pull\_up}}$$

$$R_2 := 820\text{k}\Omega \quad \text{---- Resistor smd 820k 1 x 1/10W 1\%}$$

5) 
$$R_1 := K_{12} \cdot R_2 = 88.659 \cdot \text{k}\Omega$$

$$R_1 := 91\text{k}\Omega \quad \text{--- Resistor smd 91k 1 x 1/10W 1\%}$$

## Cicuito de Referência

A corrente máxima demandada:

$$I_{k\_max} := 10\text{mA}$$

Resistor  $R_{c1}$  :

$$R_{c1} := \frac{V_{ret\_max} - V_r}{I_{k\_max}} = 54.463 \cdot \text{k}\Omega$$

$$R_{c1} := 56\text{k}\Omega$$

ADimensionamento dos resistores me potência:

$$P_{Rc1} := \frac{(V_{ret\_max} - V_r)^2}{R_{c1}} = 5.297 \text{ W}$$

Resistor PTH 5k6 10 x 1W 5%

$$P_{Rc1} := \frac{(V_{ret\_min} - V_r)^2}{R_{c1}} = 2.781 \text{ W}$$

A tensão de referência do CI TL431  $V_m = 2,5 \text{ V}$ :

$$V_m := 2.5\text{V}$$

$$R_{c2b} := 158.2\text{k}\Omega \quad \text{--- Resistor smd } 150\text{k} + 8.2\text{k} \text{ (1\%)}$$

$$R_{c2a} := \left( \frac{V_r}{V_m} - 1 \right) \cdot R_{c2b} = 181.386 \cdot \text{k}\Omega$$

$$R_{c2a} := 180\text{k}\Omega \quad \text{--- Resistor smd } 180\text{k} \text{ (1\%)}$$