

**GABRIEL TIBOLA**

**SISTEMA EÓLICO DE PEQUENO PORTE PARA  
GERAÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA COM  
RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA**

**FLORIANÓPOLIS  
2009**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO  
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**SISTEMA EÓLICO DE PEQUENO PORTE PARA  
GERAÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA  
COM RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA**

Dissertação submetida à  
Universidade Federal de Santa Catarina  
como parte dos requisitos para a  
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

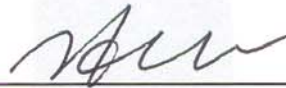
**GABRIEL TIBOLA**

**Florianópolis, março de 2009.**

# SISTEMA EÓLICO DE PEQUENO PORTE PARA GERAÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA COM RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

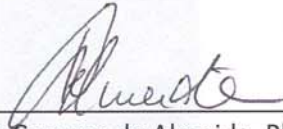
**GABRIEL TIBOLA**

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’



---

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.  
Orientador



---

Prof<sup>a</sup>. Kátia Campos de Almeida, Ph.D.  
Coordenadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



---

Prof. Kefas Damazio Coelho, Dr.



---

Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.



---

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

Aos meus pais.

*"A ciência se compõe  
de erros que, por sua  
vez, são os passos  
até a verdade."*

(Julio Verne)

## **AGRADECIMENTOS**

Aos meus pais, Moacir e Mariza, por sempre me darem forças para seguir em frente e apoiarem minhas decisões.

À Virgínia Soprana Dias, pelo carinho e apoio durante o período do mestrado, pelas alegrias compartilhadas durante os momentos nos quais estivemos juntos e pela compreensão nos momentos de ausência. À Maria Geralda Soprana Dias, pela leitura deste trabalho, sugestões e correções gramaticais propostas.

Ao professor Ivo Barbi, primeiramente pela oportunidade de ingressar no mestrado, por sua orientação dedicada ao longo de toda a pesquisa, sempre visando o bom aprendizado, e por todos os bons anos de convivência.

Aos demais professores do Instituto de Eletrônica de Potência, pelo ensino, amizade e apoio. Em especial aos professores Arnaldo José Perin e João Carlos dos Santos Fagundes, por todo o incentivo e colaboração durante os anos em que estive no laboratório.

Aos membros da banca examinadora por seus apontamentos e contribuições.

A todos os funcionários e técnicos do laboratório que sempre foram muito prestativos, em especial a Antônio Luiz S. Pacheco, pela dedicação e colaboração na elaboração do protótipo.

Aos colegas Eloi Agostini Júnior e André Luiz Fuerback pela ajuda prestada durante o projeto. Aos colegas de turma Márcio S. Ortmann, Gleyson L. Piazza, Gierry Waltrich, Tiago K. Jappe, Roberto F. Coelho, Gláucio R. T. Hax, Bruno S. Dupczak, Gustavo C. Flores, Mateus C. Maccarini, Roniere H. de Oliveira e Rodrigo da Silva, pela amizade e proveitosa convivência durante o mestrado.

Aos amigos Alceu A. Badin, Carlos H. Illa Font, Jean P. Rodrigues, Kleber C. A. Souza, Mateus F. Schonardie, Ricardo L. Alves e demais companheiros do INEP que conheci, pela convivência, companheirismo, sugestões e pela permanente disponibilidade em compartilhar o conhecimento e a experiência adquirida.

Aos meus amigos Rodrigo H. Machado, Thiago G. da Silva, Franksley Paganini e Silvia Helena Pini, por serem sempre prestativos e estarem presentes em todos os momentos, sejam eles bons ou ruins. E a todos os outros velhos e bons amigos, de minha infância, colegial e graduação, que de algum modo contribuíram para que eu chegasse até aqui.

Ao CNPQ pelo incentivo financeiro, que sem o qual não seria possível a realização desta pesquisa. E, por fim, à ENERSUD pela colaboração e doação de material de pesquisa, indispensável para a continuidade do trabalho.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

## **SISTEMA EÓLICO DE PEQUENO PORTE PARA GERAÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA COM RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA**

**GABRIEL TIBOLA**

Março/2009

Orientador: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência.

Palavras-chave: Sistemas eólicos, MPPT, conversores CC-CC.

Número de Páginas: 260.

A presente pesquisa tem como principais objetivos o estudo e a análise da estrutura eólica de pequeno porte para geração de energia elétrica a fim de se obter um modelo de simulação que possibilite o projeto e dimensionamento de conversores capazes de rastrear a máxima potência e otimizar o sistema. Primeiramente, faz-se uma introdução dos principais conceitos da energia eólica e, em seguida, com o foco nos sistemas eólicos de pequeno porte, realizam-se o equacionamento e a construção do modelo para turbinas de três pás com gerador síncrono a ímã permanente de fluxo axial para carregamento de um banco de baterias. Uma vez concebido o modelo, simula-se o mesmo e com base nos resultados aplica-se um método de rastreamento de máxima potência, que então fará parte do estágio de controle dos conversores de potência aplicados ao sistema. Três conversores básicos são abordados, Boost, SEPIC e Buck, sendo que, para o último, um projeto e implementação prática é realizado para comprovação e conclusões acerca dos modelos e teorias propostas.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

## **SMALL WIND TURBINE SYSTEM FOR ELECTRIC POWER GENERATION WITH MAXIMUM POWER POINT TRACKER**

**GABRIEL TIBOLA**

March /2009

Advisor: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of Concentration: Power Electronics.

Keywords: Wind systems, MPPT, DC-DC converters.

Number of Pages: 260.

This research is intended to present the study and the analysis of a small wind system structure for electric power generation, in order to obtain a simulation model that provides fundamental knowledge for designing power converters capable of tracking the conditions of maximum power transfer for system optimization. Initially, an introduction containing the main subjects regarding wind energy is elaborated. Subsequently, a theoretical analysis of small wind system is carried out and a simulation model for the three-blade-turbine connected to an axial-flux permanent-magnet generator is built. Once the model is determined, the simulation is performed, which results are used to develop a maximum-power-point-tracking algorithm that will compose the control stage of the power converters applied to the system. Three basic power converters will be discussed: Boost, SEPIC, and Buck. The design and a prototype implementation will be made for the Buck topology, in order to verify the validity of the several proposed models and performed analyses.



# SUMÁRIO

---

<b>LISTA DE FIGURAS .....</b>	<b>XIII</b>
<b>SIMBOLOGIA .....</b>	<b>XX</b>
<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>1</b>
<b>CAPÍTULO 1 .....</b>	<b>5</b>

## **INTRODUÇÃO GERAL AOS SISTEMAS EÓLICOS**

1.1	Histórico.....	6
1.2	Panorama mundial .....	7
1.3	Cenário brasileiro.....	10
1.4	Parques eólicos .....	12
1.5	O vento .....	13
1.6	Componentes de um sistema eólico.....	15
1.6.1	Torre .....	16
1.6.2	Rotor .....	16
1.7	Geradores.....	20
1.7.1	Máquinas de corrente contínua .....	20
1.7.2	Máquinas síncronas convencionais.....	20
1.7.3	Máquina de indução .....	20
1.7.4	Máquina síncrona a ímã permanente .....	21
1.8	Sistemas eólicos de pequeno porte .....	21
1.9	Eletrônica de potência.....	23

<b>CAPÍTULO 2 .....</b>	<b>25</b>
-------------------------	-----------

## **CONCEITOS AERODINÂMICOS E MODELO DE SIMULAÇÃO**

2.1	Ação aerodinâmica em perfis estacionários.....	25
2.2	Ação aerodinâmica em perfis em rotação .....	28
2.3	Rendimento aerodinâmico.....	31
2.4	Controle de velocidade e potência.....	33
2.4.1	Controle por estol passivo e ativo.....	33
2.4.2	Controle por ângulo de passo ( <i>pitch</i> ) .....	34
2.5	Orientação .....	35
2.6	Segurança (freios).....	36

2.7	Teorema de Betz e potência .....	36
2.8	Torque e momento de inércia.....	44
2.9	Modelo experimental.....	46
<b>CAPÍTULO 3 .....</b>		<b>53</b>
<b>GERADOR SÍNCRONO A ÍMÃ PERMANENTE COM FLUXO AXIAL (AFPMSG)</b>		
3.1	Topologias e formas construtivas .....	55
3.2	Princípio de operação.....	58
3.3	Diagrama fasorial e circuito elétrico equivalente .....	61
3.4	Ensaio do gerador .....	66
3.4.1	Ensaio a “vazio” .....	67
3.4.2	Ensaio para determinação da resistência .....	69
3.4.3	Ensaio de curto circuito.....	70
3.4.4	Curvas de potência e rendimento .....	72
3.4.5	Formas de onda experimentais.....	73
3.5	Modelo de simulação .....	73
<b>CAPÍTULO 4 .....</b>		<b>79</b>
<b>ARMAZENAMENTO DE ENERGIA E BATERIAS</b>		
4.1	Bateria de Níquel-Cádmio ( <i>NiCd</i> ).....	81
4.2	Bateria Níquel-Metal Hydride ( <i>NiMH</i> ).....	82
4.3	Baterias Lítio-Íon.....	82
4.4	Bateria Lítio-Polímero.....	82
4.5	Bateria Zinco-Ar.....	82
4.6	Bateria de Chumbo Ácido .....	83
4.6.1	Princípio de funcionamento .....	85
4.6.2	Tensão de descarga ou de corte .....	87
4.6.3	Tensão de flutuação ou normal.....	87
4.6.4	Tensão de equalização ou recarga .....	87
4.6.5	Tensão de sobre-tensão ou sobrecarga .....	88
4.6.6	Métodos de carga.....	88
4.6.7	Característica e modelagem do banco de baterias utilizado .....	89
<b>CAPÍTULO 5 .....</b>		<b>93</b>
<b>SISTEMA EÓLICO DE PEQUENO PORTE CONECTADO DIRETAMENTE A UM BANCO DE BATERIAS</b>		
5.1	Simulação do sistema convencional.....	96

5.2	Ensaio Experimental do Sistema Convencional.....	98
5.3	Análise do gerador no carregamento de baterias.....	100
5.4	Estudo do modelo eólico.....	107
5.4.1	Perturbações no vento.....	107
5.4.2	Perturbações da tensão de saída.....	110
5.4.3	Controle da potência mecânica.....	117
5.4.4	Controle da potência elétrica.....	121

## **CAPÍTULO 6 .....125**

### **RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA**

6.1	Teoria da transferência máxima de potência.....	127
6.2	Aplicação do método.....	131
6.2.1	Comprovação do método por simulação.....	133
6.3	Máxima potência no sistema eólico de pequeno porte.....	137

## **CAPÍTULO 7 .....145**

### **SISTEMA EÓLICO COM PROCESSAMENTO DE ENERGIA ATRAVÉS DE CONVERSORES ESTÁTICOS**

7.1	Controle da corrente da saída da ponte retificadora e utilização dos parâmetros da máquina elétrica.....	146
7.2	Conversor Boost.....	149
7.2.1	Etapas de operação e formas de onda.....	149
7.2.2	Modelo linearizado.....	151
7.2.3	Circuitos equivalentes.....	152
7.2.4	Malha de corrente e compensador.....	162
7.3	Conversor SEPIC.....	165
7.3.1	Etapas de operação e formas de onda.....	166
7.3.2	Modelo linearizado.....	169
7.3.3	Primeiro circuito equivalente.....	170
7.3.4	Segundo circuito equivalente.....	172
7.4	Análise em malha fechada do conversor Boost com controle de corrente e rastreamento de máxima potência aplicado ao sistema eólico.....	174
7.5	Controle da tensão na saída da ponte retificadora.....	182
7.5.1	Sem capacitor de barramento (utilização dos parâmetros da máquina elétrica).....	184
7.5.2	Com capacitor de entrada.....	187
7.6	Conversor Buck aplicado ao sistema eólico.....	189
7.6.1	Etapas de operação e formas de onda.....	191

**CAPÍTULO 8 .....193**

**PROJETO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS**

8.1	Metodologia de projeto.....	193
8.1.1	Obtenção de parâmetros.....	193
8.1.2	Escolha do conversor.....	194
8.2	Estágio de potência.....	195
8.2.1	Ponte retificadora .....	196
8.2.2	Capacitor de entrada.....	197
8.2.3	Interruptor .....	197
8.2.4	Diodo de roda livre .....	198
8.2.5	Diodo de bloqueio .....	198
8.2.6	Indutor .....	198
8.3	Fonte auxiliar .....	199
8.4	Sensores de corrente e tensão .....	200
8.5	Circuito auxiliar de comutação.....	201
8.6	Filtro .....	203
8.7	Microcontrolador .....	204
8.7.1	Programa .....	206
8.8	Proteções .....	208
8.9	Simulação do sistema com conversor Buck.....	210
8.10	<i>Layout</i> e protótipo .....	211
8.11	Ensaio em malha aberta (razão cíclica fixa).....	212
8.12	Ensaio com ponte retificadora e PMSG com razão cíclica fixa .....	215
8.13	Ensaio com fonte de tensão e resistência série (comprovação do algoritmo de rastreamento) .....	217
8.14	Apresentações de resultados práticos com o sistema completo.....	222
8.15	Trabalhos futuros .....	223

**CONCLUSÃO GERAL.....225**

**REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....229**

**APÊNDICE-A .....235**

**CÓDIGO-FONTE**

**APÊNDICE-B .....239**

**PLANILHA DE CÁLCULO DO CONVERSOR BOOST E CONTROLADORES DE  
CORRENTE**

<b>APÊNDICE-C .....</b>	<b>247</b>
<b>PLANILHA DE CÁLCULO DOS COMPONENTES DO CONVERSOR BUCK</b>	
<b>IMPLEMENTADO</b>	
<b>APÊNDICE-D .....</b>	<b>257</b>
<b>LISTA DE COMPONENTES UTILIZADOS</b>	
<b>APÊNDICE-E .....</b>	<b>259</b>
<b>ESQUEMÁTICO COMPLETO USADO PARA CONFECÇÃO DO LAYOUT</b>	

# LISTA DE FIGURAS

---

Figura 1.1 – Moinho de vento em Kinderdijk, Holanda. Fonte: <a href="http://www.waymarking.com">http://www.waymarking.com</a> . Acesso em: 15 jan. 2008.....	6
Figura 1.2 – Turbina eólica de Jacobs usada no carregamento de baterias. Fonte: [8]. .....	7
Figura 1.3 – As dez maiores capacidades instaladas e as dez novas capacidades. Fonte: <b>GWEC</b> - Global Wind Energy Council; Fonte: <a href="http://www.gwec.net">http://www.gwec.net</a> . Acesso em: 15 jan. 2008. ....	8
Figura 1.4 – Capacidade acumulada instalada no mundo de 1996 a 2007. Fonte: <b>GWEC</b> - Global Wind Energy Council. Fonte: <a href="http://www.gwec.net">http://www.gwec.net</a> . Acesso em: 18 fev. 2008.....	9
Figura 1.5 – Capacidade anual instalada no mundo de 1996 a 2007. Fonte: <b>GWEC</b> - Global Wind Energy Council. Fonte: <a href="http://www.gwec.net">http://www.gwec.net</a> . Acesso em: 18 fev. 2008.....	9
Figura 1.6 – Capacidade anual instalada por região de 2003 a 2007. Fonte: <b>GWEC</b> - Global Wind Energy Council. Fonte: <a href="http://www.gwec.net">http://www.gwec.net</a> . Acesso em: 15 fev. 2008.....	9
Figura 1.7 – Atlas do potencial eólico brasileiro. Fonte: <a href="http://www.aneel.gov.br">http://www.aneel.gov.br</a> . Acesso em: 22 fev. 2008. ....	10
Figura 1.8 – Parques eólicos em operação no Brasil (2007). Fonte: <a href="http://www.aneel.gov.br">http://www.aneel.gov.br</a> . Acesso em: 22 fev. 2008. ....	11
Figura 1.9 – Parque on-shore na Ilha Prince Edward, no Canadá, com turbinas <b>V90</b> de 3.0 MW, da Vestas. Fonte: <a href="http://www.vestas.com">http://www.vestas.com</a> . Acesso em: 18 fev. 2008.....	12
Figura 1.10 – Parque eólico off-shore em Horns Reef, na Dinamarca, com aerogeradores <b>V80</b> de 2.0 MW, da Vestas. Fonte: <a href="http://www.vestas.com">http://www.vestas.com</a> . Acesso em: 18 fev. 2008. ....	12
Figura 1.11 – Variações do aquecimento da Terra. <b>NASA</b> Satellite: Terra Sensor: MODIS. Fonte: <a href="http://www.solcomhouse.com/windpower.htm">http://www.solcomhouse.com/windpower.htm</a> . Acesso em: 20 jan. 2008. ....	13
Figura 1.12 – Distribuição mundial de velocidade do vento. Fonte: <a href="http://www.solcomhouse.com/windpower.htm">http://www.solcomhouse.com/windpower.htm</a> . Acesso em: 1 jan. 2008. ....	14
Figura 1.13 – Principais tipos de sistemas. ....	16
Figura 1.14 – Rotor Savonius de 3 kW. Fonte: <a href="http://www.solener.com">http://www.solener.com</a> . Acesso em: 10 jan. 2008. ....	17
Figura 1.15 – Rotor Darrieus. Fonte: <a href="http://www.solcomhouse.com">http://www.solcomhouse.com</a> . Acesso em: 10 jan. 2008.....	17
Figura 1.16 – Cata-Vento para bombeamento de água em Nevada, EUA. Fonte: <a href="http://www.waymarking.com">http://www.waymarking.com</a> . Acesso em: 10 jan. 2008. ....	18
Figura 1.17 – (A) Aerogerador de uma pá. Fonte <a href="http://www.hvirvelvinden.dk">http://www.hvirvelvinden.dk</a> . Acesso em: 8 jan. 2008. (B) Aerogerador <b>NASA/DOE Mod-5B</b> em Oahu, Hawaii. Foto por: NASA Glenn Research Center. ....	19
Figura 1.18 – Turbina moderna de 3 pás modelo <b>MM 70</b> da Repower Systems. Fonte: <a href="http://www.repower.de">http://www.repower.de</a> . (Foto por JO). Acesso em: 18 fev. 2008.....	19
Figura 1.19 – Tamanho relativo das pequenas turbinas eólicas. Fonte: Paul Jipe, Wind Energy Basics. ....	22
Figura 1.20 – Aumento da velocidade do vento com a altura. Fonte: United States Department of Energy. ....	22
Figura 2.1 – Bloco retangular sob a ação do vento. ....	26
Figura 2.2 – Objeto perfilado adequadamente sob ação do vento. ....	26
Figura 2.3 – Decomposição da força resultante no perfil. ....	27
Figura 2.4 – Forças que atuam em uma hélice em movimento.....	29

<i>Figura 2.5 – Velocidades e ângulos na hélice de um aerogerador em movimento.</i>	30
<i>Figura 2.6 – Massa de ar de massa “m” deslocando-se com velocidade “v”.</i>	37
<i>Figura 2.7 – Representação da transformação de energia.</i>	37
<i>Figura 2.8 – Modelo teórico de Betz.</i>	38
<i>Figura 2.9 – Coeficiente de potência teórico.</i>	42
<i>Figura 2.10 – Coeficientes de potência e torque para várias topologias de rotores eólicos. Fonte: [20].</i>	45
<i>Figura 2.11 – Coeficientes característicos de <math>C_p</math>.</i>	47
<i>Figura 2.12 – Bloco genérico para gerar o coeficiente de potência.</i>	47
<i>Figura 2.13 – Diagrama esquemático da geração da curva <math>C_p(\lambda, \beta)</math>.</i>	48
<i>Figura 2.14 – Diagrama genérico para geração de <math>\lambda</math>.</i>	48
<i>Figura 2.15 – Coeficiente de potência em função do TSR obtido no simulador.</i>	48
<i>Figura 2.16 – Bloco para geração da curva de potência.</i>	49
<i>Figura 2.17 – Circuito para geração da curva de potência mecânica.</i>	49
<i>Figura 2.18 – Potência mecânica em função da velocidade angular para várias velocidades de vento.</i>	50
<i>Figura 2.19 – Bloco mecânico completo.</i>	51
<i>Figura 3.1 – Desenvolvimento histórico dos ímãs de terras raras. Fonte: [23].</i>	54
<i>Figura 3.2 – Topologias de AFPMSG. (A) Face única com ranhuras, (B) face dupla com estator interno sem ranhuras, (C) face dupla com estator externo, (D) face dupla com rotor interno.</i>	56
<i>Figura 3.3 – Máquina de fluxo axial de pólos salientes. (A) Estrutura construtiva, (B) vista frontal do estator bobinado, (C) vista frontal do disco de ímãs.</i>	57
<i>Figura 3.4 – Máquina de fluxo axial do tipo toroidal (“Torus Machine”). (A) Estrutura construtiva, (B) vista frontal do estator bobinado, (C) vista frontal do disco de ímãs.</i>	58
<i>Figura 3.5 – Princípio de funcionamento de uma máquina com duplo rotor de ímã e estator de ferro silício toroidal.</i>	58
<i>Figura 3.6 – Circuito equivalente, simplificado por fase da máquina operando como gerador.</i>	62
<i>Figura 3.7 – Diagrama fasorial da máquina operando como gerador.</i>	63
<i>Figura 3.8 – Circuito Equivalente do Gerador.</i>	66
<i>Figura 3.9 – Parâmetros do gerador ensaiado.</i>	67
<i>Figura 3.10 – Esquema de ligação para os ensaios (A), circuitos equivalentes para o ensaio a vazio (B) e ensaio de curto circuito (C).</i>	68
<i>Figura 3.11 – Dados do ensaio a vazio para obtenção da constante de armadura do gerador utilizado.</i>	68
<i>Figura 3.12 – Esquema para realização do ensaio de obtenção da resistência (A) e circuito equivalente (B).</i>	70
<i>Figura 3.13 – Corrente linha versus rotação do eixo.</i>	71
<i>Figura 3.14 – Variação da indutância com a frequência.</i>	72
<i>Figura 3.15 – Ensaio de potência e rendimento do sistema fornecidos pelo fabricante.</i>	73
<i>Figura 3.16 – Tensão a vazio (A) e Corrente de curto (B) experimentais.</i>	73
<i>Figura 3.17 – Modelo de máquina síncrona a ímã permanente.</i>	74
<i>Figura 3.18 – Equivalência entre dinâmica inercial e elétrica.</i>	76

<i>Figura 3.19 – Acoplamento entre os sistemas.</i> .....	77
<i>Figura 4.1 – Formação de uma célula de bateria de chumbo-ácido.</i> .....	83
<i>Figura 4.2 – Componentes de uma bateria real.</i> .....	84
<i>Figura 4.3 – Exemplificação dos processos de carga e descarga de uma bateria eletrolítica.</i> .....	86
<i>Figura 4.4 – Especificações das baterias usadas, segundo o fabricante.</i> .....	89
<i>Figura 4.5 - Circuito equivalente de uma bateria para o modelo linear.</i> .....	90
<i>Figura 4.6 – (A) Tensão e corrente na bateria para determinação da resistência interna, (B) detalhe.</i> .....	92
<i>Figura 5.1 – Curva de potência do sistema Gerar 246 produzido por [30]. Fonte: <a href="http://www.enersud.com.br">http://www.enersud.com.br</a>. Acesso em: 12 abr. 2008.</i> .....	93
<i>Figura 5.2 – Partes básicas de uma turbina de pequeno porte.</i> .....	94
<i>Figura 5.3 – Diagrama de blocos do sistema convencional.</i> .....	94
<i>Figura 5.4 – Turbina eólica modelo GERAR 246 produzida por [30] e utilizada no projeto.</i> .....	95
<i>Figura 5.5 – Dados do sistema eólico utilizado.</i> .....	95
<i>Figura 5.6 – Esquemático simplificado do sistema convencional.</i> .....	96
<i>Figura 5.7 – Esquema de simulação do circuito convencional.</i> .....	97
<i>Figura 5.8 – Principais formas de onda do sistema convencional.</i> .....	97
<i>Figura 5.9 – Componentes do sistema convencional. (1) Controlador de carga, (2) resistência de descarte, (3) inversor 48CC-220CA, (4) banco de baterias.</i> .....	98
<i>Figura 5.10 – Tensão e corrente na bateria.</i> .....	99
<i>Figura 5.11 – Tensão de linha e corrente de linha/fase.</i> .....	99
<i>Figura 5.12 – Taxa de distorção harmônica na tensão de linha e Corrente de linha/fase.</i> .....	100
<i>Figura 5.13 – Circuito equivalente do gerador alimentando bateria através de uma ponte retificadora.</i> .....	100
<i>Figura 5.14 – Circuito equivalente por fase.</i> .....	101
<i>Figura 5.15 – Onda senoidal retificada aplicada no banco de baterias.</i> .....	101
<i>Figura 5.16 – Diagrama fasorial do circuito equivalente.</i> .....	103
<i>Figura 5.17 – Características de corrente, torque e potência versus Frequência.</i> .....	106
<i>Figura 5.18 – Circuito de simulação implementado para simular efeitos da perturbação do vento.</i> .....	108
<i>Figura 5.19 – Simulação do sistema com tensão de saída de 40V, vento de 9m/s e perturbação de 1m/s. (A) Potência mecânica, (B) potência elétrica, (C) torque no eixo, (D) rotação mecânica.</i> .....	108
<i>Figura 5.20 – Simulação do sistema com tensão de saída de 40V, vento de 9m/s e perturbação de 1m/s. Tensão de linha e corrente de linha/fase.</i> .....	109
<i>Figura 5.21 – Simulação do sistema com tensão de saída em 60V, vento de 10m/s e perturbação de -1m/s. (A) Potência mecânica, (B) potência elétrica, (C) torque no eixo, (D) rotação mecânica.</i> .....	109
<i>Figura 5.22 – Potência mecânica e elétrica do sistema analisado para um vento de 10 m/s.</i> .....	110
<i>Figura 5.23 – Circuito de simulação implementado para simular efeitos da perturbação na tensão de saída.</i> .....	111
<i>Figura 5.24 – Simulação do sistema com tensão de saída de 40V, vento de 10m/s e perturbação de 10 volts. (A) Potência mecânica, (B) potência elétrica, (C) torque no eixo, (D) rotação mecânica.</i> .....	112
<i>Figura 5.25 – Simulação do sistema com tensão de saída de 40V, vento de 10m/s e perturbação de 10 volts. Detalhe da potência elétrica no momento da perturbação.</i> .....	112



<i>Figura 5.26 – Simulação do sistema com tensão de saída de 40V, vento de 10m/s e perturbação de 10 volts. Tensão e corrente de linha e corrente na saída da ponte retificadora.....</i>	<i>113</i>
<i>Figura 5.27 – Simulação do sistema com tensão de saída de 50V, vento de 10m/s e perturbação de -10 volts. Detalhe da potência elétrica no momento da perturbação. ....</i>	<i>113</i>
<i>Figura 5.28 – Simulação do sistema com tensão de saída de 50V, vento de 10m/s e perturbação de -10 volts. (A) Potência mecânica, (B) potência elétrica, (C) torque no eixo, (D) rotação mecânica. ....</i>	<i>114</i>
<i>Figura 5.29 – Simulação do sistema com tensão de Saída de 50V, vento de 10m/s e perturbação de 10 volts. (A) Potência mecânica, (B) Potência elétrica, (C) torque no eixo, (D) Rotação mecânica. ....</i>	<i>115</i>
<i>Figura 5.30 – Simulação do sistema com tensão de saída de 60V, vento de 10m/s e perturbação de -10 volts. (A) Potência mecânica, (B) potência elétrica, (C) torque no eixo, (D) rotação mecânica. ....</i>	<i>115</i>
<i>Figura 5.31 – Simulação do sistema com tensão de saída de 80V, vento de 10m/s e perturbação de -10 volts. (A) Potência mecânica, (B) potência elétrica, (C) torque no eixo, (D) rotação mecânica. ....</i>	<i>116</i>
<i>Figura 5.32 – Simulação do sistema com tensão de saída de 80V, vento de 10m/s e perturbação de -10 volts. Detalhe da potência elétrica no momento da perturbação. ....</i>	<i>116</i>
<i>Figura 5.33 – Simulação do sistema com tensão de saída de 80V, vento de 10m/s e perturbação de -10 volts. Tensão e corrente de linha e corrente na saída.....</i>	<i>116</i>
<i>Figura 5.34 – Malha fechada para controle da potência mecânica. ....</i>	<i>117</i>
<i>Figura 5.35 – Sistema em malha fechada de potência mecânica com vento de 10m/s, potência inicial de 700W e perturbação de potência de 100W. (A) Potência mecânica, elétrica e de referência, (B) rotação, (C) tensão de linha, (D) corrente de linha/fase. ....</i>	<i>118</i>
<i>Figura 5.36 – Sistema em malha fechada de potência mecânica com vento de 9m/s, potência de 800W e perturbação no vento de 1 m/s. (A) Potência mecânica, elétrica e de referência, (B) rotação, (C) tensão de linha, (D) corrente de linha/fase.....</i>	<i>119</i>
<i>Figura 5.37 – Sistema em malha fechada de potência mecânica com vento de 10 m/s, potência média de 800W com perturbação de 20W pico a pico. (A) Potência mecânica, elétrica e de referência para um frequência de perturbação de 10Hz, (B) rotação para perturbação de 10Hz, (C) potência mecânica, elétrica e de referência para um frequência de perturbação de 0,1Hz, (D) rotação para perturbação de 0,1Hz.....</i>	<i>120</i>
<i>Figura 5.38 – Malha fechada para controle da potência elétrica. ....</i>	<i>121</i>
<i>Figura 5.39 – Sistema em malha fechada de potência elétrica com vento de 10m/s, potência inicial de 500W e perturbação de potência de 100W. (A) Potência mecânica, elétrica e de referência, (B) rotação, (C) tensão de linha, (D) corrente de linha/fase. ....</i>	<i>122</i>
<i>Figura 5.40 – Sistema em malha fechada de potência elétrica com vento de 10m/s, potência média de 600W e perturbação de 20W pico a pico e frequência de 1Hz. (A) Potência mecânica, elétrica e de referência, (B) rotação, (C) tensão de linha, (D) corrente de linha/fase. ....</i>	<i>122</i>
<i>Figura 5.41 – Sistema em malha fechada de potência elétrica com vento de 9m/s, potência de 500 W e perturbação no vento de 1 metro por segundo. (A) Potência mecânica, elétrica e de referência, (B) rotação, (C) tensão de linha, (D) corrente de linha/fase.....</i>	<i>123</i>
<i>Figura 6.1 – Diagrama esquemático do sistema de MPPT com tabela de busca. ....</i>	<i>126</i>
<i>Figura 6.2 – Ilustração generalizada do princípio de rastreamento de máxima potência. ....</i>	<i>127</i>
<i>Figura 6.3 – Circuito resistivo simples. ....</i>	<i>128</i>
<i>Figura 6.4 – Máxima potência para um circuito resistivo. ....</i>	<i>129</i>
<i>Figura 6.5 – Circuito linear simples.....</i>	<i>129</i>
<i>Figura 6.6 – Diagrama de bloco do sistema de MPPT proposto.....</i>	<i>132</i>
<i>Figura 6.7 – Conversor Boost emulando uma resistência.....</i>	<i>134</i>

<i>Figura 6.8 – Curvas de máxima potência para o conversor Boost com resistência de entrada.</i>	135
<i>Figura 6.9 – Circuito de simulação de um conversor Boost com fonte de tensão não ideal.</i>	135
<i>Figura 6.10 – Formas de onda de simulação provando o rastreamento de máxima potência.</i>	137
<i>Figura 6.11 – Sistema eólico com tensão de saída variável para levantamento de curvas de potência.</i>	138
<i>Figura 6.12 – Potência elétrica e mecânica versus tensão de saída para várias velocidades do vento.</i>	139
<i>Figura 6.13 – Potência mecânica (A) e potência elétrica (B) versus corrente de saída.</i>	140
<i>Figura 6.14 – Potências mecânica e elétrica máximas em função da tensão de saída (A) e velocidade do vento (B).</i>	140
<i>Figura 6.15 – Comparações entre potência máxima mecânica (A) e potência máxima elétrica (B) com potência para saída em 48 Volts (sistema convencional).</i>	141
<i>Figura 6.16 – Detalhe do ganho de potência ao se operar na máxima potência elétrica.</i>	142
<i>Figura 6.17 – Potências mecânicas e elétricas versus rotação mecânica para várias velocidade do vento.</i>	143
<i>Figura 6.18 – Rotação mecânica versus tensão e corrente.</i>	143
<i>Figura 7.1 – Sistema de geração eólico com integração de conversor estático de potência para processamento da Energia.</i>	146
<i>Figura 7.2 – Conversor Boost tradicional.</i>	147
<i>Figura 7.3 – Conversor Boost adaptado ao sistema eólico para carregamento de baterias.</i>	147
<i>Figura 7.4 – Circuito equivalente do gerador, retificador e conversor Boost.</i>	147
<i>Figura 7.5 – Conversor SEPIC tradicional.</i>	148
<i>Figura 7.6 – Conversor SEPIC adaptado ao sistema.</i>	148
<i>Figura 7.7 – Etapas de operação do conversor Boost tradicional.</i>	150
<i>Figura 7.8 – Principais formas de onda do conversor Boost.</i>	151
<i>Figura 7.9 – Modelo simplificado do conversor Boost.</i>	151
<i>Figura 7.10 – Forma de onda da tensão nos terminais <b>a</b> e <b>b</b>.</i>	152
<i>Figura 7.11 – Gerador e ponte graetz alimentando fonte de corrente</i>	153
<i>Figura 7.12 – Análise das correntes de fase.</i>	153
<i>Figura 7.13 – Análise das correntes de fase para corrente de saída maior.</i>	154
<i>Figura 7.14 – Detalhe das etapas.</i>	155
<i>Figura 7.15 – Circuitos por etapa.</i>	155
<i>Figura 7.16 – Representação de um dos estados de condução da ponte retificadora.</i>	156
<i>Figura 7.17 – Circuito simplificado.</i>	156
<i>Figura 7.18 – Circuito monofásico equivalente.</i>	158
<i>Figura 7.19 – Circuito monofásico equivalente CC.</i>	158
<i>Figura 7.20 – Segunda etapa</i>	160
<i>Figura 7.21 – Simplificado</i>	160
<i>Figura 7.22 – Circuito Equivalente monofásico da segunda etapa.</i>	161
<i>Figura 7.23 – Circuito equivalente CC da segunda etapa.</i>	161
<i>Figura 7.24 – Conversor Boost com malha de controle de corrente.</i>	162

<i>Figura 7.25 – Estrutura do controlador proposto.</i>	163
<i>Figura 7.26 – Diagrama de Bode do compensador.</i>	165
<i>Figura 7.27 – Diagrama de blocos.</i>	165
<i>Figura 7.28 – Circuito do conversor SEPIC.</i>	166
<i>Figura 7.29 – Etapas de operação do conversor SEPIC.</i>	168
<i>Figura 7.30 – Principais formas de onda do conversor SEPIC no modo de condução contínuo.</i>	169
<i>Figura 7.31 – Modelo simplificado do conversor SEPIC.</i>	170
<i>Figura 7.32 – Forma de onda da tensão entre os pontos <b>a</b> e <b>b</b>.</i>	170
<i>Figura 7.33 – Circuito simplificado com conversor SEPIC.</i>	171
<i>Figura 7.34 – Circuito equivalente monofásico para o conversor SEPIC.</i>	171
<i>Figura 7.35 – Circuito equivalente CC para o conversor SEPIC.</i>	172
<i>Figura 7.36 – Segunda etapa.</i>	172
<i>Figura 7.37 – Circuito simplificado.</i>	173
<i>Figura 7.38 – Circuito equivalente monofásico da segunda etapa.</i>	173
<i>Figura 7.39 – Circuito equivalente CC da segunda etapa.</i>	173
<i>Figura 7.40 – Circuito Boost monofásico equivalente com controlador de Corrente.</i>	174
<i>Figura 7.41 – Correntes no indutor Boost para os dois circuitos monofásicos equivalentes.</i>	175
<i>Figura 7.42 – Sistema Boost com indutância a montante da ponte retificadora.</i>	176
<i>Figura 7.43 – Corrente na saída da ponte retificadora para as plantas projetadas.</i>	177
<i>Figura 7.44 – Principais formas de onda para o sistema Boost com ponte retificadora e máquina.</i>	178
<i>Figura 7.45 – Sistema Boost com rastreamento de máxima potência.</i>	179
<i>Figura 7.46 – Principais formas de onda do sistema Boost com rastreamento de máxima potência.</i>	179
<i>Figura 7.47 – Sistema eólico com rastreamento de máxima potência utilizando controle de corrente.</i>	180
<i>Figura 7.48 – Potência elétrica e corrente na saída da ponte para o sistema proposto.</i>	180
<i>Figura 7.49 – Exemplificação do modelo proposto.</i>	182
<i>Figura 7.50 – Circuito de simulação para verificação de máxima potência.</i>	182
<i>Figura 7.51 – Variação da Potência com varredura da tensão de saída.</i>	183
<i>Figura 7.52 – Circuito Boost com controle de razão cíclica e MPPT.</i>	183
<i>Figura 7.53 – Potência, esforço de controle e tensão de barramento com rastreamento de máxima potência.</i>	184
<i>Figura 7.54 – Circuito de simulação do sistema eólico com conversor Boost e controle da tensão na saída da ponte retificadora.</i>	185
<i>Figura 7.55 – Formas de onda principais do conversor Boost aplicado ao sistema eólico com utilização dos parâmetros da máquina. (A) Potência elétrica e mecânica, (B) Rotação do eixo, (C) Corrente na saída da ponte retificadora, (D) corrente de linha/fase.</i>	186
<i>Figura 7.56 – Corrente na máquina elétrica e detalhe da alta frequência.</i>	187
<i>Figura 7.57 – Circuito de potência Boost para o sistema eólico com a inserção de um capacitor de barramento.</i>	188

<i>Figura 7.58 – Operação do Boost com MPPT para o sistema eólico com inserção de capacitor de barramento. (A) Potências, (B) esforço de controle, (C) rotação do eixo, (D) detalhe da potência elétrica, (E) detalhe do esforço de controle, (F) detalhe da rotação no eixo. ....</i>	<i>188</i>
<i>Figura 7.59 – Circuito do conversor Buck tradicional. ....</i>	<i>191</i>
<i>Figura 7.60 – Etapas de operação do conversor Buck tradicional. ....</i>	<i>192</i>
<i>Figura 7.61 – Principais formas de onda do conversor Buck para o modo de condução contínua. ....</i>	<i>192</i>
<i>Figura 8.1 – Escolha da faixa de operação do sistema. ....</i>	<i>195</i>
<i>Figura 8.2 – Estágio de potência. Conversor Buck. ....</i>	<i>196</i>
<i>Figura 8.3 – Circuito da Fonte Auxiliar. ....</i>	<i>200</i>
<i>Figura 8.4 – Sensores de Tensão e Corrente. ....</i>	<i>201</i>
<i>Figura 8.5 – Circuito bootstrap aplicado ao conversor Buck. ....</i>	<i>202</i>
<i>Figura 8.6 – Configuração do circuito integrado utilizado para realizar o bootstrap. ....</i>	<i>203</i>
<i>Figura 8.7 – Filtro passa baixa com rejeição de modo comum. (A) Configuração utilizada, (B) esquema do CI utilizado. ....</i>	<i>204</i>
<i>Figura 8.8 – Microcontrolador utilizado. (A) Configurações, (B) regulação. ....</i>	<i>205</i>
<i>Figura 8.9 – Fluxograma do algoritmo de controle e MPPT. ....</i>	<i>207</i>
<i>Figura 8.10 – Circuitos auxiliares de proteção. (A) Circuito de corte de carga, (B) circuito de descarte de energia. ....</i>	<i>210</i>
<i>Figura 8.11 – Circuito de simulação do conversor Buck com parte dos componentes reais. ....</i>	<i>210</i>
<i>Figura 8.12 – Principais formas de onda para o sistema eólico com conversor Buck. ....</i>	<i>211</i>
<i>Figura 8.13 – Protótipo do conversor Buck implementado. ....</i>	<i>212</i>
<i>Figura 8.14 – Tensão de gate e source no MOSFET. ....</i>	<i>213</i>
<i>Figura 8.15 – Tensão dreno-source e corrente no MOSFET. ....</i>	<i>214</i>
<i>Figura 8.16 – Tensão reversa e corrente no diodo de roda livre. ....</i>	<i>214</i>
<i>Figura 8.17 – Corrente no indutor. ....</i>	<i>215</i>
<i>Figura 8.18 – Tensão de linha e corrente de linha/fase no gerador. ....</i>	<i>216</i>
<i>Figura 8.19 – Tensão sobre o capacitor de barramento e corrente na saída da ponte retificadora. ....</i>	<i>216</i>
<i>Figura 8.20 – Corrente no indutor. ....</i>	<i>217</i>
<i>Figura 8.21 – Circuito usado para o ensaio em malha fechada. ....</i>	<i>218</i>
<i>Figura 8.22 – Demonstração de aumento da potência com aumento da razão cíclica (região A) utilizando resistência de valor pequeno. ....</i>	<i>219</i>
<i>Figura 8.23 – Demonstração de aumento da potência com aumento da razão cíclica (região A) utilizando resistência de valor grande. ....</i>	<i>220</i>
<i>Figura 8.24 – Demonstração de aumento da potência com diminuição da razão cíclica (região B), utilizando resistência de valor elevado. ....</i>	<i>221</i>
<i>Figura 8.25 – Resultados práticos do sistema completo. ....</i>	<i>223</i>

# SIMBOLOGIA

## Principais Símbolos Utilizados

Símbolo	Significado	Unidade
$\alpha$	Ângulo de ataque	$^{\circ}$
$A$	Área	$m^2$
$v$	Velocidade do vento	$m/s$
$F_x$	Força de arrasto	$N$
$F_y$	Força de sustentação	$N$
$L$	Longitude do perfil	$m$
$F$	Força	$N$
$\vec{c}$	Velocidade relativa do vento	$m/s$
$\vec{v}$	Velocidade estacionária do vento	$m/s$
$\vec{u}$	Velocidade de giro	$rad/s$
$\varphi$	Ângulo relativo	$^{\circ}$
$\beta$	Ângulo de passo	$^{\circ}$
$\vec{F}_u$	Força útil	$N$
$\vec{F}_a$	Força axial	$N$
$m$	Massa	$K_g$
$E$	Energia cinética	$E$
$E_o$	Energia cinética final	$E$
$\Delta E$	Parcela de energia que realiza trabalho	$E$
$v$	Velocidade	$m/s$
$v_o$	Velocidade final	$m/s$
$v_{med}$	Velocidade média	$m/s$
$P$	Potência	$W$
$t$	Tempo	$s$
$\rho$	Densidade do ar	$k_g/m^3$
$Vol$	Volume	$m^3$
$d$	Distância	$m$
$C_p$	Coefficiente de potência	
$\kappa$	Relação de velocidade de saída e entrada	
$C_{pmax}$	Máximo Coeficiente de potência teórico	
$P_{max}$	Potência máxima	$W$
$T_{mec}$	Torque mecânico	$Nm$
$C_T$	Coefficiente de torque	$Nm$
$P_u$	Potência útil	$W$

$P_a$	Potência axial	$W$
$\eta_a$	Rendimento do aerogerador	
$f$	Quociente aerodinâmico	
$\lambda$	Tip Speed Ratio (TSR)	
$r$	Raio da turbina	$m$
$\omega$	Velocidade angular da turbina	$rad/s$
$P_a$	Pressão atmosférica	$P_a$
$T$	Temperatura ambiente	$K$
$p$	Número de pólos	
$\theta_e$	Ângulo elétrico	$rad$
$\theta_m$	Ângulo mecânico	$rad$
$f_g$	Frequência elétrica do gerador	$Hz$
$\omega_e$	Frequência angular	$rad/s$
$\omega_{rpm}$	Velocidade em rotações por minuto	$rpm$
$\omega_m$	Velocidade mecânica em radianos por segundo	$rad/s$
$I_a$	Corrente de armadura	$A$
$k_T$	Constante de torque	
$T_e$	Torque eletromagnético	$Nm$
$m_f$	Número de fases	
$N$	Número de bobinas por fase	
$k_w$	Fator de bobinagem	
$\phi_f$	Excitação do fluxo magnético	
$k_E$	Constante de armadura	
$E_f$	Tensão induzida por fase	$V$
$d$	Componente de eixo direto	
$q$	Componente de eixo em quadratura	
$R_1$	Resistência interna da bobinas do gerador por fase	$\Omega$
$X_{ad}$	Reatância mútua de eixo direto	$\Omega$
$X_{aq}$	Reatância mútua de eixo em quadratura	$\Omega$
$X_1$	Reatância própria	$\Omega$
$X_s$	Reatância síncrona	$\Omega$
$X_{sd}$	Reatância síncrona de eixo direto	$\Omega$
$X_{sq}$	Reatância síncrona de eixo em quadratura	$\Omega$
$\Psi$	Ângulo entre a $I_a$ e o eixo em quadratura	
$\delta$	Ângulo entre a tensão ( $V_1$ ) e a EMF ( $E_f$ )	
$\phi$	Ângulo do fator de potência	
$E_{ad}$	Tensão de eixo direto	$c$
$E_{aq}$	Tensão de eixo em quadratura	$V$
$\Phi_{ad}$	Fluxo magnético produzido pela armadura com relação ao	$W_e$

	eixo direto	
$\Phi_{aq}$	Fluxo magnético produzido pela armadura com relação ao eixo em quadratura	$W_b$
$B_{mad1}$	Valor de pico da primeira harmônica de densidade de fluxo Magnético no estator com relação ao eixo direto	$T$
$B_{maq1}$	Valor de pico da primeira harmônica de densidade de fluxo Magnético no estator com relação ao eixo em quadratura	$T$
$R_{in}$	Raio interno do disco de ímãs permanentes	$m$
$R_{out}$	Raio externo do disco de ímãs permanentes	$m$
$I_{ad}$	Corrente de armadura de eixo direto	$A$
$I_{aq}$	Corrente de armadura de eixo em quadratura	$A$
$L_a$	Indutância de armadura	$H$
$L_{ad}$	Indutância de armadura de eixo direto	$H$
$L_{aq}$	Indutância de armadura de eixo em quadratura	$H$
$k_{fd}$	Fator de forma do campo de excitação de eixo direto	
$k_{fq}$	Fator de forma do campo de excitação de eixo em quadratura	
$g'$	Valor do entreferro equivalente no eixo direto	
$g'_q$	Valor do entreferro equivalente no eixo em quadratura	
$B$	Coeficiente de atrito	
$V_{Bat}$	Tensão na bateria	$V$
$r_{bat}$	Resistência intrínseca do banco de baterias	$\Omega$
$I_{Bat}$	Corrente na bateria	$A$
$L_S$	Indutância síncrona	$H$
$R_S$	Resistência série	$\Omega$
$V_S$	Tensão da bateria referenciada ao lado AC	$V$
$V_{Lpico}$	Tensão de pico de linha	$V$
$V_L$	Tensão de linha	$V$
$V_F$	Tensão de fase	$V$
$P$	Potência ativa	$W$
$Q$	Potência reativa	$W$
$T$	Torque	$Nm$
$P_{1\Phi}$	Potência monofásica	$W$
$P_{3\Phi}$	Potência trifásica	$W$
$P_{max}$	Potência máxima	$W$
$L_{Boost}$	Indutância Boost	$H$
$L_{Buck}$	Indutância Buck	$H$
$D$	Razão cíclica	
$I_{ref}$	Corrente de referência	$A$
$V_{ref}$	Tensão de referência	$V$
$P_o$	Potência de saída	$W$

$V_{ab}$	Tensão diferencial entre os pontos <b>a</b> e <b>b</b>	V
$P_{dif}$	Potência diferencial	W
$V_{th}$	Tensão equivalente de Thévenin	V
$P_{R_L}$	Potência dissipada no resistor $R_L$	W
$R_L$	Resistência de máxima potência	$\Omega$
$R_{th}$	Resistência equivalente de Thévenin	$\Omega$
$P_{R_L \max}$	Potência máxima dissipada no resistor $R_L$	W
$Z_{th}$	Impedância equivalente de Thévenin	$\Omega$
$Z_L$	Impedância de máxima potência	$\Omega$
$I_{Z_L}$	Corrente na impedância $Z_L$	A
$j$	Número complexo	
$P_{SH+}$	Potência lida e armazenada no $SH +$	W
$P_{SH-}$	Potência lida e armazenada no $SH -$	W
$R_{Boost}$	Resistência Boost	$\Omega$
$I_{in}$	Corrente na entrada do conversor/saída da ponte retificadora	A
$L_e$	Indutância de entrada	H
$L_m$	Indutância magnetizante	H
$C_o$	Capacitor de Barramento	F
$V_o$	Tensão de saída	V
$i_x$	Corrente	A
$V_x$	Tensão	V
$x$	Número inteiro (1,2,3,...)	

### Principais Acrônimos e Abreviaturas

Símbolo	Significado
CA	Corrente Alternada
NACA	<i>National Advisory Committee of Aeronautics</i>
TSR	<i>Teep Speed Ratio</i>
PMG	Permanent Magnet Generator
RFPMSM	Radial Flux Permanent Magnet Synchronous Machine
AFPMSM	Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Machine
CC	Corrente Contínua
<i>rms</i>	<i>root mean square</i>
EMF	Força Eletromotriz Induzida
PI	Proporcional Integral
SH	<i>Sample and Hold</i>
AGM	<i>Absorbed Glass Mat</i>





# INTRODUÇÃO

---

A política de preservação dos recursos energéticos não renováveis e a busca por fontes renováveis de energia que atraiam benefícios ao crescimento tecnológico e preservação do meio ambiente são os principais motivadores para o estudo e desenvolvimento das pesquisas nesse setor.

Dentre as inúmeras fontes de energia, ditas renováveis, já estudadas e aplicadas ao longo da história, poucas, como as usinas hidrelétricas, por exemplo, tiveram e ostentaram sucesso no que diz respeito ao volume energético que são capazes de suprir. Porém, isso se deve ao fato de os conhecimentos e a tecnologia de épocas remotas não permitirem a consolidação de outras fontes, como a energia solar e eólica. Aliado a esse fato, o uso do petróleo, carvão e minérios nucleares como fonte energética geraram um comodismo quanto ao desenvolvimento dessas fontes renováveis.

Nos últimos anos, devido aos avanços obtidos nas pesquisas, instrumentação e tecnologia, obteve-se êxito na geração de energia de qualidade e em volumes expressivos provenientes dessas fontes renováveis. Aliados aos “grandes geradores” de energia existente, há as pequenas usinas e sistemas de pequeno porte, isolados ou não, que possuem um grande potencial na contribuição da matriz energética, já que um número grande de pequenos geradores pode equivaler a uma usina de grande porte.

A energia eólica, mais especificamente, tem se demonstrado uma das fontes de energia renováveis mais atraentes e contribuintes na matriz energética em muitos países, já possuindo uma grande maturidade, principalmente na geração de grande porte, sendo economicamente viável. Os sistemas eólicos de pequeno porte, usados desde a antiguidade como fontes de energia, também se desenvolveram muito e hoje são capazes de gerar energia elétrica a custos muito menores, sobretudo após os desenvolvimentos aerodinâmicos e das máquinas elétricas de baixa potência.

A presente pesquisa está direcionada a esses sistemas, tendo como alvo principal o conhecimento e análise detalhada das tecnologias envolvidas e a investigação de métodos que permitam uma geração mais eficiente com redução do tempo de retorno dos investimentos envolvidos. Esta tarefa, devido à área a que está sendo submetida, terá



como principal contribuição o estudo, análise e aplicação de topologias de eletrônica de potência a tais sistemas, bem como metodologias de dimensionamento e controle dos blocos que o compõe.

O Capítulo 1 abrangerá uma breve introdução dos sistemas eólicos como um todo, desde sua história até os tipos básicos de sistemas utilizados atualmente e seus principais aspectos. Já no Capítulo 2, uma análise mais específica condizente às características aerodinâmicas e equações envolvidas será abordada, levando à obtenção de um modelo que permita simular os principais fenômenos com suas conseqüências.

No Capítulo 3, será explanado, de maneira conceitual, o funcionamento e características das máquinas síncronas a ímã permanente, tendo como foco a máquina de fluxo axial que será utilizada no projeto. Esse Capítulo ainda conterá os ensaios de tal máquina, apresentação de seu modelo de simulação, bem como a interligação deste com o modelo aerodinâmico anterior, finalizando, assim, a construção de um modelo que permita simular e estudar os sistemas eólicos de pequeno porte.

Como grande parte dos sistemas de pequeno porte é isolados, ou seja, desvinculada da rede elétrica pública, elementos armazenadores de energia são necessários. Devido a isso será abordada no Capítulo 4 uma revisão dos elementos armazenadores de energia com foco nas baterias, mais especificamente as eletroquímicas de chumbo-ácido.

Uma vez tendo desenvolvido, estudado e apresentado os principais elementos do sistema eólico de pequeno porte, no Capítulo 5 serão abordados os principais aspectos quantitativos e qualitativos desses, a partir da simulação e análise dos modelos gerados e da experimentação prática, comprovando a viabilidade dos modelos e obtendo as conclusões necessárias sobre sistemas. A partir dessas conclusões e tendo prévio conhecimento de que sistemas convencionais não operam, necessariamente, de modo otimizado, apresenta-se no Capítulo 6 as principais maneiras de realizar rastreamento de máxima potência e propõe-se uma estratégia a ser aplicada, além de se fazer uma análise completa das vantagens de se ter rastreamento e da possibilidade de extrapolação desta para qualquer sistema eólico, independentemente do porte.

De posse do sistema completo e de um método de rastreamento, introduz-se, no sétimo capítulo, os conversores estáticos, utilizados no sistema eólico de pequeno porte,

para realizar o processamento da energia por eles geradas. Os principais conversores são os conversores Boost, SEPIC e Buck, sendo que, para os dois primeiros, uma estratégia de controle de corrente e utilização de parâmetros da máquina elétrica como partes do conversor será realizada. Também nessas estruturas, será efetuado o controle da tensão média sobre o interruptor de potência ainda utilizando os parâmetros da máquina. Desvinculando o uso desses parâmetros teremos o funcionamento do controle atuando sobre a tensão de um capacitor de barramento, em que a estrutura definitivamente empregada para comprovar os estudos e teorias pesquisadas será o conversor Buck.

A metodologia de projeto dos sistemas eólicos de pequeno porte, a implementação prática e os testes reais para o sistema com processamento de energia utilizando o conversor Buck serão vistos no Capítulo 8, e todas as conclusões relacionadas à pesquisa bem como a revisão bibliográfica utilizada serão feitas ao longo dos capítulos, na conclusão geral e apêndices.



# CAPÍTULO 1

---

## INTRODUÇÃO GERAL AOS SISTEMAS EÓLICOS

**T**odas as fontes renováveis de energia têm sua origem em uma das quatro fontes primárias de energia existentes na natureza, sendo elas, segundo Boyle [1], a energia cinética, associada aos corpos em movimento, a energia potencial, vinculada à gravidade, a energia eletromagnética, associada à união atômica das partículas e, por fim, a energia nuclear, armazenada no núcleo dos átomos [2].

Das interações com o meio ambiente e dos fenômenos físicos associados a essas quatro fontes, surgem as demais energias primárias encontradas na Terra, como a energia hidráulica, solar, nuclear e eólica, por exemplo. Ao sofrerem ação humana, essas energias são transformadas nas energias ditas secundárias, sendo exemplos clássicos dessas, a energia mecânica de rotação e a energia elétrica, que são as principais energias utilizadas pelo homem para realizar trabalho.

Uma usina termoe elétrica, por exemplo, utiliza a energia primária da queima dos combustíveis fósseis, no caso o carvão ou o gás natural, para a obtenção de calor, que aquece a água transformando-a em vapor, que conseqüentemente move turbinas proporcionando a obtenção de energia mecânica rotacional e a sucessiva conversão dessa em energia elétrica através de geradores elétricos. A energia primária envolvida no processo é a energia eletromagnética, já que a queima de um combustível é a transformação de energia química em calor, ou seja, em energia cinética das moléculas. Já a energia secundária final do processo é a energia elétrica, apesar de essa ter sido obtida a partir das sucessivas transformações de outras energias secundárias inerentes ao processo.

A energia eólica é a energia que provém do vento, ou seja, é a energia obtida a partir do movimento de uma massa de ar, que nada mais é do que a mistura de diversos gases, principalmente nitrogênio e oxigênio, e diminutas partículas sólidas de origem



vegetal ou mineral, como pólen e fuligens. Quando úmido, o ar pode apresentar, ainda, uma quantidade significativa de vapor de água.

## 1.1 Histórico

O termo eólico é originário do latim *aeolicus* pertencente ou relativo à Éolo - Deus dos ventos na mitologia grega - e a energia do vento, assim como a da água, foi uma das fontes de energia mais utilizadas pelo homem para realizar trabalho desde os primórdios da civilização. Restos de um barco a vela encontrados em um túmulo sumeriano, datado de 4000 a.C., são os indícios do primeiro uso histórico da energia eólica pela humanidade, também, segundo [3], há registros de moinhos de vento no Japão em 2000 a.C. e na Babilônia, 1700 AC.

Contudo, foram os fenícios, pioneiros na navegação comercial, que começaram a utilizar, por volta de 1000 a.C., 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. Segundo [4], há indicações, por volta de 200 a.C., que apontam o uso da força eólica para bombear água e moer grãos.



Figura 1.1 – Moinho de vento em Kinderdijk, Holanda. Fonte: <http://www.waymarking.com>. Acesso em: 15 jan. 2008.

A partir do século XI, os moinhos foram projetados de acordo com as condições geográficas para obter melhor aproveitamento do sentido predominante dos ventos, mantendo o eixo motor numa direção fixa. Os tradicionais moinhos da Holanda semelhantes ao da Figura 1.1, surgiram durante a Idade Média [5] e, durante o século XV,

começaram a surgir moinhos com cúpula giratória, que permitiram posicionar o eixo das pás na direção dos ventos.

Com a Revolução Industrial, os moinhos de vento sofreram modificações para se adaptarem à velocidade constante, necessária para manter o ritmo da produção. Nesse período, são criados os primeiros sistemas de controle e de potência que permitiram aperfeiçoar e integrar os moinhos de vento a essas unidades produtivas.

Para a geração de eletricidade, as primeiras tentativas surgiram no final do século XIX, tendo a Dinamarca como pioneira [6], mas somente quase um século depois, com a crise internacional do petróleo, por volta de 1970, é que houve interesse e investimentos suficientes para viabilizar o desenvolvimento e aplicação de equipamentos em escala comercial. Já o pioneiro das turbinas eólicas de pequeno porte utilizadas para gerar energia em um sistema que carregava baterias foi Jacobs em 1931 [7], como ilustrado na Figura 1.2.



Figura 1.2 – Turbina eólica de Jacobs usada no carregamento de baterias. Fonte: [8].

## 1.2 Panorama mundial

O uso da energia eólica tem aumentado nos últimos anos principalmente devido à escassez de recursos não renováveis e ao crescente aumento da demanda por energia elétrica. Outro fator importante é a questão ambiental, que reforça o uso de energias renováveis.

Na década de 1970, como já dito, a energia eólica voltou a ser bastante cogitada, e os avanços da aerodinâmica e o surgimento da eletrônica permitiram o aparecimento de





aerogeradores muito eficientes e com o custo por kW comparável com o das hidroelétricas. Com isso desde a década de 1980, tem sido cada vez mais comum a instalação de parques eólicos em vários países principalmente na Europa e nos Estados Unidos.

A energia eólica, hoje, é uma fonte renovável e de uso estabelecido em mais de cinquenta países, sendo que as maiores capacidades estão instaladas na Alemanha, Estados Unidos, Espanha, Índia, China e Dinamarca, como pode ser observado nos dados da Figura 1.3, que apresenta dados do final de 2007.

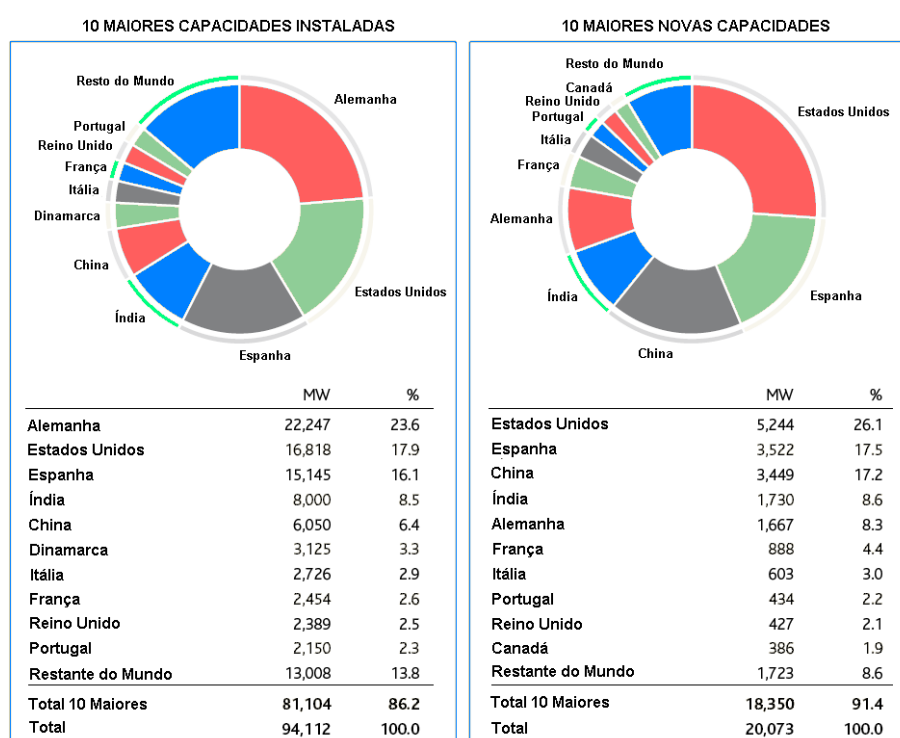


Figura 1.3 – As dez maiores capacidades instaladas e as dez novas capacidades. Fonte: **GWEC - Global Wind Energy Council**; Fonte: <http://www.gwec.net>. Acesso em: 15 jan. 2008.

O setor global de energia eólica registra todo o ano recordes de crescimento e estima-se que em torno de 40% de nova capacidade é instalada em mais de trinta países todo ano. Os gráficos da Figura 1.4, Figura 1.5 e Figura 1.6 apresentam a capacidade global acumulada, capacidade anual instalada no mundo e capacidade anual instalada por região, respectivamente.

Embora a indústria eólica tenha se desenvolvido mais na união européia, este quadro tem mudado na última década. Os Estados Unidos e o Canadá tiveram rápida

ascensão quando novos mercados foram abertos na Ásia e América do Sul. Na Ásia, Índia e China foi registrado um nível recorde de expansão durante 2005 [9].

Segundo [10], a energia eólica deverá suprir até 12% da demanda elétrica mundial até 2020, e muitas projeções indicam que a energia global demandada triplicará até 2050.

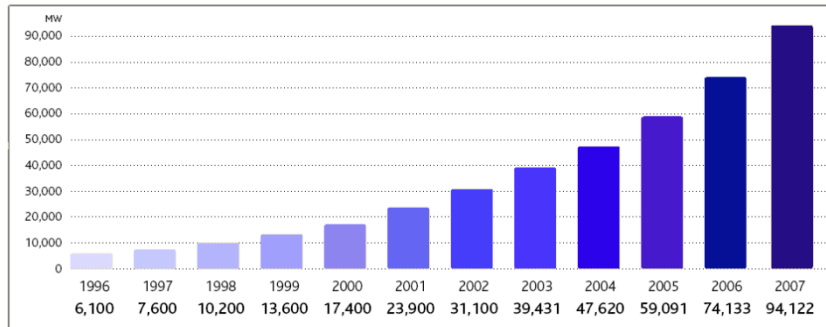


Figura 1.4 – Capacidade acumulada instalada no mundo de 1996 a 2007. Fonte: **GWEC - Global Wind Energy Council**. Fonte: <http://www.gwec.net>. Acesso em: 18 fev. 2008.

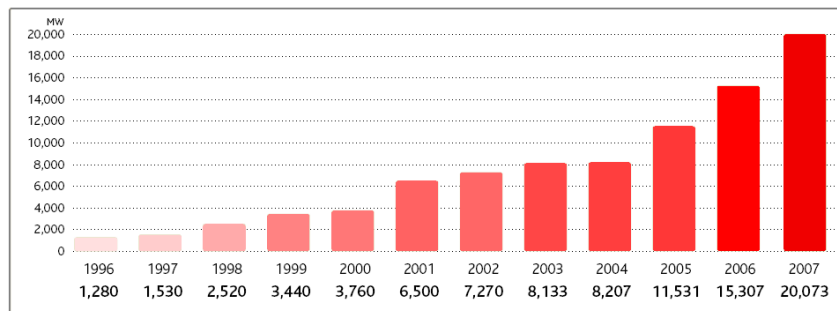


Figura 1.5 – Capacidade anual instalada no mundo de 1996 a 2007. Fonte: **GWEC - Global Wind Energy Council**. Fonte: <http://www.gwec.net>. Acesso em: 18 fev. 2008.

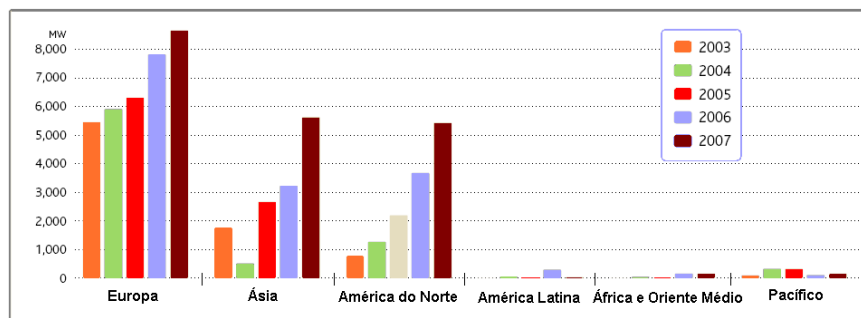


Figura 1.6 – Capacidade anual instalada por região de 2003 a 2007. Fonte: **GWEC - Global Wind Energy Council**. Fonte: <http://www.gwec.net>. Acesso em: 15 fev. 2008.

Ao analisar estes últimos dados, nota-se um aumento gradativo no uso de energia eólica e isso tende a aumentar sobretudo devido a acordos internacionais como o Pacto de Kyoto e ao problema do efeito estufa e ainda à possível escassez dos recursos energéticos convencionais no futuro.



### 1.3 Cenário brasileiro

No Brasil, algumas medidas precisas de vento, realizadas recentemente em diversos pontos do território nacional, indicam a existência de um imenso potencial eólico ainda não explorado, como pode ser visto na Figura 1.7. Apesar do Brasil ser o maior país da América Latina na exploração de energia eólica, com cerca de 247 MW instalados, contra a apenas 87 MW do segundo colocado, o México, ainda há muitas possibilidades de expansão.

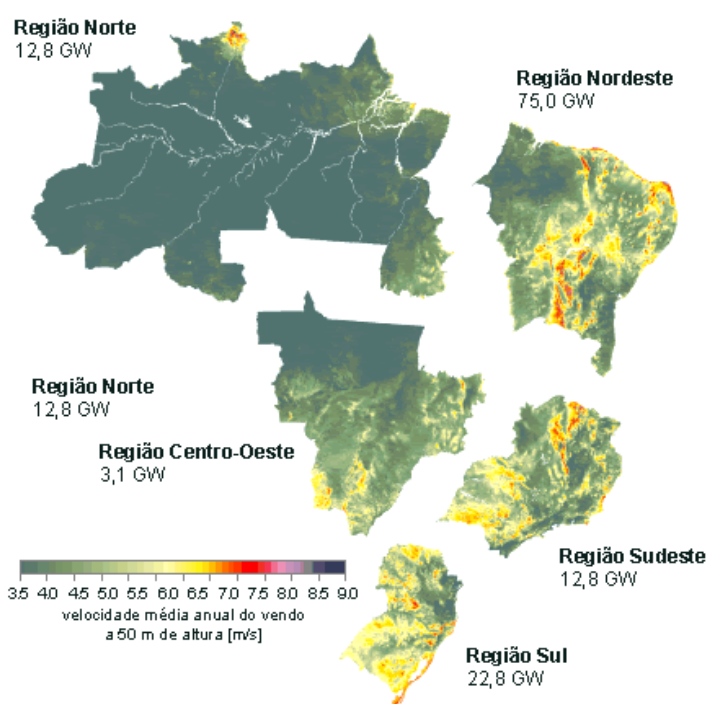


Figura 1.7 – Atlas do potencial eólico brasileiro. Fonte: <http://www.aneel.gov.br>. Acesso em: 22 fev. 2008.

O primeiro aerogerador de grande porte foi instalado no arquipélago de Fernando de Noronha, em 1992, e tratava-se de uma turbina de 75kW, com rotor de três pás de 8,5 metros de raio. Além das turbinas eólicas de médio e grande porte conectadas à rede elétrica, existem dezenas de turbinas eólicas de pequeno porte funcionando em locais isolados da rede convencional, para aplicações diversas, como bombeamento, carregamento de baterias, telecomunicações e eletrificação rural.

Considerando o grande potencial eólico existente no Brasil, confirmado através de medidas de vento precisas realizadas recentemente, é possível produzir eletricidade a custos competitivos com centrais termoeletricas, nucleares e hidroelétricas.

Outra vantagem das centrais eólicas em relação às usinas hidroelétricas é que quase toda a área ocupada pela central eólica pode ser utilizada para outros fins, como agricultura e pecuária ou preservada como hábitat natural.

O potencial eólico brasileiro é de 143,5 GW (GigaWatts), segundo um estudo do Centro de Pesquisa em Energia Elétrica (**Cepel**) do Ministério de Minas e Energia, realizado em 2005. O estudo levou em conta geradores de energia eólica de até 50 metros. Com o avanço tecnológico no setor, que atualmente permite geradores de até 80 metros, no Brasil, o potencial cresceria mais ou menos 50%. A tabela da Figura 1.8 apresenta as principais usinas brasileiras em operação.

USINAS EÓLICAS EM OPERAÇÃO			
Usina	Potência (kW)	Destino da Energia	Município
Eólica de Prainha	10.000	PIE	Aquiraz - CE
Eólica de Taíba	5.000	PIE	São Gonçalo do Amarante - CE
Eólica-Elétrica Experimental do Morro do Camelinho	1.000	SP	Gouveia - MG
Eólico - Elétrica de Palmas	2.500	PIE	Palmas - PR
Eólica de Fernando de Noronha	225	PIE	Fernando de Noronha - PE
Mucuripe	2.400	PIE	Fortaleza - CE
RN 15 - Rio do Fogo	49.300	PIE	Rio do Fogo - RN
Eólica de Bom Jardim	600	PIE	Bom Jardim da Serra - SC
Eólica Olinda	225	PIE	Olinda - PE
Parque Eólico do Horizonte	4.800	APE-COM	Água Doce - SC
Macau	1.800	APE	Macau - RN
Eólica Água Doce	9.000	PIE	Água Doce - SC
Parque Eólico de Osório	50.000	PIE	Osório - RS
Parque Eólico Sangradouro	50.000	PIE	Osório - RS
Parque Eólico dos Índios	50.000	PIE	Osório - RS
Total: 15 Usinas			<b>Potência Total: 236.850 kW</b>
LEGENDA			
<b>SP</b>		Serviço Público	
<b>PIE</b>		Produção Independente de Energia	
<b>APE</b>		Auto-Produção de Energia	

Figura 1.8 – Parques eólicos em operação no Brasil (2007). Fonte: <http://www.aneel.gov.br>. Acesso em: 22 fev. 2008.

O crescimento da capacidade instalada no país deve-se em grande parte aos incentivos que o governo federal tem feito. Podemos citar, por exemplo, o Programa de Incentivo a Fontes Alternativas de Energia Elétrica (PROINFA). O estudo de conversores para melhor aproveitamento da energia gerada e o processo de interligação com rede elétrica de pequenos aerogeradores está sendo desenvolvido em diversas universidades do país já com bons resultados.



## 1.4 Parques eólicos

A instalação de inúmeras turbinas em um “sítio” para formar uma “fazenda de vento” quando se deseja produzir uma grande potência formam os conhecidos parques eólicos. Obviamente, quanto melhor for a incidência de ventos no sítio maior será a produção de energia anual. Existem duas categorias de parques, os parques *on-shore*, que consistem dos parques em terra firme, como o da Figura 1.9, e também há os parques *off-shore*, localizados fora da costa, em geral em alto mar, como o da Figura 1.10.



Figura 1.9 – Parque *on-shore* na Ilha Prince Edward, no Canadá, com turbinas **V90** de 3.0 MW, da Vestas.  
Fonte: <http://www.vestas.com>. Acesso em: 18 fev. 2008.



Figura 1.10 – Parque eólico *off-shore* em Horns Reef, na Dinamarca, com aerogeradores **V80** de 2.0 MW, da Vestas. Fonte: <http://www.vestas.com>. Acesso em: 18 fev. 2008.

## 1.5 O vento

O movimento do ar deve-se, primeiramente, à expansão e contração dos fluídos (gases) que o compõem, ocasionadas pelos aquecimentos desiguais oriundos da radiação solar que incide com diferentes ângulos de ataque do equador aos pólos; assim, os gases quentes, com moléculas mais “expandidas” e conseqüentemente com densidade relativa menor, gerados no equador, sobem e dirigem-se aos pólos formando massas de ar quente, enquanto massas de ar frio sopram dos pólos para o equador, mais baixas que as de ar quente. As variações de temperatura do equador ao pólos podem ser observadas na Figura 1.11.

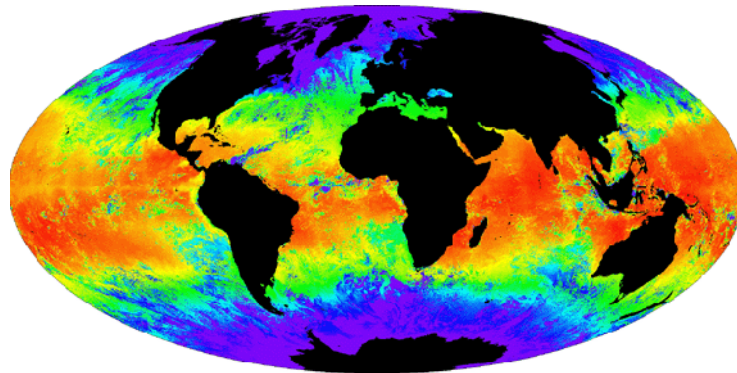


Figura 1.11 – Variações do aquecimento da Terra. NASA Satellite: Terra Sensor: MODIS. Fonte: <http://www.solcomhouse.com/windpower.htm>. Acesso em: 20 jan. 2008.

Os movimentos de rotação e translação da Terra também são importantes fatores para a “geração” dos ventos de forma desigual nos diversos pontos do planeta, e variações desses durante as estações do ano. As brisas marinhas e os ventos de vales e montanhas são causados pelo armazenamento de energia solar durante o dia, pelas massas de água e terra, e posterior devolução durante a noite. Como a terra se resfria mais rapidamente o ar que ela aquece sobe e vai em direção aos oceanos, enquanto o ar mais frio do mar direciona-se para a terra.

A densidade volumétrica do ar é uma constante dada pela expressão (1.1).

$$\rho = \frac{P_a}{RT} \quad (1.1)$$

onde:



- $R$  → Constante Universal dos Gases;
- $P_a$  → Pressão Atmosférica;
- $T$  → Temperatura Ambiente.

Ao nível do mar e a 25 graus Celsius, a densidade do ar é igual a 1,225 quilogramas por metro cúbico [ $K_g/m^3$ ], por exemplo. Além dos parâmetros citados, há também dependência significativa com a altura. Um equacionamento e expressão para realizar a correção do valor são apresentados em [11].

A variação da velocidade do vento é melhor descrita pela distribuição probabilística de *Weibull* e, tanto o equacionamento quanto as curvas para as mais diversas situações são encontrados em muitas literaturas, como em [11], [8] e [12]. Uma previsão global das velocidades do vento para uma dada estação do ano pode ser observada, como exemplo, na Figura 1.12.

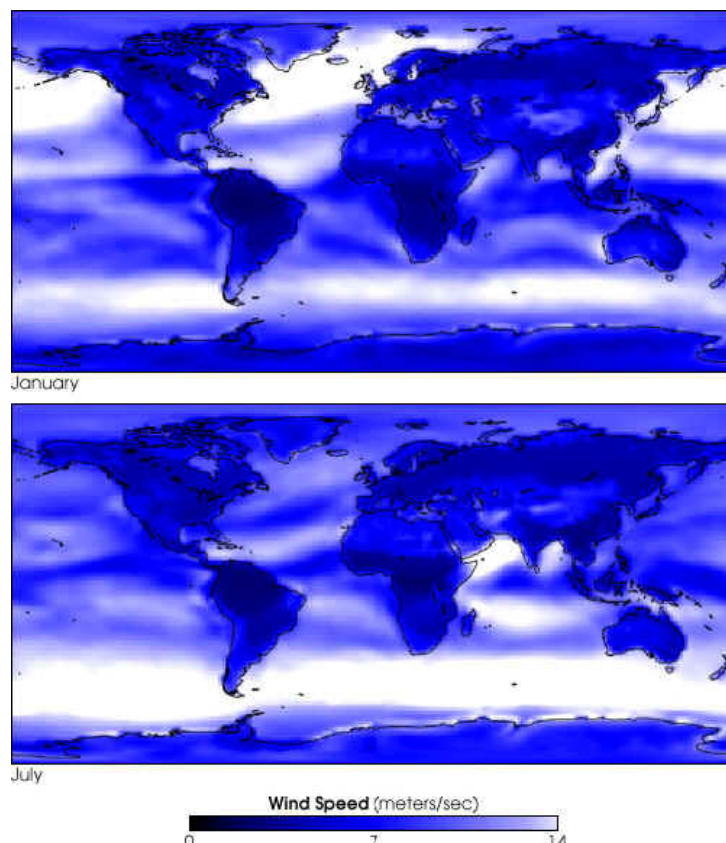


Figura 1.12 – Distribuição mundial de velocidade do vento. Fonte: <http://www.solcomhouse.com/windpower.htm>. Acesso em: 1 jan. 2008.

A velocidade do vento em um local aumenta com a altura; logo, há a necessidade de se corrigir o valor da velocidade, medido a certa altura para se projetar a altura ideal para se instalar a turbina. Uma expressão prática é apresentada na equação (1.2) como em [2].

$$v = v_o \left( \frac{h}{h_o} \right)^n \quad (1.2)$$

onde:

- $v$  → Velocidade do vento na altura desejada [ $m/s$ ];
- $v_o$  → Velocidade do vento obtida por medição [ $m/s$ ];
- $h$  → Altura desejada [ $m$ ];
- $h_o$  → Altura onde se mediu a velocidade do vento [ $m$ ];
- $n$  → Fator de rugosidade do terreno, que varia de 0,1 (terrenos lisos) a 0,3 (zonas urbanas).

## 1.6 Componentes de um sistema eólico

Os sistemas eólicos são divididos em dois grandes grupos, sendo o primeiro o dos sistemas de grande potência e o segundo, os de baixa potência. O que difere um do outro, além da capacidade de geração, é o fato de que os mesmos são compostos por diferentes componentes, apesar de que, de modo geral, ambos são formados pelos mesmos blocos, como apresentado na Figura 1.13. Os vários componentes devem trabalhar em harmonia de forma a propiciar um maior rendimento final. Os aerogeradores, também conhecidos na literatura como **WTG** (*Wind Turbine Generator*), são as máquinas que convertem a energia do vento em energia elétrica. Existem WTG(s) que combinam uma variedade de conceitos inovadores provados tecnologicamente tanto para os geradores quanto para a eletrônica de potência envolvida.



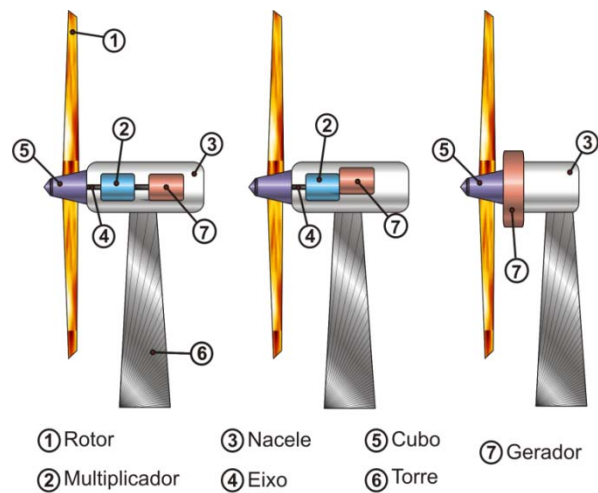


Figura 1.13 – Principais tipos de sistemas.

## 1.6.1 Torre

A torre é o elemento que sustenta o aerogerador e deve ser bem projetada já que será sujeita a grandes esforços provenientes da força axial que as hélices sofrem. Um estudo do efeito da torre em sistemas de grande potência é feito em [13].

## 1.6.2 Rotor

Os rotores eólicos são os mecanismos mais importantes do sistema e são os responsáveis por capturar a energia cinética dos ventos e entregá-la ao eixo do gerador elétrico. Duas formas construtivas básicas são conhecidas no *design* de uma turbina eólica: as turbinas de eixo horizontal e as de eixo vertical, cada uma com suas características específicas.

### 1.6.2.1 Turbinas de eixo vertical

Turbinas de eixo vertical são menos populares devido ao baixo aproveitamento da energia do vento, mas foram muito usadas no passado por apresentarem vantagens específicas em sua estrutura. Hoje elas restringem-se aos sistemas de baixa potência e a instalações em áreas urbanas devido à produção de baixo ruído e a sua capacidade única de aproveitar ventos turbulentos. Outra vantagem delas é simplificar bastante os mecanismos de transmissão de potência. Uma desvantagem reside no fato de suas pás, em razão do movimento de rotação, modificarem constantemente os ângulos de ataque e de deslocamento em relação à direção dos ventos, gerando forças resultantes

alternadas, que, além de limitar o seu rendimento, causa vibrações acentuadas em toda sua estrutura.

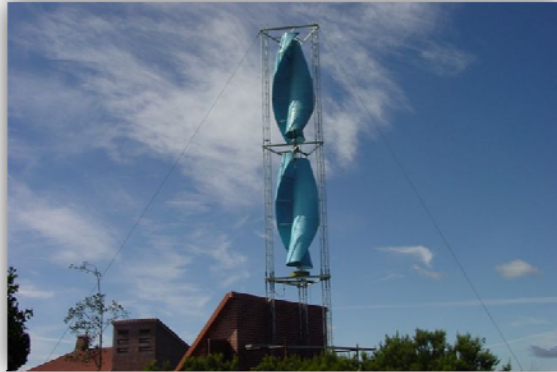


Figura 1.14 – Rotor Savonius de 3 kW. Fonte: <http://www.solener.com>. Acesso em: 10 jan. 2008.

Há vários modelos de turbinas de eixo vertical, sendo que os principais e mais conhecidos são os modelos Savonius e Darrieus. O rotor Savonius, criado na Finlândia por S. J. Savonius é um tipo de rotor muito simples que consiste de placas arqueadas em forma de meios cilindros acoplados a um eixo. Esses modelos foram muito utilizados no passado para bombeamento de água, pois são de baixo custo, simples construção e instalação, porém seu rendimento é o menor entre as turbinas. A Figura 1.14 apresenta um exemplo de aplicação de rotor Savonius adaptado.



Figura 1.15 – Rotor Darrieus. Fonte: <http://www.solcomhouse.com>. Acesso em: 10 jan. 2008.

O rotor Darrieus, patentado em 1931 por G. J. M. Darrieus nos Estados Unidos tem a forma “batedeira” e já foi muito usado para a geração de eletricidade. Possui o



maior rendimento entre as turbinas de eixo vertical, e suas pás são construídas utilizando-se perfis aerodinâmicos. A desvantagem dessa turbina é a necessidade de um alto torque de partida. A Figura 1.15 apresenta um gerador Darrieus clássico, sendo que ainda há variações desse perfil que utilizam pás em posição vertical.

### 1.6.2.2 Turbinas de eixo horizontal

A maior parte das turbinas modernas apresenta esse tipo de eixo, e existem em diversos tamanhos e modelos, tanto para pequenas como para grandes potências. O rendimento dessas turbinas pode alcançar até cinquenta por cento, e sua forma construtiva difere basicamente no que se refere ao número de hélices, possuindo quatro topologias distintas: turbinas de uma, duas ou três pás, e ainda as turbinas multipás, também conhecidas como “cata-ventos”. A disposição de eixo horizontal necessita de mecanismo que permita o posicionamento do eixo do rotor em relação à direção do vento, para um melhor aproveitamento global, principalmente onde se tenha muita mudança na direção dos ventos.

O rotor multipás representa boa parte das instalações eólicas de pequena potência, tendo sua maior aplicação no bombeamento de água, como o da Figura 1.16, por exemplo. Como característica, destaca-se a boa relação torque de partida por área de varredura do rotor, mesmo para ventos fracos. Em contrapartida, seu melhor rendimento encontra-se nas baixas velocidades, limitando a potência máxima extraída por área do rotor, fazendo com que esse rotor seja pouco indicado para geração de energia elétrica.



Figura 1.16 – Cata-Vento para bombeamento de água em Nevada, EUA. Fonte: <http://www.waymarking.com>. Acesso em: 10 jan. 2008.

Os rotores de uma, duas e três pás são os mais eficientes no que se refere ao melhor aproveitamento do vento e são eles que constituem as modernas turbinas eólicas. Os de pá única, Figura 1.17-A, requerem um contrapeso para eliminar a vibração, e isso é o que limita o seu uso; já os de duas pás, Figura 1.6-B, são muito usados por serem simples, resistentes e mais baratos do que os de três pás, pois necessitam menos material em sua construção. Porém, os de três pás, Figura 1.18, distribuem melhor as tensões quando a máquina gira durante mudanças de direção do vento. Com esta vantagem, as turbinas de 3 pás são as mais modernas, consolidadas e são usadas no mundo todo, tanto em parques eólicos quanto em sistemas isolados, de baixa ou de alta potência.

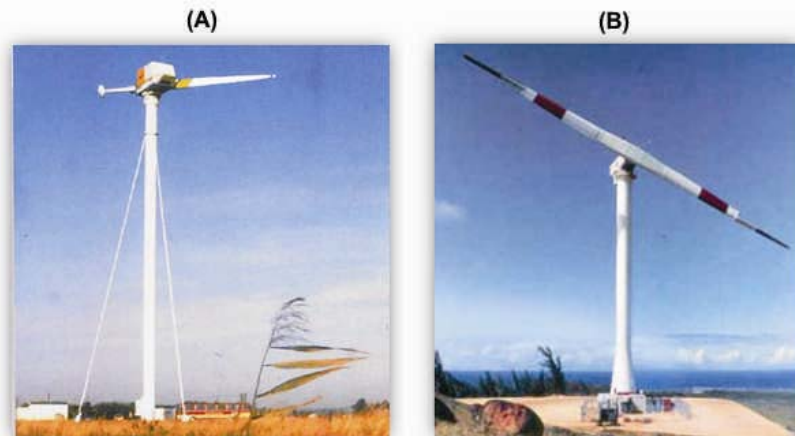


Figura 1.17 – (A) Aerogerador de uma pá. Fonte <http://www.hvirvelvinden.dk>. Acesso em: 8 jan. 2008. (B) Aerogerador **NASA/DOE Mod-5B** em Oahu, Hawaii. Foto por: *NASA Glenn Research Center*.



Figura 1.18 – Turbina moderna de 3 pás modelo **MM 70** da Repower Systems. Fonte: <http://www.repower.de>. (Foto por JO). Acesso em: 18 fev. 2008.



## 1.7 Geradores

Os geradores elétricos são os responsáveis por converter a energia mecânica de rotação entregue em seu eixo pelo rotor eólico em energia elétrica.

Diversas são as topologias de geradores utilizados em geração eólica, abrangendo praticamente todas as máquinas conhecidas, desde as clássicas até as mais modernas.

### 1.7.1 Máquinas de corrente contínua

A máquina CC é usada para se dispensar o uso de retificadores CA-CC, por esta conversão ser feita internamente por comutadores mecânicos. Este tipo de máquina possui baixo rendimento e requer muita manutenção e, em razão disso, foi usada somente em sistemas de baixa potência até os anos 1980, pela facilidade de controle.

### 1.7.2 Máquinas síncronas convencionais

A maior parte da potência consumida no mundo é gerada por geradores síncronos, sendo essa máquina muito consolidada e estabilizada. Para uma velocidade fixa, ela mantém uma frequência também fixa, logo é muito aconselhada para o uso em parques eólicos que trabalham com velocidade fixa. A principal desvantagem da máquina síncrona é o fato de ela requerer uma corrente contínua para excitar o campo de excitação do rotor, como na máquina CC.

### 1.7.3 Máquina de indução

A maior parte da potência elétrica nas indústrias é consumida por esse tipo de máquina; por essa razão, é uma tecnologia muito bem estabilizada. A primeira vantagem dessa máquina está na possibilidade de ser construída sem o uso de escovas e de não precisar de campo de excitação CC.

É uma máquina de baixo custo, necessita pouca manutenção e pode possuir alto desempenho; por essas razões, são usadas comumente em grandes e pequenos sítios eólicos e em plantas hidroelétricas de pequena potência.

A máquina de indução necessita uma corrente de excitação CA, podendo ser auto-excitada ou excitada externamente. Quando ligada à rede, a excitação é feita pela própria

linha. O gerador, neste caso, precisa ser capaz de suprir potência reativa. O princípio de funcionamento, equacionamento e formas de onda dessa máquina, assim como das anteriormente citadas, podem ser obtidos em [14], [15] e [16].

#### 1.7.4 Máquina síncrona a ímã permanente

A necessidade de operação com velocidade variável fez com que as máquinas síncronas fossem muito solicitadas; porém, devido ao problema de campo já citado, a escolha natural foi pelas máquinas síncronas a ímã permanente, mais conhecidas por **PMSM** (*Permanent Magnet Synchronous Machine*).

A aplicação de velocidade variável nos **PMSG** (*Permanent Magnet Synchronous Generator*) possibilita aumentar a energia capturada do vento, resolve problemas com ruído acústico e melhora a eficiência. Por exemplo, se uma caixa de redução ou multiplicadora (*gearbox*) é usada em um sistema eólico, produzirá ruído, perdas de potência por atrito, aumentará o custo, ocorrerá possibilidade de falhas e manutenção.

O funcionamento, os tipos, equacionamento e demais detalhes dessa máquina serão apresentados no Capítulo 3.

### 1.8 Sistemas eólicos de pequeno porte

Os sistemas eólicos de baixa potência podem trazer significativa contribuição no fornecimento de energia, sendo muito úteis onde há vento suficiente e espaço para sua instalação. Esse tipo de empreendimento sempre foi muito conhecido, mas não para a utilização direta em abastecimento elétrico. Hoje esse conceito vem se popularizando e crescendo no mundo todo. Pequenos aerogeradores já possuem custo relativamente baixo e trazem grande benefício à economia energética, sobretudo quando economia e controle de gastos de energia são essenciais.

O tamanho das turbinas de pequeno porte varia de um a dez metros de diâmetro, e a consolidação dos conceitos aerodinâmicos e a redução do custo de produção tornou possível a fácil aquisição das mesmas para os mais diversos fins. A Figura 1.19 apresenta uma comparação entre o tamanho relativo das turbinas de pequeno porte e o aumento



da área de vento varrida por essas, o que faz com que haja significativo ganho de potência, como será visto posteriormente.

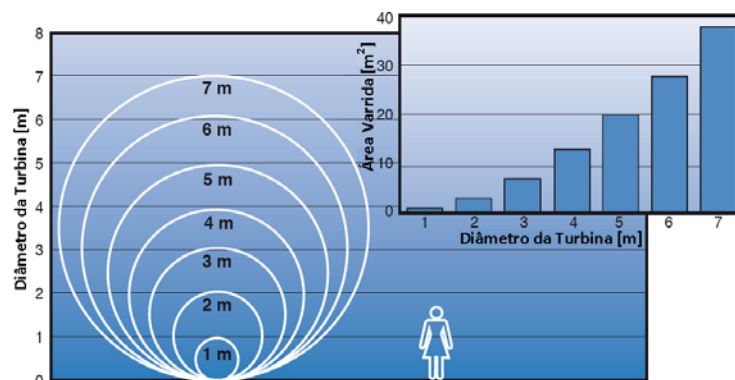


Figura 1.19 – Tamanho relativo das pequenas turbinas eólicas. Fonte: Paul Jipe, *Wind Energy Basics*.

A instalação de pequenas turbinas de eixo horizontal é mais viável, como já dito, em lugares onde há espaço e boa circulação de vento. A altura das torres é importante parâmetro para a “captura” de ventos com velocidades maiores, como exemplifica a Figura 1.20. Diferentemente dos sistemas de grande porte, as torres são simples e de fácil construção e quanto mais altas maior será a energia produzida com menor efeito de turbulência.

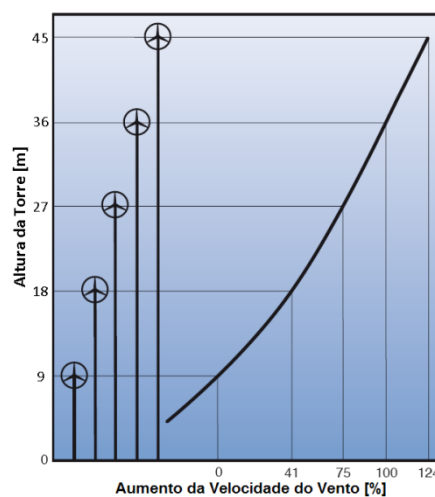


Figura 1.20 – Aumento da velocidade do vento com a altura. Fonte: *United States Department of Energy*.

O tipo de turbina depende da aplicação, sendo construídas para se obter de 20 watts até aproximadamente 100 quilowatts, com ordem de tamanho de meio metro até em torno dos 20 metros, respectivamente. As pequenas ou “micro” turbinas (20W-500W) são usadas numa variedade de aplicações, como carregar baterias por exemplo. Já

turbinas maiores (1kW-10kW) podem ser usadas para bombeamento de água, fornecimento residencial de energia e interligadas com a rede elétrica, tornando o consumidor de energia um pequeno fornecedor.

Outro fator relevante nos sistemas de baixa potência e que viabilizou muito a sua utilização foi o desenvolvimento dos ímãs permanentes, principalmente os de terras raras, por possuírem uma densidade de fluxo magnético maior.

## 1.9 Eletrônica de potência

A eletrônica de potência tem importante papel no controle das características elétricas das turbinas eólicas. Para o carregamento de baterias, por exemplo, os conversores CC-CC são usados para modificar a carga elétrica a fim de maximizar a energia gerada. Há várias topologias para satisfazer este propósito, sendo as principais:

- Conversor abaixador Buck;
- Conversor elevador Boost;
- Conversor abaixador-elevador Buck-Boost;
- Conversor abaixador-elevador SEPIC.

Esses conversores ainda são conectados a conversores CA-CC, geralmente pontes retificadoras. A característica que o conversor possui de variar a razão cíclica a fim de rastrear o ponto de máxima potência (**MPPT** – *Maximum Power Point Tracker*) é o que justifica o seu uso.

O conversor muda a tensão contínua ou corrente vista pelo gerador, controlando-a para que se maximize a potência produzida.





# CAPÍTULO 2

---

## CONCEITOS AERODINÂMICOS E MODELO DE SIMULAÇÃO

**P**ara compreender melhor a ação dos ventos sobre um objeto e sua resultante devemos considerá-los como sendo a composição de partículas de ar em movimento. Da mesma maneira, podemos chamar um agrupamento dessas partículas de “*filete*” [17] e é partir dessa concepção que parte o estudo do comportamento do mesmo ao atuar sobre um corpo. Quando esses filetes de vento estão alinhados e perfeitamente individualizados, diz-se que o movimento do ar é “*laminar*”; Quando os filetes se cruzam e não mantêm sua individualidade, o movimento é dito “*turbulento*”, e este é o caso mais comum.

### 2.1 Ação aerodinâmica em perfis estacionários

Um objeto situado em frente a uma corrente de ar apresenta uma resistência ao avanço do vento, deformando os filetes. Assim, a resultante das forças em um corpo é um vetor aplicado no centro aerodinâmico (centro de empuxo) com direção perpendicular à do corpo e no sentido do vento. A intensidade dessa força ( $\vec{F}$ ) é expressa por (2.1), em que o coeficiente ( $C_w$ ) depende do ângulo de ataque ( $\alpha$ ) e da turbulência do movimento; os demais parâmetros da equação são a área de incidência da força do vento ( $A$ ), a velocidade do vento ( $v$ ) e a densidade do ar ( $\rho$ ). A Figura 2.1 representa a ação dessa força para o caso de uma superfície plana.

$$\vec{F} = \frac{1}{2} \rho A v^2 C_w \quad (2.1)$$



Na análise da Figura 2.1, observa-se a formação de uma região de alta pressão (parte frontal onde incide o vento) e uma de baixa pressão, onde a ação do vento é turbulenta. Se fizermos com que o ângulo de ataque seja grande, notaremos que haverá uma tendência da placa de se deslocar para frente no sentido do vento. Já se o ângulo for pequeno, a força fará com que a placa desloque-se no sentido de levantá-la; tal fenômeno é chamado de “*Efeito Bernoulli*”, onde há o aumento da velocidade do ar em um dos lados da placa com a conseqüente queda de pressão neste.

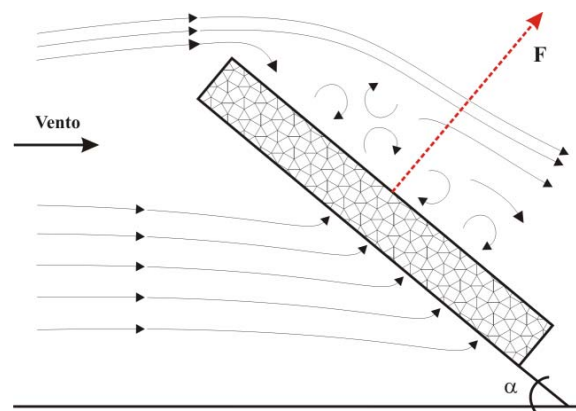


Figura 2.1 – Bloco retangular sob a ação do vento.

Se o objeto, como a placa da Figura 2.1, por exemplo, for perfilado de maneira conveniente, será possível diminuir as turbulências da área de baixa pressão. Assim, maior será o trabalho produzido frente ao melhor aproveitamento da energia cinética do vento. A Figura 2.2 demonstra o efeito sobre um corpo adequadamente perfilado, e a mesma já permite uma noção do perfil de uma hélice real, que hoje é muito mais eficiente do que as hélices dos antigos moinhos de vento, e possui o formato de asas de aviões e uma aerodinâmica semelhante.

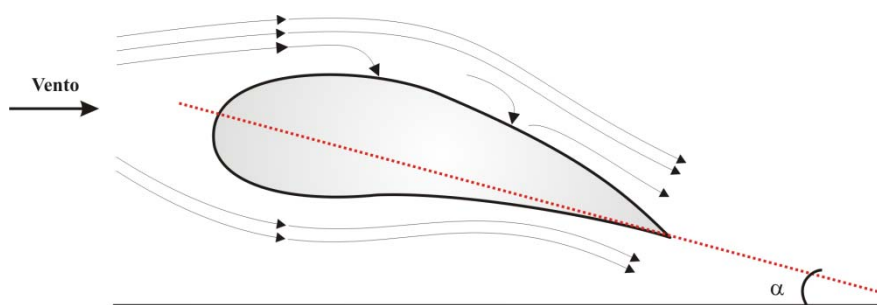


Figura 2.2 – Objeto perfilado adequadamente sob ação do vento.

Na Figura 2.3, para realizar a análise, é possível decompor a força ( $F$ ) nas componentes que a formam. Sendo assim, tem-se a componente na direção do eixo  $x$ , que é chamada de “**Força de Arrasto**” ( $F_x$ ) (*drag*), enquanto que a componente perpendicular à direção do vento, em  $y$ , é chamada de “**Força de Sustentação**” ( $F_y$ ) (*lift*), representadas pelas equações (2.2) e (2.3) sucessivamente.

$$F_x = F \sin(\alpha) = \frac{1}{2} \rho A v^2 C_x \quad (2.2)$$

$$F_y = F \cos(\alpha) = \frac{1}{2} \rho A v^2 C_y \quad (2.3)$$

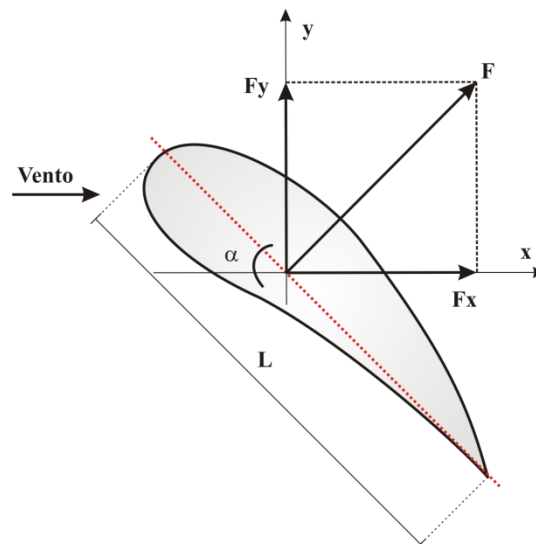


Figura 2.3 – Decomposição da força resultante no perfil.

O coeficiente ( $C_w$ ) que antes definia a força resultante, era específico para perfis planos e era calculado de acordo com a teoria de *Reynolds* [17], não é mais válido para perfis perfilados; assim, ( $C_w$ ) é decomposto em dois tipos de coeficientes, ( $C_x$ ) e ( $C_y$ ), como pode ser visto nas equações (2.2) e (2.3).

Para um ângulo de ataque fixo, é possível relacionar os coeficientes, de acordo com a equação (2.4).

$$f = \frac{C_y}{C_x} = \frac{1}{\operatorname{tg}(\alpha)} \quad (2.4)$$



$$C_y = f(C_x) \quad (2.5)$$

A partir de (2.5) é possível traçar uma curva, denominada “*curva de perfil*”, determinada a partir das medições das forças de arrasto e sustentação utilizando-se uma balança de torção em um túnel de vento, e assim determinar e projetar o melhor perfil para o aproveitamento da força na direção desejada.

O cálculo elementar das hélices de um aerogerador, como já dito, é análogo ao cálculo das hélices de avião, sendo que o número de pás varia conforme o tipo de turbina, mas cada pá possui um mesmo perfil aerodinâmico, projetado como já explicado. Em turbinas rápidas, os perfis utilizados são em geral os da série **NACA** (*National Advisory Committee of Aeronautics*) [17] ou outros perfis, sendo que esses estabelecem uma série de características geométricas e de comportamento aerodinâmico.

Pela análise prévia, podemos recapitular que a força ( $F$ ) é sempre normal à longitude ( $L$ ) do perfil e que a força de sustentação ( $F_y$ ) aumenta quanto menor for o ângulo de ataque ( $\alpha$ ).

## 2.2 Ação aerodinâmica em perfis em rotação

Uma vez compreendido o objetivo do perfilamento e as forças envolvidas na análise de um objeto perfilado, estacionário, sob a ação do vento, passamos a analisar o mesmo como sendo parte elementar da formação de uma hélice, como na Figura 2.4, e que está em movimento sob a ação do vento.

Porém, antes de entender as forças que atuam sob a hélice em movimento, é necessário entender o conceito de “*velocidade relativa do vento*”, que nada mais é do que a soma dos vetores “*velocidade estacionária do vento*” (percebido por uma turbina estacionária) e “*velocidade tangencial da hélice*”, criada pelo giro desta [2].

Na Figura 2.4, o vetor ( $\vec{c}$ ) representa a velocidade relativa do vento, sendo esta formada pelos vetores ( $\vec{v}$ ) (velocidade estacionária) e ( $\vec{u}$ ) (velocidade de giro). Os ângulos formados entre essas velocidades são visualizados de maneira mais clara na Figura 2.5 e, por esta nova abordagem, o ângulo de ataque ( $\alpha$ ) é formado entre a

direção relativa do vento e a chamada “*linha de corda*”, que é uma linha reta que atravessa a hélice no seu comprimento (raio). Já o ângulo formado pela direção relativa do vento com o plano de rotação é chamado de “*ângulo relativo*” ( $\varphi$ ). A subtração, vista na equação (2.6) resulta no conhecido ângulo de passo ( $\beta$ ), importante parâmetro, como será visto posteriormente, e esse ângulo se forma entre a linha de corda e o plano de rotação.

$$\beta = \varphi - \alpha \quad (2.6)$$

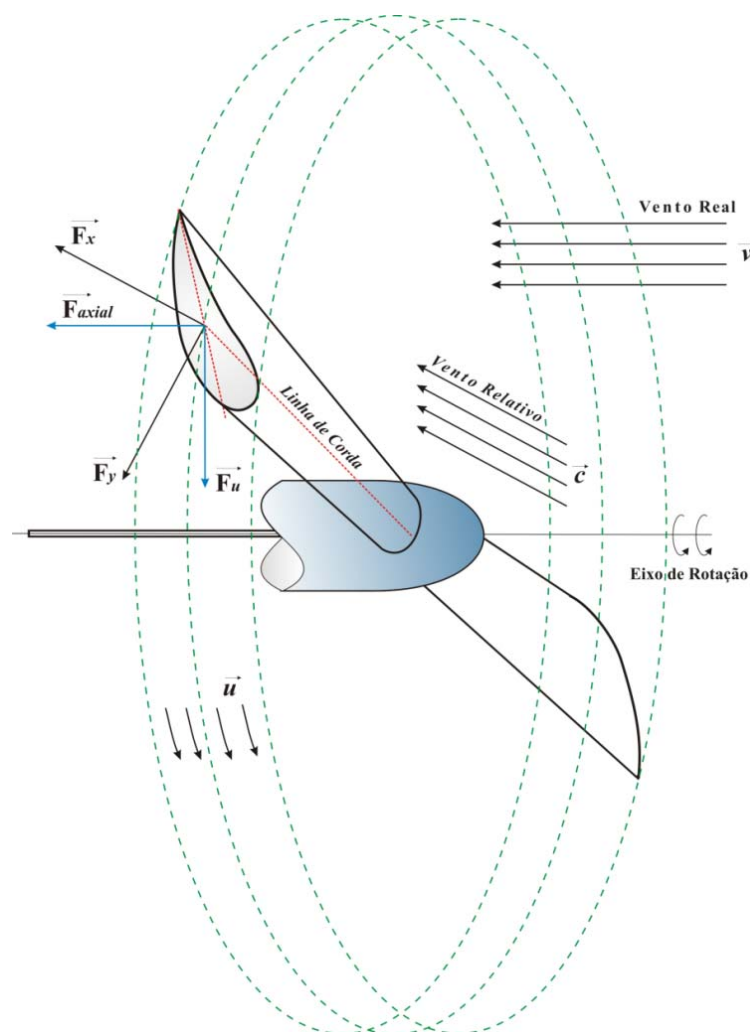


Figura 2.4 – Forças que atuam em uma hélice em movimento.

Como já mencionado anteriormente, as forças mais importantes envolvidas no sistema são as forças de arrasto e de sustentação que aparecem como decomposições da força sob o perfil estacionário referenciadas à direção do vento. Agora, com uma hélice



em movimento, essas forças continuam se originando do mesmo modo, mas como uma composição de forças em cada elemento de perfil que forma a hélice. A diferença básica é que a direção do vento à que são referenciadas é a direção relativa do vento, como na Figura 2.4.

Neste sistema, ao se projetar as forças de arrasto e de sustentação no plano de rotação, obtêm-se outras duas importantes forças. A **“Força Útil”** ( $\vec{F}_u$ ), paralela ao vetor  $\vec{u}$  e que é a responsável pela rotação da hélice e a **“Força Axial”** ( $\vec{F}_a$ ) perpendicular a  $\vec{u}$  e que exerce força sobre o rotor, sendo compensada pela reação do suporte de eixo do rotor.

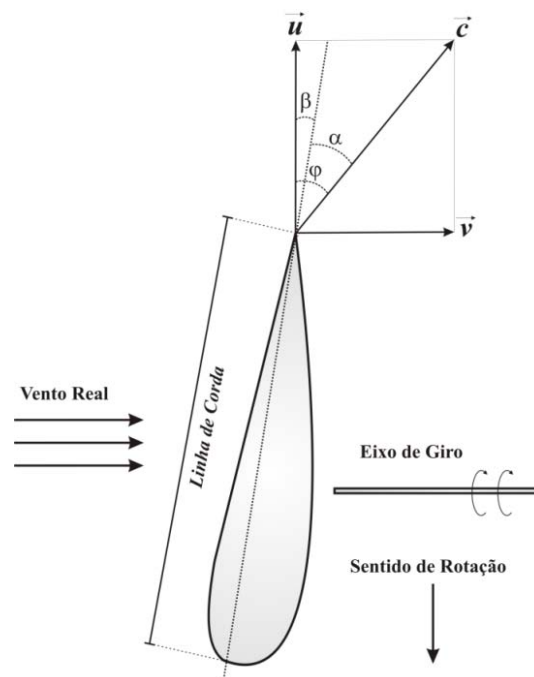


Figura 2.5 – Velocidades e ângulos na hélice de um aerogerador em movimento.

Pelo fato de a direção do vento influente, nos perfis elementares, ser a direção relativa do vento, as equações (2.2) e (2.3) que representam as forças de arrasto e sustentação, respectivamente, são reescritas em (2.7) e (2.8). Já a força útil e a força axial são representadas por (2.9) e (2.10) sucessivamente.

$$F_x = F \sin(\alpha) = \frac{1}{2} \rho A c^2 C_x \quad (2.7)$$

$$F_y = F \cos(\alpha) = \frac{1}{2} \rho A c^2 C_y \quad (2.8)$$

$$F_u = \frac{1}{2} \rho A v^2 C_y \frac{\sin(\varphi - \alpha)}{\sin^2(\varphi) \cos(\alpha)} \quad (2.9)$$

$$F_a = \frac{1}{2} \rho A v^2 C_y \frac{\cos(\varphi - \alpha)}{\sin^2(\varphi) \cos(\alpha)} \quad (2.10)$$

Das equações anteriores, observamos que a intensidade das forças de arrasto e sustentação está diretamente ligada ao ângulo de ataque. A força de sustentação aumenta com o ângulo de ataque até um máximo (com  $\alpha$  até aproximadamente 15 graus) e logo diminui com uma taxa rápida, conforme o ângulo de ataque aumenta, uma vez que para ângulos grandes somente a força de arrasto começa a ter significado, sendo máxima para ângulo de ataque de 90 graus e tem seu mínimo em zero grau. Como a intensidade do vetor  $\vec{u}$  varia ao longo da hélice (ao longo do raio), então  $\vec{c}$  também varia; logo o ângulo de passo ( $\beta$ ) deverá variar ao longo do crescimento do raio da pá, e isso é o que explica a construção das mesmas de forma torcida (*twist*).

### 2.3 Rendimento aerodinâmico

Sabendo-se que a potência útil é desenvolvida pela força útil com velocidade tangencial  $\vec{u}$ , podemos representá-la pela equação (2.11), enquanto a potência desenvolvida pela força axial é uma perda do aerogerador e é representada por (2.12). Assim, podemos definir o rendimento de um aerogerador como o quociente entre a potência útil e a potência axial, como na equação (2.13). Expandindo a tangente da expressão (2.13), obtemos a expressão (2.14).

$$P_u = F_u \cdot u \quad (2.11)$$

$$P_a = F_a \cdot v \quad (2.12)$$

$$\eta_a = \frac{P_u}{P_a} = \frac{F_u}{F_a} \frac{u}{v} = \frac{\sin(\varphi - \alpha)}{\cos(\varphi - \alpha)} \frac{u}{v} = \operatorname{tg}(\varphi - \alpha) \frac{u}{v} \quad (2.13)$$





$$\eta_a = \text{tg}(\varphi - \alpha) \frac{u}{v} = \frac{\text{tg}(\varphi) - \text{tg}(\alpha)}{1 + \text{tg}(\varphi)\text{tg}(\alpha)} \frac{u}{v} \quad (2.14)$$

Dividindo a expressão (2.14) pelo termo  $\text{tg}(\varphi)\text{tg}(\alpha)$  obtém-se (2.15). A partir da análise trigonométrica do triângulo de velocidades da Figura 2.5, obtemos (2.16), que juntamente com a relação da equação (2.4), substituídas em (2.15), originam a expressão final do rendimento aerodinâmico mostrado em (2.17).

$$\eta_a = \frac{\frac{1}{\text{tg}(\alpha)} - \text{cotg}(\varphi)}{\frac{1}{\text{tg}(\alpha)} + \text{tg}(\varphi)} \text{tg}(\varphi) \frac{u}{v} \quad (2.15)$$

$$\frac{u}{v} = \frac{1}{\text{tg}(\varphi)} = \text{cotg}(\varphi) = \text{TSR} = \lambda \quad (2.16)$$

$$\eta_a = \frac{f - \text{cotg}(\varphi)}{f + \text{tg}(\varphi)} \quad (2.17)$$

Na expressão (2.17), notamos que o rendimento é uma função direta dos parâmetros da curva de perfil aerodinâmico e do ângulo relativo do vento, de onde se deduz que quanto maior for o quociente aerodinâmico ( $f$ ) de (2.4) maior será o rendimento, chegando a ser igual à unidade. Porém, isso viola o **Teorema de Betz**, que será apresentado em 2.7.

Ainda cabe ressaltar que a razão da expressão (2.16) é conhecida como “*Tip-Speed-Ratio*” (**TSR**) ( $\lambda$ ) que é uma relação entre a velocidade tangencial da hélice da turbina e a velocidade real de vento, e pode ser reescrita por (2.18).

$$\lambda = \frac{r\omega}{v} \quad (2.18)$$

onde:

- $r \rightarrow$  Raio da turbina em metros  $[m]$ ;
- $\omega \rightarrow$  Velocidade angular da turbina em radianos por segundo  $\left[\frac{\text{rad}}{\text{s}}\right]$ ;

Modernas seções de aerofólios são testadas em túneis de vento e possuem máxima eficiência para ângulos de ataque próximos de zero, sendo que esse ângulo propiciará à turbina um coeficiente de potência ótimo em relação ao **TSR**.

Quando se constrói um aerogerador, há que se escolher uma velocidade nominal de vento mais adequada para esse e então se obter o máximo rendimento. A partir desta velocidade e do lugar onde será instalado o aerogerador, escolhem-se o perfil e a velocidade de rotação adequada. Assim, com  $\vec{v}$  e  $\vec{u}$  definidos, determina-se o ângulo relativo do vento ao longo da pá, sendo que, para se obter o melhor rendimento, o ângulo de ataque deve ser fixo em todos os pontos; logo, para que isto seja possível, o ângulo de passo deverá variar ao mesmo tempo para que atenda a equação (2.6).

## 2.4 Controle de velocidade e potência

O controle de velocidade das pás é um fator relevante no dimensionamento e utilização de aerogeradores, pois é a partir dele que será garantida a integridade estrutural do sistema para que não haja danos estruturais e conseqüentes acidentes. Também é com ele que pode ser definido o controle e ajuste de potência.

Há dois tipos básicos de controle de velocidade: o controle por **estol** (do inglês *stall*) e o controle por **embandeiramento**, mais conhecido como “*pitch*”. O primeiro possui ângulo de passo fixo, é mais simples, robusto e econômico, pois só depende das características construtivas, é mais usado para turbinas de pequeno porte e velocidade variável. Não seria viável aumentar o custo, utilizando o segundo método, que consiste na variação do ângulo de passo da hélice.

### 2.4.1 Controle por estol passivo e ativo

O efeito de estol ocorre quando o fluxo de ar na superfície do perfil deixa, abruptamente, de fixar-se à superfície, passando a girar em um vórtice irregular (turbulência) e assim a força de sustentação diminui, como exemplificado na Figura 2.1.

O controle por estol limita a velocidade em um valor máximo, ou seja, pelo projeto aerodinâmico, o sistema de estol irá atuar somente a partir de uma determinada velocidade e então para velocidades maiores. A energia do vento captada será



aproveitada de forma ótima, e assim será garantida a velocidade tangencial máxima projetada para a turbina; caso contrário, haveria danos em toda a estrutura [2], [18].

Nas equações apresentadas, observa-se que mantendo-se o ângulo de passo e a velocidade angular fixos, conforme a velocidade do vento aumenta, o ângulo relativo também aumenta. Conseqüentemente, o ângulo de ataque também aumenta, fazendo com que a eficiência diminua até o estol, onde é perdida parte da força de sustentação e torque no rotor.

No estol passivo, a geometria do perfil é projetada com ângulos fixos para assegurar que, no momento em que a velocidade do vento se tornar alta, seja criada uma zona de turbulência. A vantagem desse processo está no fato de não usar partes móveis, porém o controle é complicado e o cálculo aerodinâmico de difícil realização. Outro inconveniente é o fato de as hélices ficarem submetidas a uma grande sobrecarga mecânica no momento do estol; isto ocorre porque, após o ângulo de ataque atingir 15 graus, a força de sustentação começa a diminuir bruscamente com o conseqüente aumento da força de arrasto.

Já no estol ativo há um dispositivo mecânico (como molas, por exemplo), que faz com que haja um giro sincronizado para limitar a velocidade rotacional. Ou seja, quando a turbina ultrapassa sua potência nominal, atingindo determinada rotação, imposta por uma velocidade de vento nominal de operação definida no projeto, as pás se movimentam aumentando o ângulo de ataque e assim levando a turbina a um estol mais profundo, dissipando o excesso de energia mecânica. As vantagens principais, além de se ter um controle mais eficiente de potência, são a redução da carga mecânica imposta pelo vento e a segurança nos casos de rajadas de vento.

A torção realizada nas pás nas turbinas de passo fixo é utilizada para se manterem ângulos de ataque distintos ao longo da linha de corda, para entrarem em estol em instantes diferentes, para que a turbulência não seja grande e não cause danos [2].

### **2.4.2 Controle por ângulo de passo (*pitch*)**

No controle por ângulo de passo, mantém-se o ângulo de ataque dentro de valores desejados quando a velocidade do vento e a velocidade angular se alteram [2]. Esse tipo de mecanismo é o mais comum e sofisticado, encontrado principalmente em

turbinas de grande porte, e seu objetivo, além de eliminar o excesso de energia, é fazer parte do próprio sistema de controle de potência [18].

Esse controle é feito movendo-se aletas em cada pá através de servomecanismos de modo a incrementar ou decrementar poucos graus cada vez que o vento mudar sua intensidade de modo a manter um ângulo ótimo para extração de potência para todas as velocidades do vento.

Nesse tipo de hélice, também é realizada a torção das pás uma vez que se considera a velocidade do vento constante e igual para todos os pontos da hélice, ao longo do seu raio. Como há, para cada um desses pontos, uma velocidade tangencial diferente, com seu máximo valor na ponta da hélice, a velocidade relativa diminuirá da base até a ponta e como o ângulo de passo é fixo (considerando um ponto de operação) o ângulo de ataque variará ao longo da linha de corda o que é indesejável; então, a torção das pás é o que compensa o ângulo relativo [2].

## 2.5 Orientação

Para que o um sistema eólico tenha maior aproveitamento, há a necessidade de sempre posicionar as hélices que captam a energia do vento de maneira que fiquem na direção do vento. Em turbinas de grande porte, esse controle é feito por servomecanismos que são acionados após a leitura da direção do vento pelos sensores. Esses servomecanismos fazem a nacelle e a turbina girarem em torno do eixo da torre para posicionar as pás de frente ou de costas para a direção do vento, dependendo do tipo construtivo das pás, já que existem aquelas que aproveitam vento a montante e outras que aproveitam vento a jusante.

Em turbinas de pequeno porte existem dois métodos. No primeiro e mais popular, há um leme direcionador situado em uma cauda atrás das pás e que, devido a sua ação, posiciona o rotor de frente para o vento. Outro método é aquele em que não há leme direcionador, e a própria ação do vento equilibra o rotor em direção ao vento, mas posicionando as hélices de costas para o vento. Esse tipo de método de direcionamento é menos eficiente, submete a turbina a esforço maior e gera mais vibração, pois há menos equilíbrio do sistema e pode exercer influência negativa na captação de energia.



## 2.6 Segurança (freios)

Para garantir que o sistema não saia de controle com o aumento significativo da velocidade das pás, o que causaria ruído desagradável ou mesmo danos aos equipamentos com conseqüentes acidentes, há a necessidade de sistemas de segurança que freiem ou limitem a velocidade das pás. Em turbinas de grande porte, e por serem as massas inerciais demasiadamente grandes, há necessidade do uso de freios especiais, geralmente hidráulicos ou pneumáticos para se conter o aumento de velocidade ou mesmo parar a turbina quando necessário. Ainda pode ser usado como método auxiliar o próprio controle de passo das turbinas.

Nos sistemas de pequeno porte, há três métodos, um deles é o limite da velocidade pelo próprio sistema de estol, como já explicado. Outro é conhecido como *autofurling*, que consiste em um sistema mecânico articulado que faz com que todo o conjunto, pás, gerador e leme fiquem de lado para o vento quando esse atingir a velocidade de controle [19]. Este sistema, porém, reduz a energia produzida, já que as pás não estarão na direção do vento, é suscetível a falhas, pois sofre a ação de todos os tipos de vento e gera desgastes na articulação o que aumenta a manutenção.

O terceiro e último sistema de proteção, usado nos aerogeradores de pequeno porte com geradores de ímã permanente, é o conhecido por "*curto-circuito*", que nada mais é do que o ato de realizar um curto circuito entre as fases do gerador elétrico, fazendo com que haja um elevado torque elétrico contrário à ação do vento e assim reduzindo a velocidade. Esse sistema também reduz a energia gerada e não deve ser muito utilizado, pois causa desgastes nos ímãs do gerador e também diminui a vida útil do mesmo.

## 2.7 Teorema de Betz e potência

A energia cinética contida em uma "massa" de ar ( $m$ ) deslocando-se no espaço com velocidade ( $v$ ), é expressa por (2.19), em joules [ $J$ ], e pode ser representada pela Figura 2.6.

$$\text{Energia Cinética } (E) = \frac{1}{2}mv^2 \quad (2.19)$$

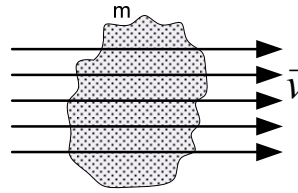


Figura 2.6 – Massa de ar de massa “m” deslocando-se com velocidade “v”.

Ao atravessar algum gradiente de concentração ou obstáculo, as componentes vetoriais de velocidade sofrem alteração e conseqüentemente fazem com que parte da energia da massa de ar seja transformada em trabalho sob o obstáculo; o restante da energia continua contido da massa de ar, mas agora com velocidade diferente da inicial.

A Figura 2.7 representa o fenômeno, e a energia pode ser expressa por (2.20).

$$E = E_o + \Delta E \quad (2.20)$$

Onde:

- $E$  → Energia cinética inicial da massa de ar em movimento;
- $E_o$  → Energia cinética restante, após a passagem pelo gradiente;
- $\Delta E$  → Parcela de energia da massa que realiza trabalho.

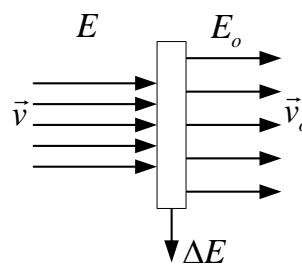


Figura 2.7 – Representação da transformação de energia.

A Figura 2.8 representa o fenômeno aplicado diretamente a um sistema eólico, onde o obstáculo que impede a passagem do vento são as hélices de uma turbina eólica.

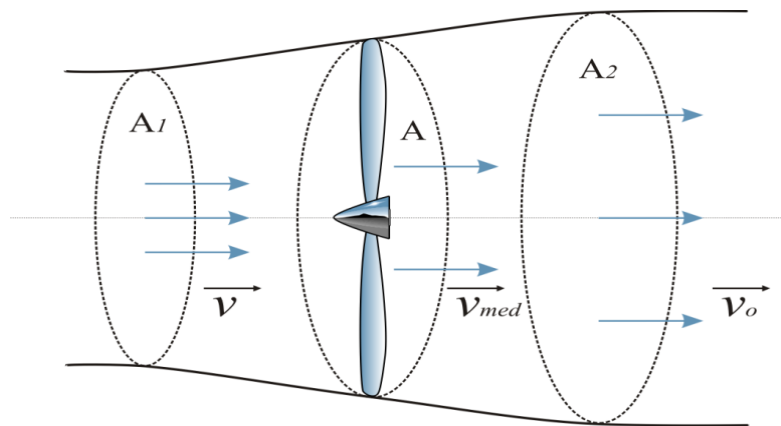


Figura 2.8 – Modelo teórico de Betz.

A variação  $\Delta E$  da energia do vento que entra no sistema pode ser vista como sendo a energia cinética convertida em energia mecânica nas pás. Isolando-se a parcela  $\Delta E$  na equação (2.20) chegamos à equação (2.23).

$$\Delta E = E - E_o \quad (2.21)$$

$$\Delta E = \frac{1}{2}mv^2 - \frac{1}{2}mv_o^2 \quad (2.22)$$

$$\Delta E = \frac{1}{2}m(v^2 - v_o^2) \quad (2.23)$$

onde:

- $v \rightarrow$  Velocidade do vento antes das hélices, em metros por segundo  $\left[\frac{m}{s}\right]$ ;
- $v_o \rightarrow$  Velocidade do vento após as pás em metros por segundo  $\left[\frac{m}{s}\right]$ ;

Sabendo que a potência em Watts  $[W]$  é dada pela expressão (2.24), onde  $t$  representa o tempo em segundos  $[s]$ , aplicando (2.23) em (2.24) chegamos à equação (2.25).

$$P = \frac{\Delta E}{t} \quad (2.24)$$

$$P = \frac{1}{2} \frac{m}{t} (v^2 - v_o^2) \quad (2.25)$$

A massa de um corpo qualquer pode ser expressa pela equação (2.26) em quilogramas  $[kg]$ .

$$m = \rho \cdot Vol \quad (2.26)$$

onde:

- $\rho \rightarrow$  Densidade do ar em quilogramas por metro cúbico  $\left[ \frac{kg}{m^3} \right]$ ;
- $Vol \rightarrow$  Volume da massa de ar em movimento em metros cúbicos  $[m^3]$ .

Substituindo (2.26) em (2.25) obtemos (2.27), sendo que o volume é expresso por (2.28).

$$P = \frac{1}{2} \frac{\rho \cdot Vol}{t} (v^2 - v_o^2) \quad (2.27)$$

$$Vol = A \cdot d \quad (2.28)$$

onde:

- $A \rightarrow$  Área coberta pelas pás da turbina eólica em metros quadrados  $[m^2]$ ;
- $d \rightarrow$  Distância da coluna de vento em metros  $[m]$ .

A velocidade do vento é diferente antes e depois das pás assim como as áreas de entrada e saída; logo, considerando o plano que contém a hélice com uma área  $A$  e com uma velocidade média dada por (2.29) e, sabendo que a velocidade é uma relação entre a distância e o tempo para percorrê-la, como em (2.30). Logo, isolando-se  $d$  nesta expressão e substituindo o resultado em (2.28) obtemos a expressão (2.31), que, por sua vez, pode ser substituída na expressão (2.27) resultando na expressão completa (2.33) que representa a potência extraída do vento para o modelo simplificado proposto.





$$v_{med} = \frac{v+v_o}{2} \quad (2.29)$$

$$v_{med} = \frac{d}{t} = \frac{v+v_o}{2} \quad (2.30)$$

$$d = \frac{(v+v_o)t}{2} \quad (2.31)$$

$$Vol = A \frac{(v+v_o)t}{2} \quad (2.32)$$

$$P = \frac{1}{2} \rho \frac{A}{2} (v+v_o)(v^2 - v_o^2) \quad (2.33)$$

Rearranjando matematicamente (2.33), obtemos a expressão (2.34).

$$P = \frac{1}{2} \rho A v^3 \frac{\left(1 + \frac{v_o}{v}\right) \left[1 - \left(\frac{v_o}{v}\right)^2\right]}{2} \quad (2.34)$$

Seja a equação (2.35). Substituindo convenientemente em (2.34), chegamos à equação (2.36), onde o termo  $C_p$  representa a fração de potência capturada pela turbina, que é comumente chamado de “**Coefficiente de Potência**”.

$$C_p = \frac{\left(1 + \frac{v_o}{v}\right) \left[1 - \left(\frac{v_o}{v}\right)^2\right]}{2} \quad (2.35)$$

$$P = \frac{1}{2} \rho A v^3 C_p \quad (2.36)$$

Pela análise da equação (2.36), observa-se que a potência está relacionada diretamente com a densidade de fluido, no caso o ar, diretamente com a área de cobertura da turbina e com uma relação cúbica com a velocidade do fluido.

Fazendo uma analogia com sistemas hidráulicos, onde a densidade do fluido, água, é cerca de oitocentas vezes maior que a densidade do ar, pode-se explicar o fato de

turbinas hidráulicas terem área muito menor que turbinas eólicas para a extração da mesma potência.

Analisando o termo  $C_p$ , na equação (2.35), é possível encontrar o seu máximo valor teórico derivando  $C_p$  pelo coeficiente  $\kappa$  que é dado pela equação (2.37), que substituída em (2.35) resulta em (2.38).

$$\kappa = \frac{v_o}{v} \quad (0 < \kappa < 1) \quad (2.37)$$

$$C_p = \frac{(1+\kappa)(1-\kappa^2)}{2} \quad (2.38)$$

Expandindo a expressão (2.38), chegamos a (2.39).

$$C_p = \frac{1 + \kappa - \kappa^2 + \kappa^3}{2} \quad (2.39)$$

Aplicando o teorema do valor final em (2.39), obtemos o polinômio (2.41).

$$\frac{\partial C_p}{\partial \kappa} = \frac{0 + 1 - 2\kappa - 3\kappa^2}{2} = 0 \quad (2.40)$$

$$3\kappa^2 + 2\kappa - 1 = 0 \quad (2.41)$$

As raízes de (2.41) são expressas por (2.42), mas como  $\kappa$  é um valor maior que zero e maior que um, a raiz  $\kappa_2$  é descartada, e, desta forma, o valor de  $\kappa$  que maximiza o coeficiente de potência é  $\kappa_1$ .

$$\begin{aligned} \kappa_1 &= \frac{1}{3} \\ \kappa_2 &= -1 \end{aligned} \quad (2.42)$$

Realizando a substituição de  $\kappa_1$  em (2.38) ou (2.39), encontramos o valor máximo de  $C_p$ , como visto na equação (2.43) e comprovado no gráfico da Figura 2.9.



$$C_{p\max} = C_p(\kappa = \kappa_1) = \frac{\left(1 + \frac{1}{3}\right) \left[1 - \left(\frac{1}{3}\right)^2\right]}{2} = 0.5926 \quad (2.43)$$

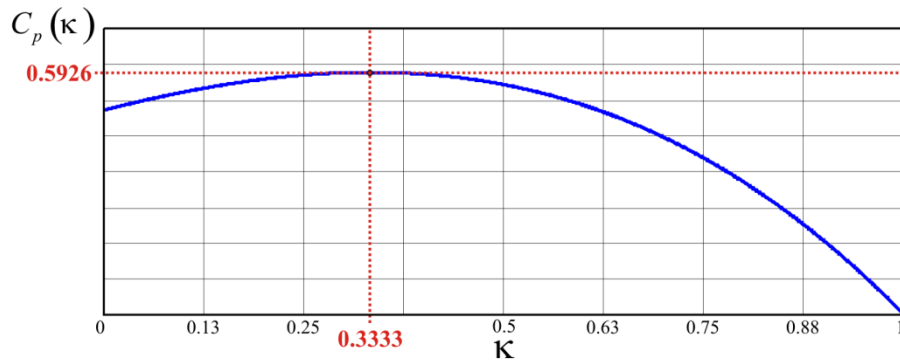


Figura 2.9 – Coeficiente de potência teórico.

Substituindo o valor máximo do coeficiente de potência na equação (2.36) encontra-se a máxima potência teórica dada pela expressão (2.44).

$$P_{\max} = P(C_{p\max}) = \frac{1}{2} \rho A v^3 C_{p\max} \quad (2.44)$$

A expressão (2.44) é conhecida como **Equação de Betz** e o valor máximo de  $C_p$  é o limite teórico do coeficiente de potência, resultando que nenhuma máquina eólica por mais sofisticada que seja consegue superar.

Apesar da equação de Betz proporcionar o limite superior das possibilidades de um aerogerador, ela não é muito refinada, já que não leva em conta uma série de fatores, tais como:

- As resistências aerodinâmicas das hélices;
- A perda de energia pelo atrito na rotação;
- A compressibilidade do fluido;
- A interferência das hélices e da torre.

Assim, o valor máximo do coeficiente de potência, na prática, é de difícil obtenção, já que deve ser estimado levando-se em consideração vários aspectos. Em geral, com boa aproximação, esse coeficiente está próximo de 0,5 para turbinas de grande porte, alta velocidade e duas pás e está entre 0,2 e 0,4 para turbinas de baixa velocidade com mais pás [11].

Por exemplo, para turbinas de baixa potência, três pás e alta velocidade, podemos atribuir 0,4 como valor máximo de  $C_p$  e com isso teríamos uma potência máxima por metro quadrado de área de rotor dada pela expressão (2.45).

$$P_{\max} = \frac{1}{5} \rho v^3 \quad (2.45)$$

Pela análise dessa teoria e sabendo que a densidade do ar varia pouco de região para região, é possível estimar a potência máxima de uma turbina eólica somente observando a área varrida por suas pás e utilizando o coeficiente de potência baseado no número de pás, velocidade de giro e tomando a velocidade máxima do vento como 10 metros por segundo.

A efeito de exemplo, podemos considerar uma turbina de três pás, com raio de 1,5 metros, instalada em uma região com densidade do ar igual a 1,225 quilogramas por metro cúbico. Considerando uma turbina de eixo horizontal, sabemos que a área coberta pelas pás será a área de uma circunferência dada pela expressão (2.46).

$$A = \pi r^2 \quad (2.46)$$

onde:

➤  $r \rightarrow$  Raio da turbina.

Como a turbina é de três pás, arbitramos um coeficiente máximo igual a 0,4 e, sendo assim:

$$r = 1,5m$$

$$\rho = 1,225 \frac{kg}{m^3}$$

$$v = 10 \frac{m}{s}$$

$$C_{p\max} = 0,4$$

$$A = \pi r^2 = 7,069$$

$$P_{\max} = \frac{1}{2} \rho A v^3 = \frac{1}{2} \cdot 1,225 \cdot 7,069 \cdot 10^3 \cdot 0,4 = 1731,90$$

$$P_{\max} \approx 1,8kW$$



O valor apresentado no exemplo não é rigoroso, mas apresenta uma boa aproximação para os casos reais.

Para turbinas de eixo horizontal, as suas pás em movimento descrevem uma geometria circular; sendo assim, podemos aplicar a equação (2.46) em (2.36), obtendo (2.47).

$$P = \frac{1}{2} \rho \pi r^2 v^3 C_p \quad (2.47)$$

O coeficiente de potência ( $C_p$ ), já determinado teoricamente, é, na prática, uma função do TSR, como explicado anteriormente quando se tratou do rendimento da turbina. O coeficiente  $C_p$  também é função do ângulo de passo da turbina ( $\beta$ ), medido em graus. Assim, podemos redefinir o coeficiente de potência e conseqüentemente a potência como funções desses parâmetros, como demonstrado na expressão (2.48).

$$P(\lambda, \beta) = \frac{1}{2} \rho \pi r^2 v^3 C_p(\lambda, \beta) \quad (2.48)$$

## 2.8 Torque e momento de inércia

Sabe-se que o torque mecânico gerado pela turbina é igual à relação entre a potência mecânica e a frequência angular, como na equação (2.49). Logo, aplicando (2.48) em (2.49) obtém-se (2.50).

$$T_{mec} = \frac{P}{\omega} \quad (2.49)$$

$$T_{mec}(\lambda, \beta) = \frac{1}{2} \rho \pi r^2 v^3 \frac{C_p(\lambda, \beta)}{\omega} \quad (2.50)$$

Isolando-se a frequência angular na equação (2.18) e aplicando-a em (2.50), obtemos a expressão final do torque mecânico produzido pelo rotor eólico como sendo a expressão (2.51), em que o termo  $C_T$  é chamado de “Coeficiente de Torque” e é representado pela expressão (2.52).

$$T_{mec} = \frac{1}{2} \rho \pi r^3 v^2 C_T(\lambda, \beta) \quad (2.51)$$

$$C_T(\lambda, \beta) = \frac{C_p(\lambda, \beta)}{\lambda} \quad (2.52)$$

Concluindo, o teorema de Betz, para cada tipo de turbina haverá uma série de curvas de coeficiente de potência e torque em relação ao TSR para cada ângulo de passo. Haverá uma curva para um determinado ângulo, em que se terá o maior máximo, sendo essa curva e esse máximo o que definem a operação da turbina e o melhor ponto a se operar. A Figura 2.10 apresenta alguns coeficientes de potência e torque em função do TSR para diversos tipos construtivos de hélice, onde se percebe que aquelas que possuem o maior coeficiente e conseqüentemente possibilidade de extrair maior potência, são as turbinas de três pás (D). Já as turbinas de duas pás possuem um valor menor, mas possibilidade de operar em velocidades maiores (E), enquanto que tipos Savonius (A) e Multipás (B) operam com velocidades menores e extraem menos potência. O rotor tipo Darrieus não está representado na figura, mas entre os rotores de eixo vertical é o que possui melhor curva, comparado com os rotores de eixo horizontal, como pode ser observado em [11], [20] e [8].

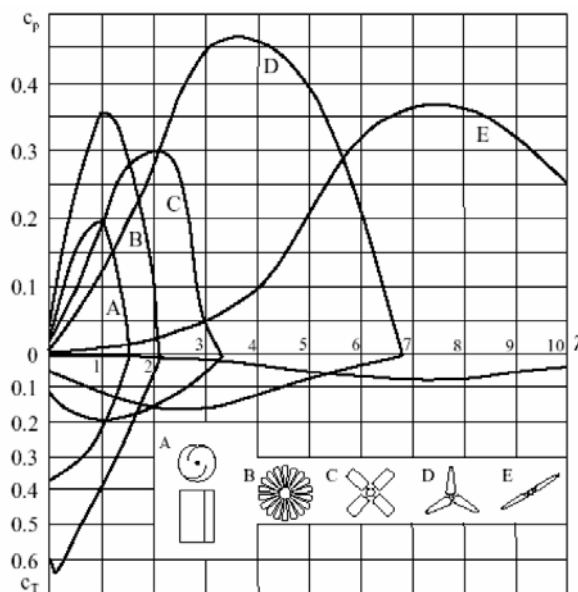


Figura 2.10 – Coeficientes de potência e torque para várias topologias de rotores eólicos. Fonte: [21].



O momento de inércia em uma turbina eólica, que por definição mede a distribuição da massa em torno de um eixo de rotação, é um parâmetro importante já que quanto maior o momento de inércia maior será a dificuldade de se colocar a turbina em movimento ou reduzir sua rotação. O momento de inércia é medido em quilogramas por metro quadrado  $\left[ \frac{kg}{m^2} \right]$  e é de difícil obtenção em razão de diferenças na forma e na composição dos elementos que compõem a turbina, mas esse valor pode facilmente ser estimado em experimentação.

Como será visto posteriormente, o momento de inércia, para a abordagem estudada, será um parâmetro que irá influenciar diretamente na escolha da frequência em que podemos perturbar o sistema, já que há necessidade de, após perturbá-lo, de aguardar pelo novo regime permanente antes de aplicar-lhe uma nova perturbação. Esse tempo é definido principalmente pelo momento de inércia da turbina e poderá ser quantificado pela própria análise do modelo e das formas de onda experimentais.

## 2.9 Modelo experimental

A partir das equações que modelam o comportamento dinâmico de uma turbina eólica, é possível simular sua curva característica de potência e obter um modelo de simulação que permita integrar os demais componentes do sistema.

Sendo o coeficiente de potência  $(C_p)$  uma função da relação entre a velocidade tangencial das hélices da turbina e a velocidade do vento (**TSR**), como já foi visto, e representado pela equação (2.18), podemos, a partir de um “bloco” contendo como entrada o TSR e o ângulo de passo, modelar  $C_p(\lambda, \beta)$ . Isso é obtido fazendo com que os dados internos do bloco sejam as equações (2.53) e (2.54), sendo esta última expressão a que define  $\lambda_1$ .

$$C_p(\lambda, \beta) = C_1 (C_2 \lambda_1 - C_3 \beta - C_4 \beta^x - C_5) e^{-C_6 \lambda_1} \quad (2.53)$$

$$\lambda_1 = \left( \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \right) \quad (2.54)$$

Os coeficientes da equação (2.53) são definidos de maneira empírica ou em modernos ensaios para cada tipo de turbina. Para uma turbina de eixo horizontal com três hélices e ângulo de passo fixo, os coeficientes são dados pela tabela da Figura 2.11, e tanto a equação (2.53) como seus coeficientes são obtidos de [22].

$C_1$	$C_2$	$C_3$	$C_4$	$C_5$	$C_6$	$x$	$\beta$
0,5	116	0,4	0	5	21	1,5	10

Figura 2.11 – Coeficientes característicos de  $C_p$ .

Assim, temos o esquema representado na Figura 2.12 que pode ser reproduzido e simulado numericamente em *softwares* que realizem esse propósito. Como o interesse é a simulação com o *software PSIM*<sup>®</sup>, para posterior integração com os modelos elétricos de geradores e dos conversores estáticos, o circuito apresentado na Figura 2.12 “escrito” na sintaxe deste está apresentado na Figura 2.13.

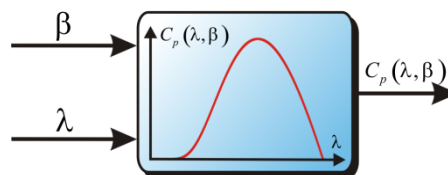


Figura 2.12 – Bloco genérico para gerar o coeficiente de potência.

O circuito da Figura 2.13 “emula” a curva  $C_p(\lambda, \beta)$  a partir da entrada do TSR, que é gerado a partir da velocidade do vento e do raio da turbina. Porém, a princípio, para testar o funcionamento da geração da curva de potência, o TSR foi gerado pelo circuito genérico apresentado na Figura 2.14, onde uma fonte de tensão contínua em série com um integrador, gera uma variação linear do TSR.

Os coeficientes da tabela da Figura 2.11 são representados por fontes de tensão contínua e constantes multiplicadoras, o bloco “*Li*” é uma função que reproduz a expressão (2.54). O bloco “*G-Rad*” é responsável pela conversão de graus para radianos para o ângulo de passo; já o bloco “*Limiter*” é utilizado para truncar o valor de  $C_p(\lambda, \beta)$  entre zero e um já que não há sentido físico para valores negativos dessa variável. Os demais blocos são operadores matemáticos usados para atender à equação (2.53).



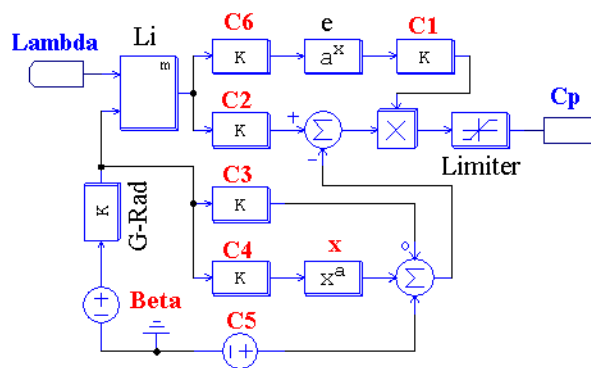


Figura 2.13 – Diagrama esquemático da geração da curva  $C_p(\lambda, \beta)$ .

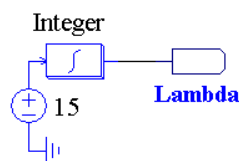


Figura 2.14 – Diagrama genérico para geração de  $\lambda$ .

O bloco da Figura 2.13 é um bloco geral, representando a expressão (2.53) e funciona para qualquer variação dos coeficientes da tabela da Figura 2.11, desde que estes sejam corretamente substituídos.

Simulando o circuito apresentado, obtém-se o gráfico apresentado na Figura 2.15, que representa a evolução do coeficiente de potência em função do aumento do TSR. Nota-se que o gráfico apresenta um valor máximo que está abaixo do máximo valor teórico (limite de *Betz*) apresentado anteriormente e dentro do esperado para turbinas de três pás.

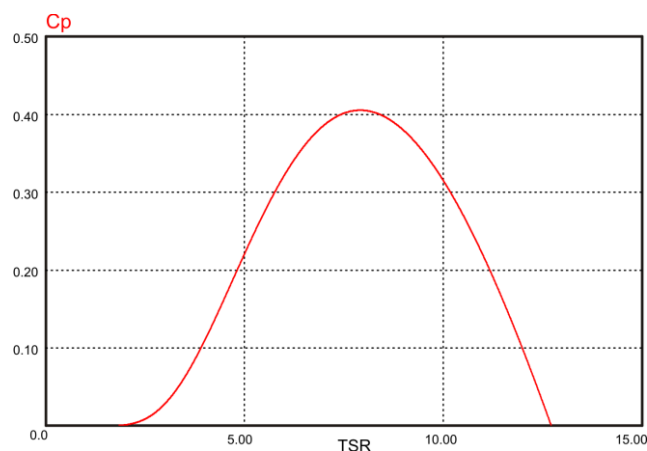


Figura 2.15 – Coeficiente de potência em função do TSR obtido no simulador.

Sendo a potência dada pela expressão (2.48) e já de posse do circuito que representa  $C_p(\lambda, \beta)$ , utilizando-se a analogia de criação dos blocos anteriores, define-se o diagrama da Figura 2.16, que é transcrito na forma de um diagrama de blocos de simulação capaz de reproduzir a potência mecânica da turbina, como o apresentado na Figura 2.17. O bloco  $C_p$  é um subcircuito que contém o esquema elétrico da Figura 2.13.

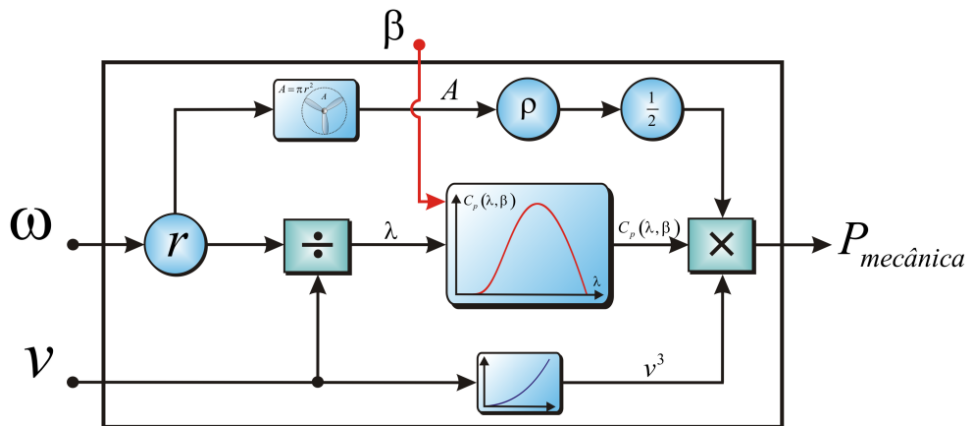


Figura 2.16 – Bloco para geração da curva de potência.

No bloco da Figura 2.17, o raio da turbina e a velocidade do vento são representados por fontes de tensão para tornar o diagrama de simulação genérico para qualquer turbina.

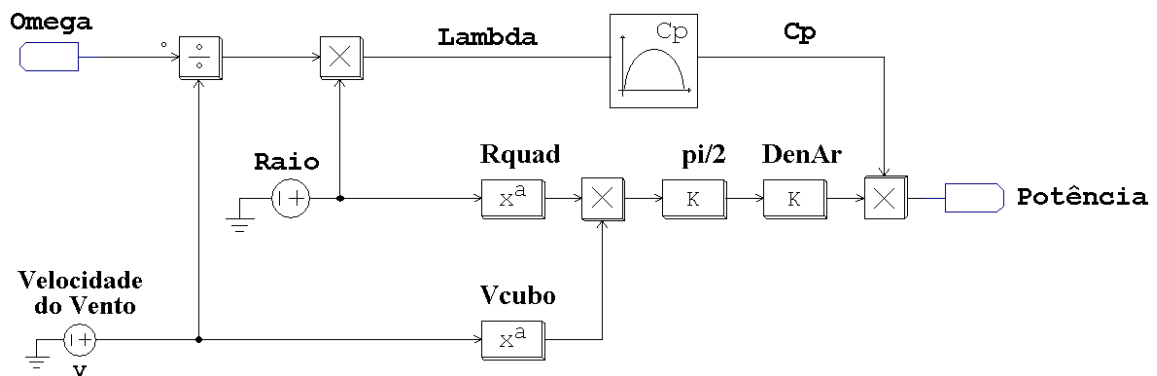


Figura 2.17 – Circuito para geração da curva de potência mecânica.

O vento, apesar de não ser uma constante na natureza, já que depende de uma série de fatores e varia temporalmente, é representado por uma constante para que seja possível caracterizar e obter os parâmetros das turbinas. A constante “**DenAr**” do circuito representa a densidade do ar e os demais blocos são operadores matemáticos usados para atender à equação (2.48).



Para testar o diagrama de simulação, uma velocidade angular ( $\omega$ ) é gerada com uma fonte de tensão em série com um integrador, de maneira análoga à Figura 2.14 e, assim, o conjunto gera como resultado a curva de potência mecânica em função da velocidade angular das pás da turbina, como pode ser visto na Figura 2.18 para várias velocidades diferentes, preservando o raio e o ângulo de passo fixos.

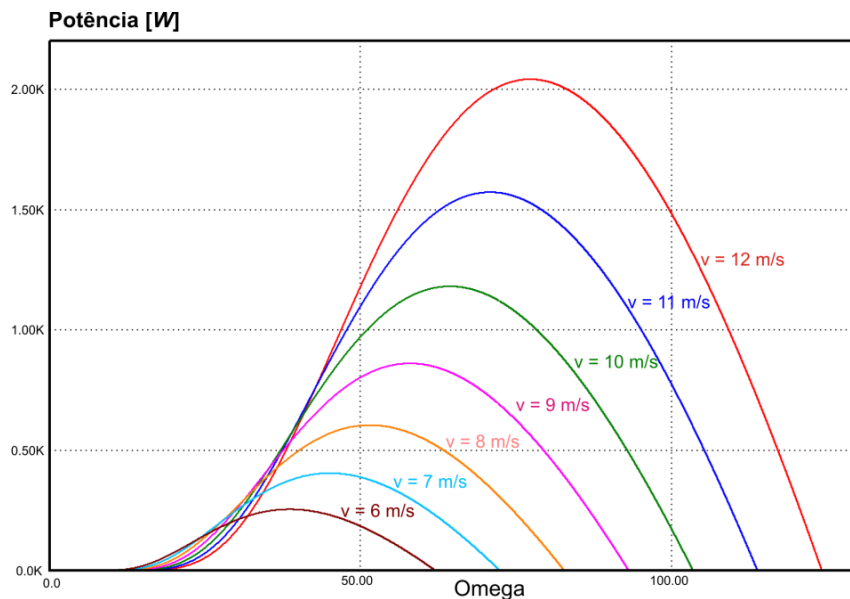


Figura 2.18 – Potência mecânica em função da velocidade angular para várias velocidades de vento.

Para finalizar o modelo elétrico da turbina, é necessário que, a partir da entrada de uma velocidade do vento, seja produzido um torque mecânico, que por sua vez irá alimentar uma carga mecânica. Sendo assim, sabendo-se que o torque é dado pela expressão (2.49), dividimos a potência da saída da Figura 2.17 pela velocidade angular; assim o sistema torna-se realimentado tendo como entrada a velocidade do vento e como saída o torque mecânico produzido pela turbina.

Já a velocidade angular, que era uma variável de entrada, agora será uma variável que dependerá da quantidade de torque contrário imposto pela carga mecânica ligada à turbina, ou seja, cada velocidade do vento gera uma curva de potência em relação à  $\omega_m$ , que por sua vez gera um torque que é um reflexo dessa potência; mas como este torque está aplicado a uma carga mecânica, irá surgir no eixo comum uma rotação que realimentará o sistema fazendo com que a potência opere em um ponto fixo.

O diagrama de blocos de simulação completo, com entrada de velocidade do vento, com saída de torque e realimentação de velocidade angular é apresentado na Figura 2.19.

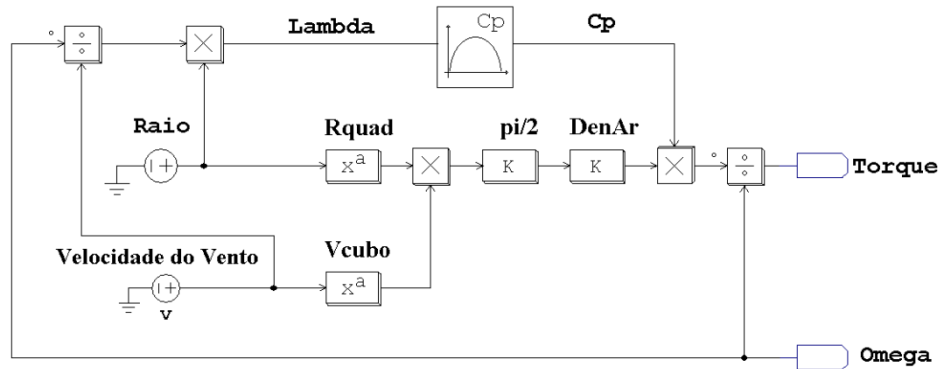


Figura 2.19 – Bloco mecânico completo.

Para que a dinâmica do sistema seja incorporada ao sistema e assim possa completá-lo, ainda é necessário levar em consideração o momento de inércia da turbina e o acoplamento com o modelo de gerador elétrico, o que será desenvolvido no próximo capítulo.



## CAPÍTULO 3

---

### GERADOR SÍNCRONO A ÍMÃ PERMANENTE COM FLUXO AXIAL (AFPMSG)

O sistema de excitação a ímã permanente é aquele no qual uma excitatriz auxiliar, constituída por um campo magnético constante produzido por uma peça magnetizada antes da montagem, induz uma tensão elétrica nos enrolamentos de armadura ao girar em torno desses.

Com o desenvolvimento dos ímãs permanentes de terras raras e o progresso da eletrônica de potência, as máquinas de ímã permanente se desenvolveram muito nas últimas décadas. Essas máquinas são recentes e já possuem certa maturidade, podendo apresentar boa eficiência e densidade de potência. O seu princípio de funcionamento e a possibilidade de serem montadas sem o uso de escovas fizeram com que elas substituíssem as máquinas de corrente contínua e as máquinas de indução, em muitas áreas.

Existem duas topologias para as máquinas síncronas a ímã permanente, as máquinas de fluxo radial (**RFPMSM** – *Radial Flux Permanent Magnet Synchronous Machine*) e as de fluxo axial (**AFPMSM** – *Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Machine*). Nas aplicações como motor, as AFPMSM são usadas em veículos elétricos, bombas, válvulas controladas, centrífugas, dentre outros. Em aplicações como gerador, elas são usadas em turbinas eólicas e em geradores portáteis, sendo a sua maior vantagem a portabilidade. A potência de uma AFPMSM vai de algumas frações de *watts* até potências da ordem de quilowatts e o *design* eletromagnético destas é similar às RFPMSM, sendo assim, o projeto mecânico, a análise térmica e o processo de montagem são complexos.

As principais máquinas de fluxo axial possuem rotor e estator na forma de disco e, diferentemente das máquinas de fluxo radial, possuem um diâmetro de rotor grande com



alto momento de inércia e podem acomodar um grande número de pólos, podendo, assim, operar em baixas rotações. Com essa característica de rotor e estator em disco, é possível obter diversos tipos (*designs*) de máquinas.

Historicamente, as máquinas de fluxo axial foram as primeiras máquinas criadas. Há relatos de um protótipo em 1831, por M. Faraday [23]; mas, apesar de a história dessa máquina ser antiga, ela deixou de ser utilizada por mais de cem anos, já que a tecnologia da época era muito precária e havia muitas dificuldades de fabricação e, sobretudo, os magnetos eram pouco desenvolvidos, impossibilitando a obtenção de potências úteis.

Com a invenção de materiais magnéticos, como o *Alnico* em 1931, do *Barium-Ferrite* na década de 1950 e, sobretudo os materiais de terras raras, como o *Neodímio-Ferro-Borro* ( $NdFeB$ ) em 1983, as máquinas com excitação a ímã permanente voltaram a aparecer e, há poucos anos, com o aperfeiçoamento e queda nos custos dos ímãs de Neodímio, as máquinas de fluxo axial passaram a ser muito exploradas. A Figura 3.1 apresenta um gráfico do desenvolvimento ao longo dos anos dos principais materiais magnéticos.

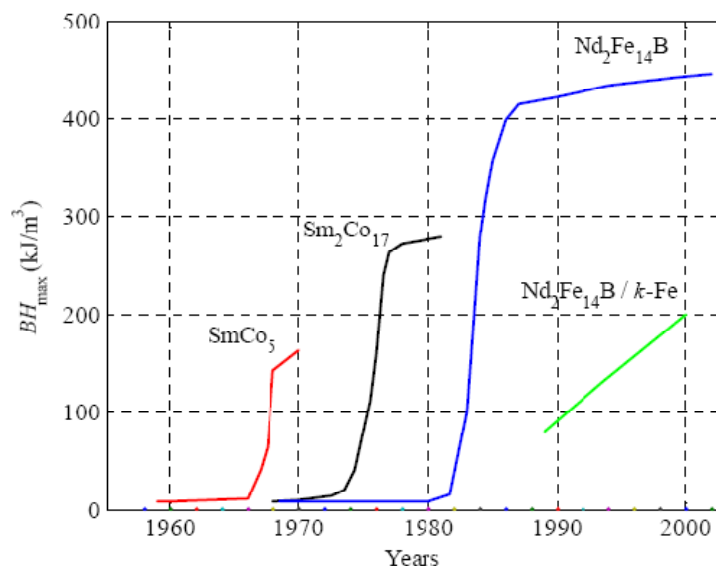


Figura 3.1 – Desenvolvimento histórico dos ímãs de terras raras. Fonte: [24].

O *Neodímio-Ferro-Borro* ( $Nd_2Fe_{14}B$ ) é o mais utilizado em máquinas elétricas rotativas devido à grande densidade de fluxo que possui. As propriedades detalhadas desses ímãs, o *design*, as vantagens e desvantagens, características magnéticas, ensaios,

circuitos equivalentes e também à aplicação no desenvolvimento de máquinas de fluxo axial e outras informações importantes podem ser obtidos em [23], [24], [25], e [26].

Os dois principais tipos de máquinas com fluxo axial são as que contêm “escovas” e as sem escovas (*brushless machines*). O primeiro tipo é pouco interessante e restrito a aplicações específicas, já que o fato de possuir escovas, agrega perdas adicionais, gera ruído e ainda aumenta o custo de produção, inviabilizando o uso. 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, por exemplo. O tipo *brushless* é mais utilizado e concretizado, e a máquina desse tipo possui estator fixo e rotor a ímã permanente com diversas formas construtivas.

Ainda no que diz respeito às máquinas sem escovas, elas podem ser divididas em dois grupos, sendo o primeiro o das máquinas CC sem escovas (*brushless DC*), em que a forma de onda da tensão é trapezoidal e a máquina é operada com corrente contínua, como já mencionado. O segundo e principal grupo é o das máquinas CA síncronas, em que a forma de onda de tensão é sinusoidal, e operam com correntes senoidais. Apesar de apresentarem diferente princípio de operação pela forma de onda, as diferenças estruturais dessas duas máquinas são muito pequenas.

É ampla a aplicabilidade das máquinas de fluxo axial, tendendo a aumentar com os avanços tecnológicos. Hoje se encontra esse tipo de máquina em aplicações de geração de energia, como nas turbinas eólicas, por exemplo, em veículos elétricos como elemento de tração, na propulsão de submarinos, elevadores e inúmeras outras aplicações.

### 3.1 Topologias e formas construtivas

No que se refere às topologias, serão consideradas somente as máquinas sem escovas e, como citado anteriormente, diversas são as configurações possíveis para sua construção, sendo possível montar máquinas em discos de face única (*single-sided*) ou dupla face (*double-sided*), com ou sem ranhuras (saliências) (*slotted* ou *slotless*), com rotor a ímã externo ou interno. Ainda é possível ter máquinas de estágio único ou com múltiplos estágios. As principais topologias podem ser classificadas como em [23] por:

- Máquinas de face única:





- Com estator com ranhuras (Figura 3.2-A);
- Com estator sem ranhuras;
- Com estator de pólos salientes;
- Máquinas de face dupla:
  - Com estator interno;
    - Com estator com ranhuras;
    - Com estator sem ranhuras;
      - **Estator com núcleo de ferro** (Figura 3.2-B);
      - Estator sem núcleo (Figura 3.2-D);
      - Sem núcleo no estator e no rotor;
    - Estator de pólos salientes (Figura 3.3);
  - Com rotor interno (Figura 3.2-D);
    - Estator com ranhuras;
    - Estator sem ranhuras;
    - Estator de pólos salientes;
- Máquinas de múltiplos estágios.

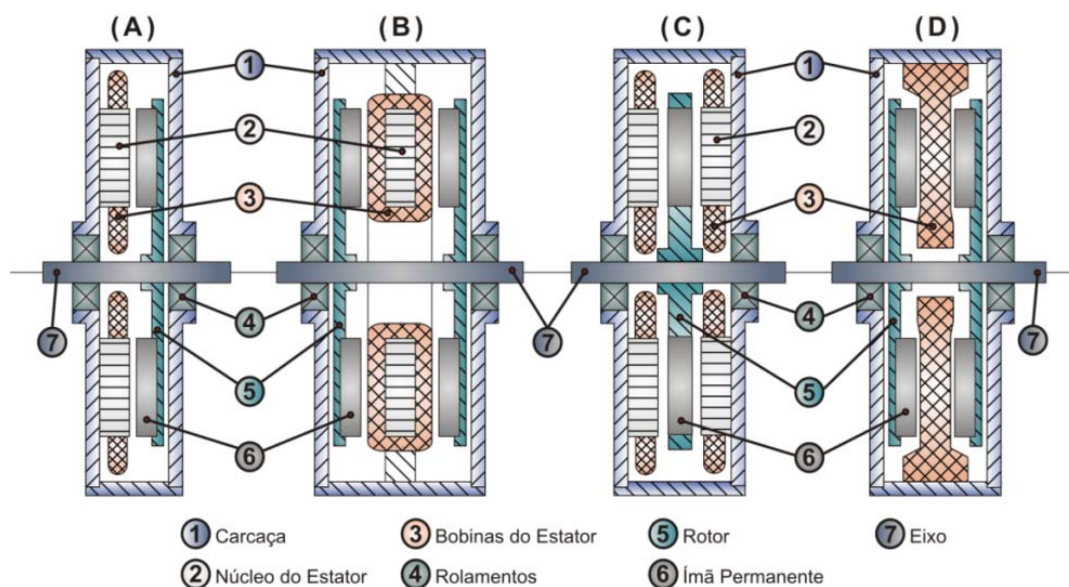


Figura 3.2 – Topologias de AFPMMSG. (A) Face única com ranhuras, (B) face dupla com estator interno sem ranhuras, (C) face dupla com estator externo, (D) face dupla com rotor interno.

A Figura 3.3 apresenta com mais detalhes uma máquina de dupla face com rotor externo a ímã permanente de pólos estatóricos salientes, que em geral, assim como as

máquinas da Figura 3.2-B, são as mais encontradas. Porém, nessa máquina, há a necessidade de um número de pólos estáticos diferente do número de pólos rotóricos para que seja possível obter um torque de partida e uma redução no torque pulsante [23].

Na Figura 3.3-A, tem-se um exemplo de estrutura construtiva desse tipo de máquina; na Figura 3.3-B, uma vista frontal do estator bobinado com pólos salientes; e, na Figura 3.3-C, uma vista frontal do disco de ímãs permanentes que formam o rotor. A máquina da Figura 3.2-B é apresentada em mais detalhes na Figura 3.4 e consiste de uma máquina com rotor toroidal de ferro silício em que as bobinas estáticas são enroladas nesse rotor. Quanto ao princípio de operação, diferem da máquina de pólos salientes unicamente pelos sentidos com os quais os fluxos magnéticos induzem tensão nas bobinas.

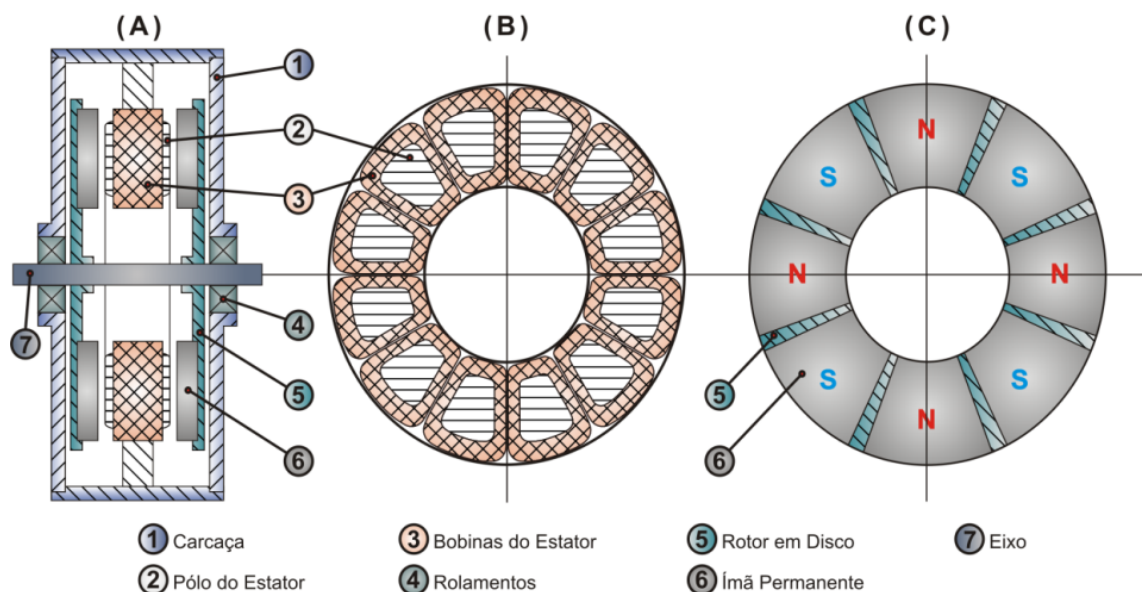


Figura 3.3 – Máquina de fluxo axial de pólos salientes. (A) Estrutura construtiva, (B) vista frontal do estator bobinado, (C) vista frontal do disco de ímãs.

Ainda relacionado aos ímãs permanentes, eles são montados em discos e podem ser encontrados de diversas maneiras e formatos. Basicamente, as formas mais conhecidas são a montagem em superfície, tanto em discos ferro-magnéticos, quanto em discos não magnéticos e também a montagem de ímãs “incrustados” no disco. Quanto às formas, as mais conhecidas são a trapezoidal, como na Figura 3.4, a circular e a semicircular.

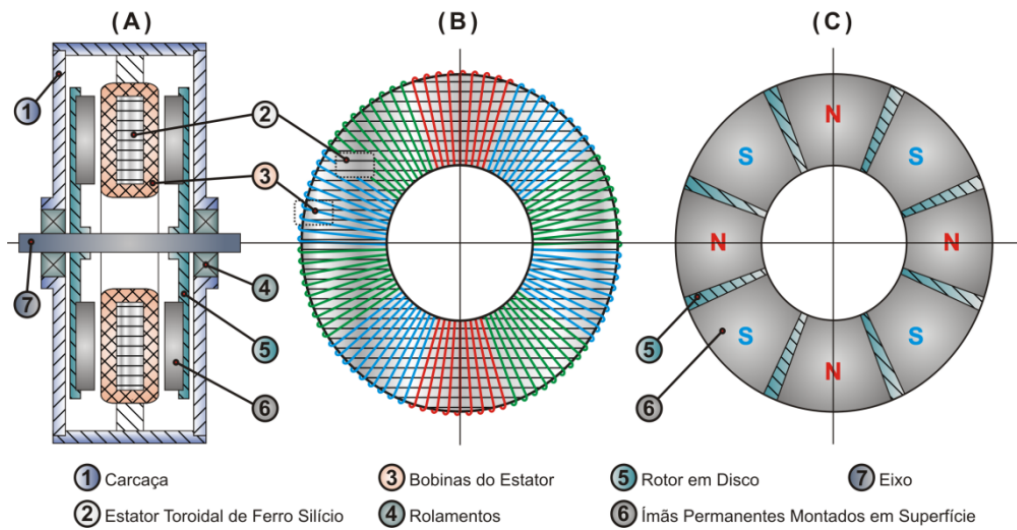


Figura 3.4 – Máquina de fluxo axial do tipo toroidal (“*Torus Machine*”). (A) Estrutura construtiva, (B) vista frontal do estator bobinado, (C) vista frontal do disco de ímãs.

### 3.2 Princípio de operação

Por ser uma máquina síncrona, o seu princípio de operação praticamente não difere daquele das máquinas síncronas convencionais. Então podemos generalizá-la como tal, sendo que a única diferença refere-se aos “caminhos” de fluxo magnético e ao fato de, na máquina a ímã, o campo indutor ser produzido por estes e não por bobinas de campo alimentadas por tensão contínua. A Figura 3.5 apresenta um esquema de funcionamento de uma máquina com duplo rotor de ímã e estator de ferro silício toroidal, com destaque para as linhas de fluxo produzido pelos ímãs e que induzem tensão nas bobinas do estator. A explicação física e matemática é, como já mencionado, baseada na máquina síncrona convencional como em [15], [16], [21] e [23].

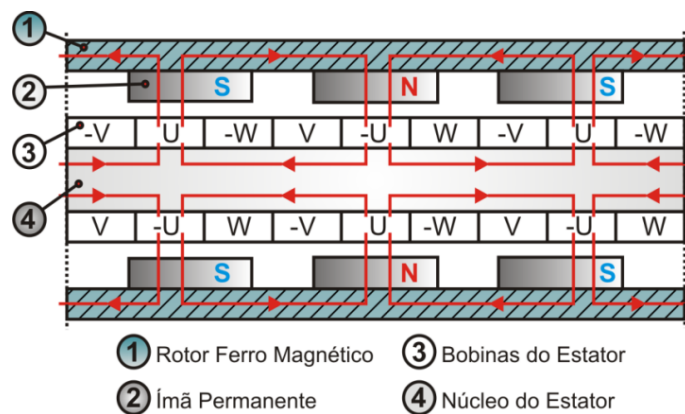


Figura 3.5 – Princípio de funcionamento de uma máquina com duplo rotor de ímã e estator de ferro silício toroidal.

Conforme o rotor gira, a forma de onda de fluxo passa pelas bobinas. A tensão induzida resultante nos terminais de uma bobina é uma função do tempo, tendo a mesma forma de onda da distribuição espacial da indução magnética. A tensão da bobina passa por um ciclo completo de valores para cada rotação da máquina de  $p$  pólos da Figura 3.5. A frequência em ciclos por segundos  $[Hz]$ , caso a máquina possuísse somente um par de pólos, seria igual à velocidade do rotor em rotações por segundo; mas com  $p$  pólos, será proporcional a esse número. Em razão de a frequência estar sincronizada com a velocidade mecânica, este tipo de máquina é designada como síncrona.

Os ímãs são distribuídos de modo que os pólos estejam alternadamente na polaridade norte e sul; assim, quanto maior o número de pólos, maior será a frequência para uma rotação, já que a tensão em uma bobina passa por mais ciclos completos por revolução do rotor. Um par de pólos em uma máquina de  $p$  pólos, ou um ciclo de distribuição de fluxo, é igual a 360 graus elétricos ou  $2\pi$  radianos elétricos, desde que haja  $p/2$  comprimentos de onda completos ou ciclos em uma revolução completa. Assim, têm-se a expressão (3.1).

$$\theta_e = \frac{p}{2} \theta_m \quad (3.1)$$

onde:

- $\theta_e \rightarrow$  Ângulo elétrico;
- $\theta_m \rightarrow$  Ângulo mecânico;

A tensão induzida em uma bobina passa por um ciclo completo toda a vez que um par de pólos passa por ela ou  $p/2$  vezes cada rotação; sendo assim, a frequência ( $f_g$ ) do gerador é dada pela expressão (3.2), e a frequência angular por (3.3).

$$f_g = \frac{p}{2} \frac{\omega_{rpm}}{60} \quad (3.2)$$

$$\omega_e = \frac{p}{2} \omega_m \quad (3.3)$$



$$\omega_m = \frac{\omega_{rpm} \pi}{30} \quad (3.4)$$

onde:

- $\omega_{rpm}$  → Velocidade em rotações por minuto [*rpm*];
- $\frac{\omega_{rpm}}{60}$  → Velocidade em rotações por segundo [*rps*];
- $\omega_m$  → Velocidade mecânica em radianos por segundo [*rad/s*].

O torque eletromagnético na máquina é dado por (3.5) como deduzido em [23]. Como na máquina de ímã a excitação de fluxo é constante, o único termo variável em (3.5) é a corrente de armadura ( $I_a$ ) e, assim, o torque pode ser simplificado pela equação (3.6) sendo a constante de torque ( $k_T$ ) dada por (3.7).

$$T_e = \frac{m_f}{\sqrt{2}} \frac{p}{2} N k_w \phi_f I_a \quad (3.5)$$

Onde:

- $m_f$  → Número de fases;
- $N$  → Número de bobinas por fase;
- $p$  → Número de pólos;
- $k_w$  → Fator de bobinagem;
- $\phi_f$  → Excitação do fluxo magnético.

$$\boxed{T_e = k_T I_a} \quad (3.6)$$

$$k_T = \frac{m_f}{\sqrt{2}} \frac{p}{2} N k_w \phi_f \quad (3.7)$$

A força eletromotriz induzida (**EMF**) por fase, em **rms** (*root mean square*), com os terminais a vazio dada pela equação (3.8). Como a frequência elétrica é expressa por (3.2), substituindo esta em (3.8) obtém-se (3.9) onde todos os termos constantes podem ser

agregados em uma única constante ( $k_E$ ) (constante de armadura), como em (3.10), e assim a tensão por fase será dada por (3.11).

$$E_f = \pi\sqrt{2}f_g Nk_w\phi_f \quad (3.8)$$

$$E_f = \pi\sqrt{2}Nk_w\phi_f \frac{p}{2} \frac{\omega_{rpm}}{60} \quad (3.9)$$

$$k_E = \frac{\pi\sqrt{2}Nk_w\phi_f p}{120} \quad (3.10)$$

$$\boxed{E_f = k_E \omega_{rpm}} \quad (3.11)$$

Rearranjando as constantes e fazendo as substituições adequadas, podemos explicitar o torque dado pela equação (3.6) como sendo função da tensão induzida e da velocidade mecânica; logo, este será rerepresentado pela equação (3.12).

$$T_e = \frac{60m_f}{2\pi} \frac{E_f I_a}{\omega_{rpm}} \quad (3.12)$$

### 3.3 Diagrama fasorial e circuito elétrico equivalente

Para a análise dinâmica do sistema, é muito utilizado o conceito de eixo direto e eixo em quadratura, que consiste em ver a máquina através de um plano de referência fixo ao rotor e que acompanha a sua rotação.

As grandezas são então transformadas em duas componentes rotacionais, sendo que a componente que está alinhada como o eixo magnético do rotor é chamada de componente de eixo direto ( $d$ ), enquanto que aquela que está em quadratura com o mesmo eixo é chamada de componente do eixo em quadratura ( $q$ ).

O circuito elétrico equivalente por fase da máquina pode ser representado pela Figura 3.6, assim como em [23], onde a resistência das bobinas é representada por ( $R_1$ ).

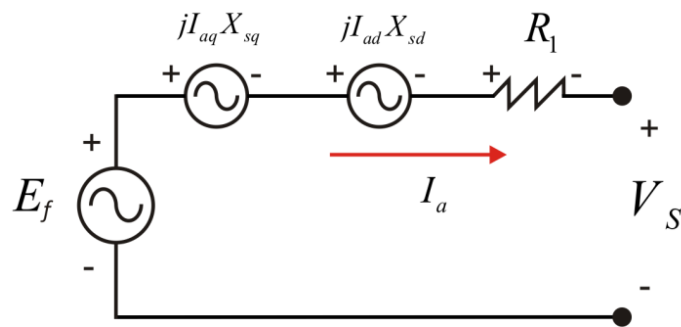


Figura 3.6 – Circuito equivalente, simplificado por fase da máquina operando como gerador.

A reatância síncrona é definida como a soma das reatâncias mútuas, de eixo direto ( $X_{ad}$ ) e de eixo em quadratura ( $X_{aq}$ ) com a reatância de própria ( $X_1$ ). Assim, representamos duas reatâncias síncronas, a de eixo direto, equação (3.13), e a reatância síncrona de eixo em quadratura, equação (3.14). As indutâncias de eixo direto e eixo em quadratura podem ser obtidas, portando, pelas relações dadas em (3.15) e (3.16).

$$X_{sd} = X_{ad} + X_1 \quad (3.13)$$

$$X_{sq} = X_{aq} + X_1 \quad (3.14)$$

$$X_{ad} = 2\pi fL_{ad} = \frac{E_{ad}}{I_{ad}} \quad (3.15)$$

$$X_{aq} = 2\pi fL_{aq} = \frac{E_{aq}}{I_{aq}} \quad (3.16)$$

Assim, podemos escrever o diagrama fasorial para a máquina síncrona operando como gerador, como na Figura 3.7. Dele podemos obter as expressões (3.17) e (3.18) que representam a tensão induzida pela força eletromagnética, sendo que a corrente de armadura ( $I_a$ ) é representada pela expressão (3.19) e as correntes de eixo direto e eixo em quadratura são representadas pelas equações (3.20) e (3.21) respectivamente.

$$E_f = V_1 + I_a R_1 + jI_a X_{sd} + jI_{aq} X_{sq} \quad (3.17)$$

$$E_f = V_1 + I_{ad} (R_1 + jX_{sd}) + I_{aq} (R_1 + X_{sd}) \quad (3.18)$$

$$I_a = I_{ad} + I_{aq} \quad (3.19)$$

$$I_{ad} = I_a \sin(\Psi) \quad (3.20)$$

$$I_{aq} = I_a \cos(\Psi) \quad (3.21)$$

onde:

- $\Psi \rightarrow$  Ângulo entre a corrente de armadura e o eixo de quadratura;
- $\delta \rightarrow$  Ângulo entre a tensão ( $V_1$ ) e a EMF ( $E_f$ );
- $\phi \rightarrow$  Ângulo do fator de potência.

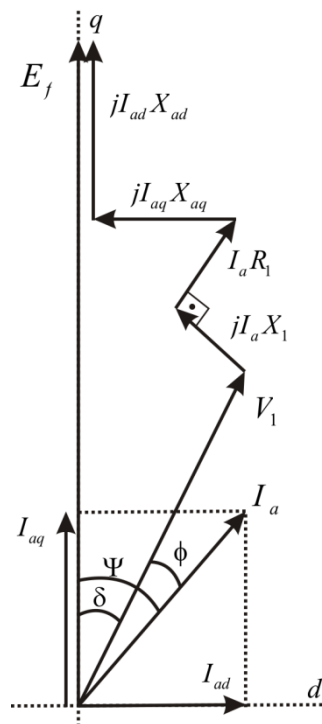


Figura 3.7 – Diagrama fasorial da máquina operando como gerador.

As tensões de fase de eixo direto e de eixo em quadratura são representadas pelas expressões (3.22) e (3.23), respectivamente, onde as reações de armadura (fluxos produzidos pela armadura) são dadas pelas equações (3.24) e (3.25) para eixo direto e eixo em quadratura sucessivamente.

$$E_{ad} = \pi \sqrt{2} f N k_w \Phi_{ad} \quad (3.22)$$





$$E_{aq} = \pi\sqrt{2}fNk_w\Phi_{aq} \quad (3.23)$$

$$\Phi_{ad} = \frac{2}{\pi}B_{mad1} \frac{\pi R_{out}^2 - R_{in}^2}{p} \quad (3.24)$$

$$\Phi_{aq} = \frac{2}{\pi}B_{maq1} \frac{\pi R_{out}^2 - R_{in}^2}{p} \quad (3.25)$$

onde:

- $B_{mad1}$  → Valor de pico da primeira harmônica de densidade de fluxo magnético no estator com relação ao eixo direto;
- $B_{maq1}$  → Valor de pico da primeira harmônica de densidade de fluxo magnético no estator com relação ao eixo em quadratura;
- $R_{in}$  → Raio interno do disco de ímãs permanentes;
- $R_{out}$  → Raio externo do disco de ímãs permanentes.

De acordo com [23], podemos expressar o valor de pico de primeira harmônica por (3.26) e (3.27). Substituindo essas em (3.24) e (3.25), e aplicando o resultado dessa substituição em (3.22) e (3.23), resultam tensões de eixo direto e em quadratura que, aplicadas em (3.15) e (3.16) e manipuladas corretamente, fornecem as expressões finais para obtenção das indutâncias de eixo direto e de eixo em quadratura apresentadas nas equações (3.28) e (3.29).

$$B_{mad1} = k_{fd}B_{mad} = k_{fd} \frac{\mu_o}{g} \frac{m_f \sqrt{2}}{\pi} \frac{Nk_w}{p} I_{ad} \quad (3.26)$$

$$B_{maq1} = k_{fq}B_{maq} = k_{fq} \frac{\mu_o}{g_q} \frac{m_f \sqrt{2}}{\pi} \frac{Nk_w}{p} I_{aq} \quad (3.27)$$

$$L_{ad} = m_f \mu_o \frac{1}{\pi} \left( \frac{2Nk_w}{p} \right)^2 \frac{(R_{out}^2 - R_{in}^2)}{g} k_{fd} \quad (3.28)$$

$$L_{aq} = m_f \mu_o \frac{1}{\pi} \left( \frac{2Nk_w}{p} \right)^2 \frac{(R_{out}^2 - R_{in}^2)}{g'_q} k_{fq} \quad (3.29)$$

onde:

- $k_{fd}$  → Fator de forma do campo de excitação de eixo direto;
- $k_{fq}$  → Fator de forma do campo de excitação do eixo em quadratura;
- $g'$  → Valor do entreferro (*air-gap*) equivalente no eixo direto;
- $g'_q$  → Valor do entreferro equivalente no eixo em quadratura.

Os entreferros equivalentes são calculados e apresentados em [23], e os mesmos podem assumir diversos valores, sendo esses dependentes do tipo de estator (com ou sem núcleo ferromagnético), da permeabilidade magnética dos ímãs e outras especificações. Porém, para o estudo feito e a topologia abordada, o mais importante é saber que a permeabilidade magnética para montagens em superfície é aproximadamente unitária; logo, os entreferros de eixo direto e em quadratura para estator com núcleo ferromagnético podem ser considerados iguais. Do mesmo modo, os fatores de forma podem ser considerados iguais e unitários [27]. Assim, as indutâncias de eixo direto e eixo em quadratura são iguais e podem ser considerada como a indutância síncrona da máquina, que será dado por (3.30).

$$L_a = L_{ad} = L_{aq} = m_f \mu_o \frac{1}{\pi} \left( \frac{Nk_w}{p} \right)^2 \frac{(R_{out}^2 - R_{in}^2)}{g'} \quad (3.30)$$

A equação (3.30), é uma equação completa para a obtenção da indutância de armadura para o modelo monofásico equivalente, e sua dedução e apresentação visa ao melhor entendimento da máquina síncrona a ímã permanente. Conclui-se que ambas as indutâncias, de eixo direto e em quadratura, podem ser consideradas iguais pelos motivos expostos. Porém, para efeitos práticos, a equação não será levada em conta já que os parâmetros construtivos e características magnéticas do gerador a ser utilizado não são conhecidos.

Logo, será considerado o circuito trifásico equivalente da máquina, como o idealizado na Figura 3.8, no qual o gerador se comporta como uma fonte senoidal trifásica



ligada em estrela com uma resistência e uma indutância série por fase. A obtenção dos parâmetros será feita por métodos clássicos utilizados em máquinas síncronas convencionais, mas respeitando a teoria exposta anteriormente.

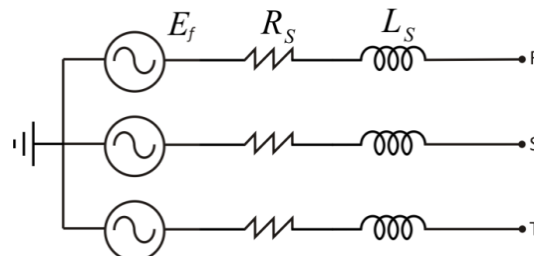


Figura 3.8 – Circuito Equivalente do Gerador.

### 3.4 Ensaio do gerador

O gerador utilizado no projeto é uma máquina de fluxo axial com duplo rotor de ímãs permanentes de formato circular montados em superfície, sendo o estator toroidal de ferro silício sem ranhura. A máquina é semelhante à apresentada na Figura 3.4, sendo muito utilizada para geração eólica de pequeno porte, devido à possibilidade de operar com elevada potência e torque em baixas velocidades e reportada em detalhes em [28], [29] e [30].

O modelo utilizado foi o **P7#18s3**, produzido por ENERSUD [19], o que significa que o mesmo possui sete pares de pólos por rotor, com bobinas enroladas no núcleo toroidal com fio bitola 18 **AWG** (*American Wire Gauge*) ( $1 \text{ mm}^2$ ). Os fios são dispostos em três camadas por segmento de fase, ligadas de modo a obter uma defasagem elétrica de 120 graus para que se obtenha uma tensão trifásica senoidal nos terminais de saída. Mais especificamente, três fases são montadas alternadamente sobre 21 (3x7) segmentos sobre o toro de ferro silício em uma ligação estrela sem neutro.

A especificação nominal da máquina a ser ensaiada pode ser vista na tabela da Figura 3.9, e o objetivo principal é determinar a resistência interna ( $R_s$ ) em ohms [ $\Omega$ ] e a indutância síncrona ( $L_s$ ) em *Henry* [ $H$ ].

Dados de Placa		Calculados	
Número de Pólos ( $p$ )	14	Tensão de Fase [ $V$ ]	43,41
Rotação Nominal [ $rpm$ ]	700	Freqüência Elétrica Nominal [ $Hz$ ]	81,66
Potência Nominal [ $W$ ]	1000	Potência por Fase [ $W$ ]	333,33
		Corrente de Linha ou Fase [ $A$ ]	7,678

Figura 3.9 – Parâmetros do gerador ensaiado.

### 3.4.1 Ensaio a “vazio”

Nos terminais de saída do gerador, é disponibilizada uma tensão trifásica senoidal que, quando a vazio, tem seu valor eficaz proporcional à freqüência de rotação da máquina, como em (3.11), mostrado anteriormente. Logo, o objetivo do ensaio a vazio é determinar o coeficiente  $k_E$  e levantar a curva de tensão contra a velocidade mecânica ou freqüência de operação.

Os ensaios foram realizados acoplando-se um motor de indução ao gerador e variando a freqüência de rotação do motor por meio de um inversor, como no esquema da Figura 3.10-A. Sendo assim, diferentes velocidades foram aplicadas na máquina e mediram-se, a vazio, as tensões de linha ( $V_L$ ) e as freqüências destas e com os valores das grandezas medidas e sabendo que a tensão eficaz por fase, em [ $V$ ], é dada pela expressão (3.31) e que a freqüência mecânica em rotações por minuto é obtida pela substituição da freqüência elétrica na expressão (3.2), podemos obter a constante de armadura em [ $V/rpm$ ], substituindo os dados medidos em (3.32), sendo que ( $n$ ) representa o número de medidas feitas no ensaio.

$$E_F = \frac{V_L}{\sqrt{3}} \quad (3.31)$$

$$k_E = \frac{1}{n} \sum_1^n \frac{\overline{E_F}}{\omega_{rpm}} \quad (3.32)$$

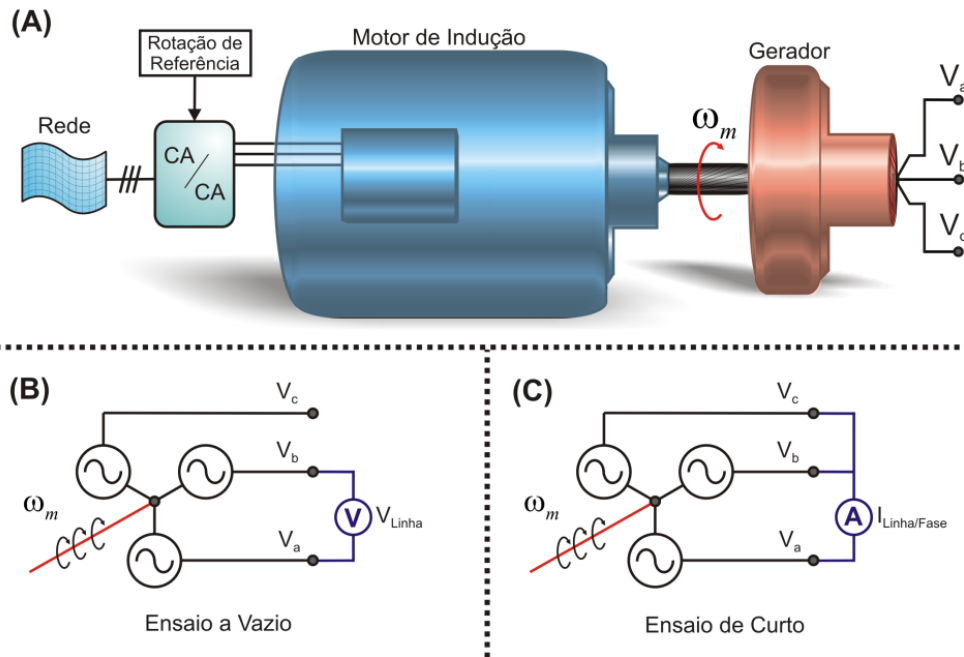


Figura 3.10 – Esquema de ligação para os ensaios (A), circuitos equivalentes para o ensaio a vazio (B) e ensaio de curto circuito (C).

O circuito elétrico equivalente deste ensaio pode ser observado na Figura 3.10-B. Das medidas obtidas para os  $n$  pontos ensaiados, constrói-se o gráfico da Figura 3.11 onde se observa a boa regulação da máquina ao longo da variação de velocidade. Assim, aplicando-se os valores medidos em (3.32), encontra-se a constante de armadura desta máquina, dada por (3.33).

$$K_E = 64,14 \times 10^{-3} \quad (3.33)$$

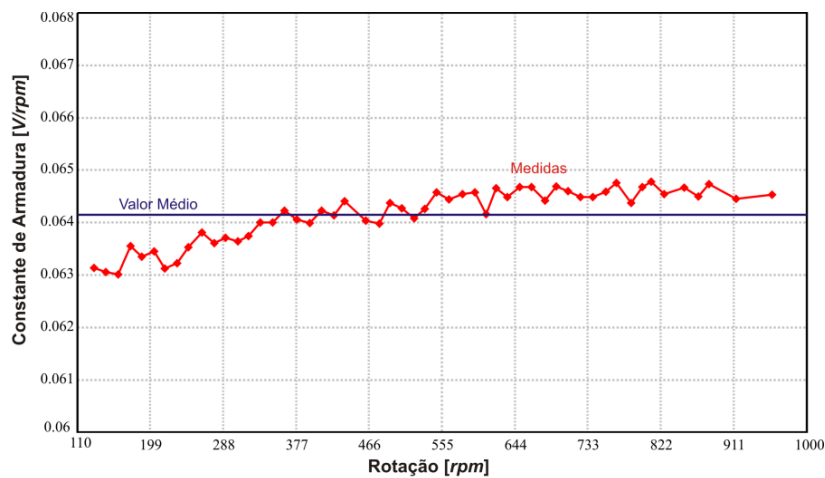


Figura 3.11 – Dados do ensaio a vazio para obtenção da constante de armadura do gerador utilizado.

### 3.4.2 Ensaio para determinação da resistência

Para se obter a resistência interna de armadura ( $R_s$ ) utilizou-se, a princípio, uma “*ponte de medidas*” e mediram-se as resistências vistas nos terminais da máquina, tomados de dois em dois (RS, ST e RT), como no circuito equivalente da Figura 3.8 e fez-se a subtração da resistência interna da ponte. Como cada medida representa a ligação em série de duas resistências, e assumindo que cada fase possui a mesma resistência, o valor de  $R_s$  será a metade do valor medido, e o valor aceito como real para a máquina será a média dos valores medido. Assim, tem-se a expressão (3.34), onde  $r_p$  é resistência dos cabos de medição que devem ser excluídas.

$$R_s = \frac{1}{3} \left[ \left( \frac{R_{RS} - r_p}{2} \right) + \left( \frac{R_{ST} - r_p}{2} \right) + \left( \frac{R_{RT} - r_p}{2} \right) \right] \quad (3.34)$$

Substituindo-se os valores medidos em (3.34) encontra-se uma resistência interna dada por (3.35).

$$R_s = 0,732\Omega \quad (3.35)$$

Porém, essa resistência obtida não leva em consideração a máquina operando com corrente; logo, não há aquecimento envolvido e, assim, como a resistência tende a mudar com o aumento de temperatura, esta não pode ser considerada como resistência da máquina, mas é uma boa aproximação. No entanto, para ser mais coerente, foi realizado um segundo ensaio, como sugerido por [14]. O ensaio consiste basicamente em aplicar uma tensão contínua em um dos terminais da máquina, de modo a injetar corrente nominal. Assim, conhecendo-se a corrente injetada, mede-se a queda de tensão diretamente nos terminais, obtendo-se, pela expressão (3.36), a resistência de armadura, sendo o valor obtido apresentado em (3.37).

A Figura 3.12 apresenta o diagrama esquemático das ligações efetuadas (A) e o circuito equivalente do ensaio (B). As tensões alternadas apresentadas são nulas, pois não há rotação, já que uma corrente contínua aplicada na bobina do estator gera um campo



magnético oposto ao gerado pelos ímãs, de modo que há uma frenagem muito forte devida à ação deste campo.

$$R_s = \frac{1}{2} \frac{V_{\text{linha}}}{I_{\text{Linha/Fase}}} \quad (3.36)$$

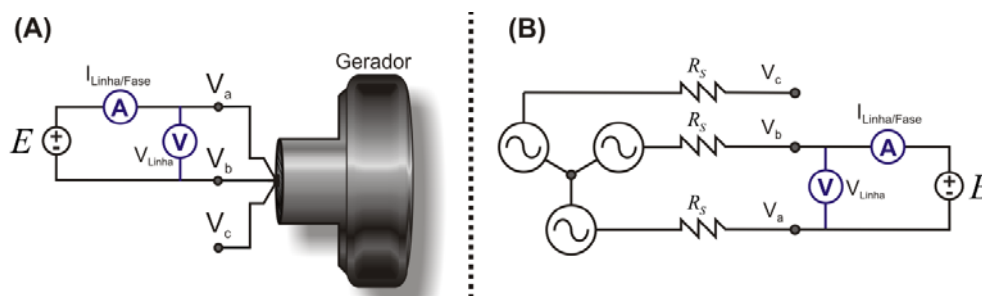


Figura 3.12 – Esquema para realização do ensaio de obtenção da resistência (A) e circuito equivalente (B).

$$R_s = 0,92\Omega \quad (3.37)$$

Comparando o resultado obtido no segundo teste com o do primeiro, nota-se um aumento significativo da resistência, já que, ao operar com corrente nominal, o aquecimento da bobina faz com que haja aumento de resistência, o que implica em maiores perdas da máquina. O ensaio foi realizado, fazendo-se  $n$  medidas, alternando-se as *linhas* e posteriormente encontrando-se a média para se obter um valor mais homogêneo para as diferentes fases. Mesmo sendo esta a resistência para operação nominal da máquina, será a resistência de armadura considerada, por se tratar do pior caso.

### 3.4.3 Ensaio de curto circuito

Para obter o valor da indutância síncrona ( $L_s$ ), realizou-se o ensaio de curto-circuito, seguindo o esquema apresenta na Figura 3.10-B. O procedimento realizado consistiu em aplicar um determinado número de rotações conhecidas na máquina e mediu-se a corrente de curto circuito para cada uma dessas rotações. Da expressão (3.2), é possível obter a frequência elétrica dessa corrente. Conhecendo-se a constante de armadura, obtida no ensaio a vazio, encontram-se as tensões de fase para as rotações aplicadas, substituindo estas rotações na expressão (3.11).

A indutância é então obtida pela expressão (3.38), onde a impedância síncrona ( $Z_s$ ) é dada pela expressão (3.39). A resistência interna utilizada foi a apresentada na expressão (3.35), mesmo sendo esta menor do que a considerada para o circuito equivalente, já que o objetivo é encontrar a “pior” indutância (indutância maior), para considerá-la como indutância síncrona para utilização na simulação do modelo.

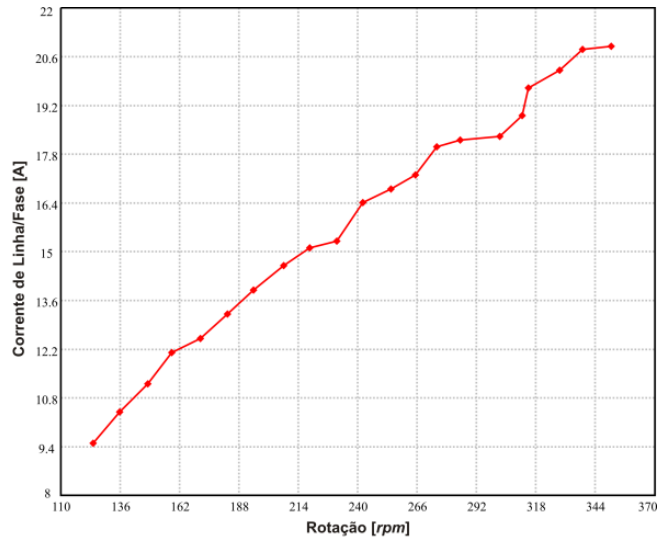


Figura 3.13 – Corrente linha *versus* rotação do eixo.

$$L_s = \frac{\sqrt{Z_s^2 - R_s^2}}{2\pi f_g} \quad (3.38)$$

$$Z_s = \frac{E_f}{I_L} \quad (3.39)$$

A Figura 3.13 apresenta a curva da corrente com a variação da rotação do eixo, o que demonstra, também, a boa regulação da máquina. Já a Figura 3.14 mostra a variação da indutância pela frequência, sendo que o valor médio dessa curva é o valor da indutância síncrona que será considerado. Vale lembrar que, pelo que foi apresentado anteriormente, as indutâncias de eixo direto e em quadratura são consideradas iguais a esta. O valor obtido nos ensaios, arredondado para cima, é apresentado na expressão (3.40).



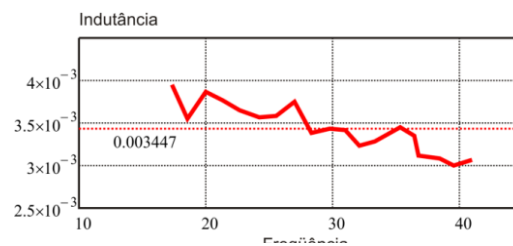


Figura 3.14 – Variação da indutância com a frequência.

$$L_S = L_a = L_{ad} = L_{aq} = 3,5mH \quad (3.40)$$

### 3.4.4 Curvas de potência e rendimento

Ligando à saída do gerador, uma ponte retificadora e posteriormente, um banco de baterias conhecidos, podemos, ao aplicar rotações conhecidas, obter o rendimento aproximado da máquina medindo-se a potência mecânica ( $P_m$ ) aplicada e a potência elétrica gerada ( $P_e$ ) e substituindo esses dados na expressão do rendimento ( $\eta$ ), dada por (3.41).

$$\eta = \frac{P_e}{P_m} \quad (3.41)$$

Devido à necessidade de se fazer medidas de potência mecânica no eixo de rotação, o que só é possível com instrumentos específicos, este ensaio não foi realizado, mas os dados de ensaio análogo ao mesmo modelo de gerador foram obtidos de [19], e então foram traçadas as curvas de potência mecânica e elétrica apresentadas na Figura 3.15-A e a curva de rendimento vista na Figura 3.15-B. Dos gráficos apresentados, podemos observar que o melhor rendimento da máquina encontra-se na região de baixa rotação, já que há muitas perdas na impedância interna quando há rotações maiores.

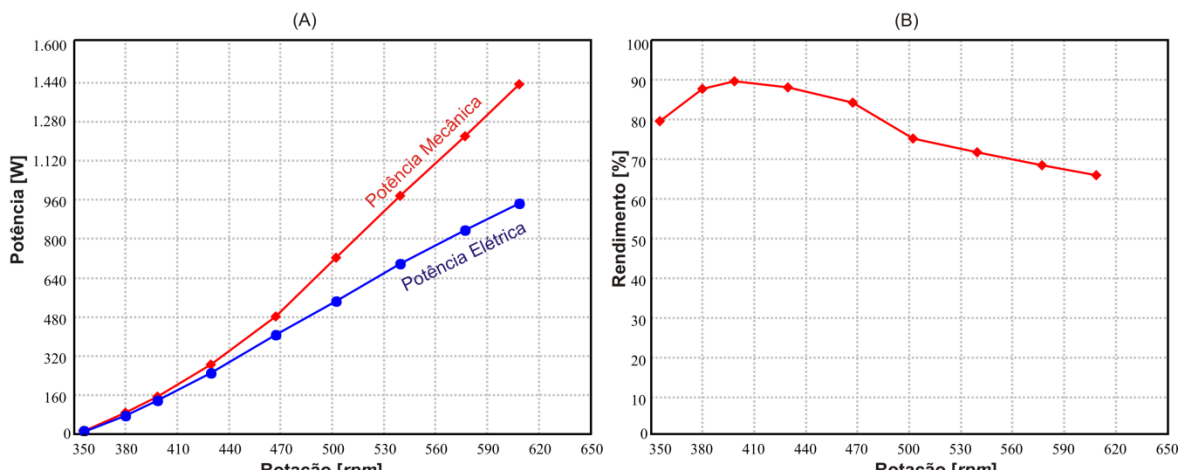


Figura 3.15 – Ensaio de potência e rendimento do sistema fornecidos pelo fabricante.

### 3.4.5 Formas de onda experimentais

Para concluir a análise experimental do gerador são apresentadas as curvas de tensão a vazio, Figura 3.16-A, e corrente de curto, Figura 3.16-B, para uma determinada rotação. Observa-se que ambas são senóides bem definidas com baixa distorção.

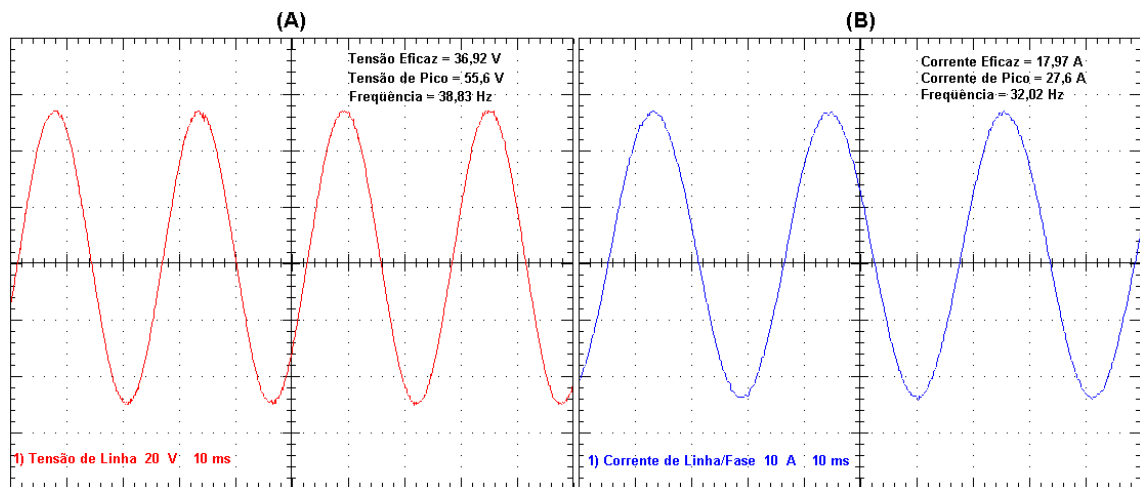


Figura 3.16 – Tensão a vazio (A) e Corrente de curto (B) experimentais.

### 3.5 Modelo de simulação

As equações elétricas que regem o funcionamento da máquina síncrona a ímã permanente podem ser simuladas a partir de componentes elétricos, gerando, assim, um bloco onde a entrada será um torque mecânico e a saída uma tensão trifásica senoidal. No *software* de simulação utilizado, esse bloco já faz parte da biblioteca e é apresentado na Figura 3.17-A com seus respectivos parâmetros a serem preenchidos, como na Figura



3.17-B, onde se destacam a resistência série equivalente ( $R_s$ ), as indutâncias de eixo direto ( $L_d$ ) e em quadratura ( $L_q$ ), o número de pólos ( $p$ ), a razão da tensão de pico de linha pela constante de geração da máquina a uma velocidade de  $1000 \text{ rpm}$  ( $V_{pk}/k_{rpm}$ ), o momento de inércia ( $J_g$ ) em  $[K_g \cdot m^2]$  e a constante de tempo mecânica ( $\tau_{mec}$ ), sendo que os dados principais são obtidos dos ensaios da máquina, como explicado anteriormente.

O momento de inércia do conjunto não pôde ser medido em razão de a instalação da turbina ter sido feita anteriormente ao início da pesquisa; porém, como será visto posteriormente, a mesma poderá ser estimada pelo próprio funcionamento do método que será exposto. Para efeito de simulação e projeto, será utilizado o momento de inércia obtido para turbinas do mesmo estilo e modelo apresentados por [31] e [32]. Já a constante de tempo mecânica será considerada nula, para simplificar o modelo e análise.

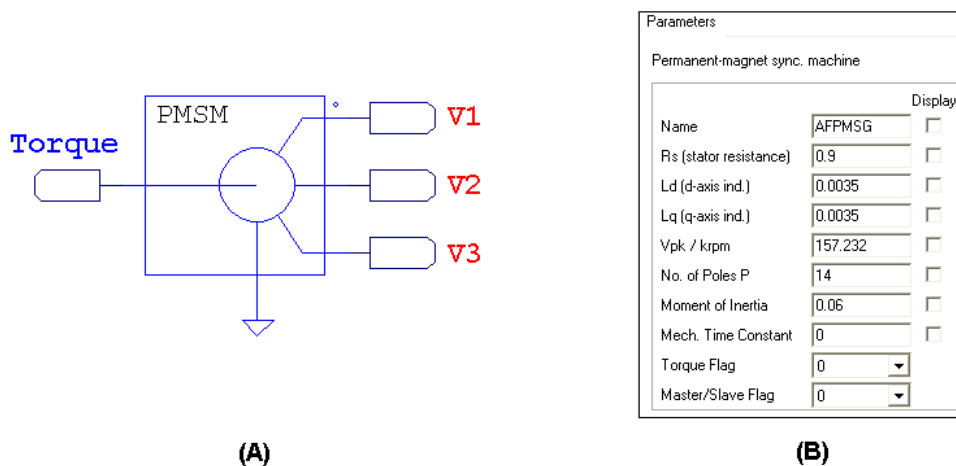


Figura 3.17 – Modelo de máquina síncrona a ímã permanente.

Considerando-se a velocidade do vento representada, idealmente, por uma fonte de tensão contínua, o bloco de reprodução do torque mecânico explicado no Capítulo 2 e a apresentação do modelo de máquina, faz-se necessário, agora, acoplar tal sistema mecânico, representado por variáveis elétricas respeitando-se as características inerciais, para posterior ligação à ponte retificadora, baterias e conversores estáticos. Porém, antes disso, é necessário compreender o funcionamento do *software* de simulação no que diz respeito à interligação de blocos desta espécie.

Basicamente, é feita uma analogia entre a dinâmica de um sistema mecânico e a dinâmica de carga de um capacitor, ou seja, sendo o torque expresso por (3.42), podemos compará-lo à corrente em um capacitor que é dada por (3.43). Assim, a corrente será equivalente ao torque, o momento de inércia à capacitância do capacitor e a derivada da velocidade rotacional análoga à derivada da tensão. Tal analogia dinâmica também foi utilizada por [31] em simulação no mesmo *software*.

$$T = J \frac{d\omega}{dt} \quad (3.42)$$

$$I_c = C \frac{dV_c}{dt} \quad (3.43)$$

Um sistema mecânico acoplado, como uma turbina e um gerador, por exemplo, podem ser representados pela Figura 3.18-A, e sua equação equivalente será dada pela expressão (3.44).

$$T_r - T_g = (J_r + J_g) \frac{d\omega_m}{dt} \quad (3.44)$$

Onde:

- $T_r$  → Torque mecânico do rotor eólico;
- $T_g$  → Torque mecânico do gerador elétrico;
- $J_r$  → Momento de inércia do rotor eólico;
- $J_g$  → Momento de inércia do gerador elétrico;
- $\omega_m$  → Velocidade mecânica no eixo comum.

Fazendo a analogia proposta, teremos o circuito elétrico da Figura 3.18-B com a equação característica dada por (3.45).

$$I_r - I_g = (C_r + C_g) \frac{dV_m}{dt} \quad (3.45)$$

Onde:



- $I_r$  → Corrente produzida pelo circuito elétrico do rotor eólico que representa o torque mecânico do rotor;
- $I_g$  → Corrente produzida pelo circuito elétrico do gerador que representa o torque mecânico do gerador elétrico;
- $C_r$  → Capacitor com capacitância equivalente ao momento de inércia do rotor eólico;
- $C_g$  → Capacitor com capacitância equivalente ao momento de inércia do gerador elétrico;
- $V_m$  → Tensão no nó de acoplamento que representa a velocidade mecânica rotacional do eixo comum.

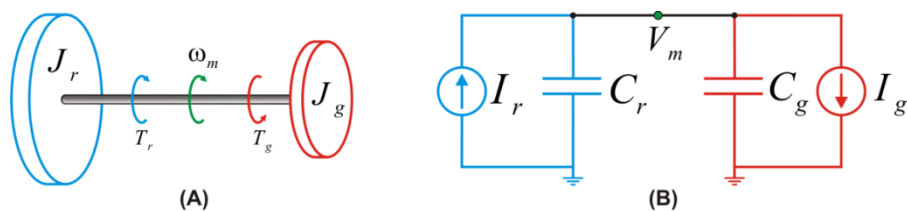


Figura 3.18 – Equivalência entre dinâmica inercial e elétrica.

A Figura 2.19 tem em sua saída o torque mecânico representado por uma tensão elétrica. Assim, há a necessidade de transformá-lo em uma corrente e adicionar o momento de inércia do rotor para que possa ser utilizada a analogia proposta. Para isso, convencionou-se o uso de um resistor de valor unitário em série com uma fonte de corrente controlada por corrente que será ligada em paralelo a um capacitor com valor de capacitância igual ao momento de inércia do rotor.

O circuito interno do bloco do gerador, segundo [33], já utiliza o modelo baseado na dinâmica capacitiva apresentada; logo, basta acoplar o circuito equivalente da Figura 3.17 ao bloco da Figura 2.19 com a equivalência inercial, como apresentado na Figura 3.19.

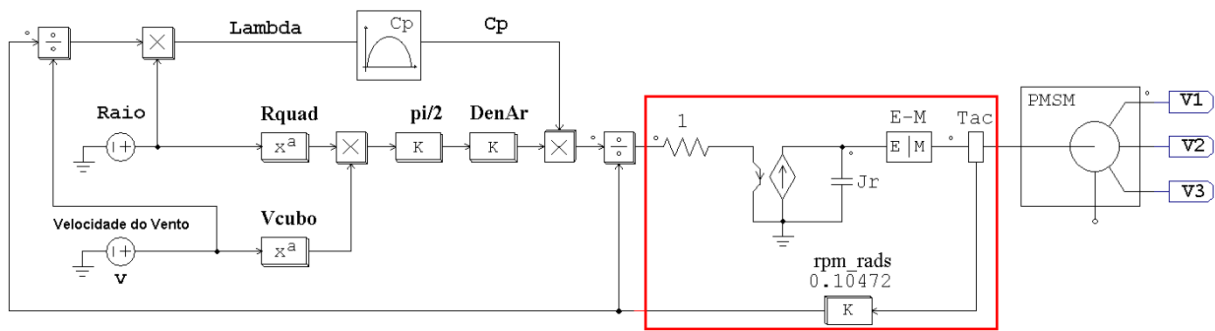


Figura 3.19 – Acoplamento entre os sistemas.

O bloco “E-M” da Figura 3.19 é uma interface de acoplamento eletromecânico necessária para o acoplamento, mas que não interfere no diagrama de blocos; já o bloco “Tac” representa um sensor de velocidade rotacional (tacômetro), e sua medida, em rotações por minuto, é convertida através do ganho apropriado para radianos por segundo e realimenta o sistema elétrico equivalente do rotor eólico, como já comentado anteriormente. Destaca-se, ainda, a necessidade de um valor inicial de tensão no capacitor  $J_r$ , para que o sistema inicie o funcionamento, já que o modelo todo é realimentado e não leva em consideração parâmetros de partida. A ligação interna do gerador utilizado é em estrela sem neutro; logo, o ponto neutro do modelo de simulação do gerador não é ligado.

Realizada a integração dos blocos, o sistema de uma turbina eólica com gerador síncrono a ímã permanente é concluído e, assim, para cada velocidade de vento será entregue uma potência elétrica na saída do gerador, dependente da carga ligada nesse gerador. Como explicado, a carga elétrica ligada nele gerará um torque elétrico na máquina que, por sua vez, irá gerar um torque mecânico no eixo, oposto ao que está sendo gerado pelo vento. A diferença entre eles, associada aos momentos de inércia, fará com que a rotação da máquina opere em um determinado ponto, transferindo então para o sistema a potência correspondente a essa rotação, de acordo com o gráfico da Figura 2.18. O modelo completo da dinâmica do rotor deveria levar em conta, ainda, o coeficiente de atrito do gerador ( $B$ ), sendo a equação completa dada por (3.46).

$$T_r - T_g - B\omega_m = (J_r + J_g) \frac{d\omega_m}{dt} \tag{3.46}$$



O modelo formalizado será utilizado em todas as simulações, e as conclusões prévias à prática serão baseadas nos resultados fornecidos por tal modelo. Portanto, cabe lembrar que efeitos de turbulências e outras não idealidades do modelo eólico e do AFPMSG não são levados em conta. Outro ponto não considerado é condizente à partida do sistema, como já citado, sendo que, se a entrada que representa o vento for cessada e a inércia do movimento acabar, o sistema simulado não irá reiniciar quando nova entrada de vento for inserida, a menos que se façam outras modificações no modelo. As formas de onda de simulação do modelo e comparações com o modelo real serão apresentadas no Capítulo 5.

# CAPÍTULO 4

---

## ARMAZENAMENTO DE ENERGIA E BATERIAS

**E**m sistemas elétricos de geração e consumo de energia isolados, ou seja, onde não há interconexão com a rede elétrica de distribuição, o fornecimento de energia deve ser constante, já que variações na tensão acarretam danos e mau funcionamento aos diversos equipamentos ligados a esse tipo de rede. Logo, nos sistemas de geração eólica isolados, devido à existência de variações do vento com conseqüente variação da tensão, há a necessidade de se armazenar a energia em algum dispositivo que possa manter os níveis de tensão dentro de uma pequena faixa de variação para posterior alimentação das cargas e inversores. Lembrando que quando há interconexão com rede objetivando injetar corrente nesta e/ou suprir cargas locais que compartilham a alimentação com a rede, o sistema de armazenamento constante e intermitente pode ser substituído pela forma clássica de armazenamento temporário, no caso, os capacitores.

Apesar de a energia elétrica ser a mais nobre dentre as energias existentes, pela facilidade de ser convertida nas mais diversas formas de energia, ela possui a grande desvantagem de seu armazenamento em grande escala ser extremamente complicado. Há diversos meios de “armazenar”, indiretamente, a energia elétrica, e os mais conhecidos são:

- Baterias eletroquímicas;
- Flywheels;
- Ar comprimido;
- Bobinas condutoras;
- Bombeamento de água para reservatórios em grande altitude;
- Produção de Hidrogênio, entre outros.

A solução convencional e mais utilizada, porém, são as baterias eletroquímicas, já que são a forma mais concretizada e barata em comparação às outras, com menor





volume, facilidade de transporte e por possuir uma eficiência em torno de 85 a 90 por cento.

Bateria é um elemento que armazena energia elétrica na forma química potencial, em reações de oxidação e redução, podendo ser entendida como a associação de entidades menores conhecidas como *células eletroquímicas*. Os três elementos básicos que a compõem são dois eletrodos, um deles sendo o ânodo e outro o cátodo, ambos imersos em um eletrólito onde ocorrerão as reações químicas. Cada célula é capaz de fornecer uma determinada quantidade de energia com uma tensão específica; Logo, a associação das células eletroquímicas por combinações em série e paralelo formam a bateria, e isso é feito para atender aos requisitos de tensão e corrente desejados.

Há dois tipos básicos de baterias: a bateria primária e a bateria secundária. A primeira converte a energia química em energia elétrica, sendo a reação não reversível, e a bateria, depois de descarregada, é descartada; por esta razão, ela é usada em aplicações que necessitam de alta densidade de energia durante pouco tempo. As baterias secundárias, porém, são o tipo mais utilizado e conhecido e também são conhecidas como recarregáveis, nas quais a reação química é reversível, ou seja, depois de descarregada ela pode ser recarregada pela injeção direta de corrente em seus terminais externos.

Na carga e descarga das baterias recarregáveis, uma pequena fração da energia é convertida em calor devido à resistência interna, já que a bateria não é uma “fonte” ideal de energia. O potencial elétrico armazenado por uma bateria é de baixa ordem e de alguns poucos volts, (9V, 12V, 24V). Já a capacidade é denotada por ( $C$ ) e é medida em Ampères-Hora ( $Ah$ ) e pode ser de alta ordem, sendo definida como a corrente máxima que uma bateria pode fornecer continuamente por “ $n$ ” horas, sem inutilizá-la.

Quanto aos tipos de baterias existentes, elas podem ser divididas de duas formas, pela aplicação (finalidade de utilização) e construção (como são constituídas). A maioria das baterias é utilizada em aplicações automotivas, transporte marítimo e baterias para ciclo profundo. As principais formas de construção são com líquido (água, ácido), gel ou **AGM** (*Absorbed Glass Mat* – semelhante a uma fibra de vidro), como apresentado por [34].

As baterias de ciclo profundo são utilizadas em aplicações em que se deseja energia por tempos maiores, permitindo descargas de até 80%, várias vezes. Por esta razão, são as utilizadas em sistemas eólicos de pequeno porte. Outras aplicações conhecidas para esse tipo de bateria ocorrem em empilhadeiras elétricas, veículos de tração, alimentação de emergência, entre outras.

O índice de capacidade de uma bateria é estabelecido em termos da tensão média durante a descarga e capacidade em  $Ah$  que ela possa suprir antes de haver queda de tensão. O produto de  $C$  e  $V$  é a potência em watts-hora que uma bateria pode entregar na sua condição de plena carga. Um parâmetro conhecido como estado de carga (*State of Charge*) (**SOC**) da bateria para certo tempo é dado por (4.1) como em [11].

$$SOC = \frac{\text{Capacidade remanescente [Ah]}}{\text{Índice C [Ah]}} \quad (4.1)$$

Outros parâmetros importantes relativos às baterias são a *curva de descarga*, a *auto descarga* e a *vida útil*, como citado por [35]. O efeito memória também é relevante e consiste na tendência da bateria “lembrar” da tensão na qual entregou a máxima capacidade no passado.

#### 4.1 Bateria de Níquel-Cádmio ( *NiCd* )

A bateria de níquel-cádmio possui um eletrodo positivo feito de cádmio e outro negativo feito de hidróxido de níquel, sendo esses separados por separadores de *Nylon*<sup>®</sup> e um eletrólito de hidróxido de potássio em um invólucro de aço inoxidável. Com a metade do peso de uma bateria de chumbo-ácido e por ser selada, a bateria de níquel-cádmio é muito usada por consumidores que exigem potência e maior poder de recarga. Possui efeito memória, o que é indesejado, pois degrada a capacidade se não for usada por longo tempo.



## 4.2 Bateria Níquel-Metal Hydride ( *NiMH* )

É uma extensão da bateria anterior, com um aperfeiçoamento na densidade de carga. O ânodo é feito de hidreto de metal. Tem como vantagem não possuir efeito memória e não possuir cádmio na sua composição, o que agride menos o meio ambiente. Como desvantagens, não é capaz de suprir altos picos de potência, possui alta taxa de descarga e é suscetível a danos durante a carga, além de ser a mais cara no momento. Porém, como é muito propensa a ser usada no setor automotivo, espera-se que futuramente o seu custo diminua com conseqüente aumento da sua tecnologia.

## 4.3 Baterias Lítio-Íon

É uma tecnologia relativamente nova e oferece três vezes mais densidade de energia do que as baterias de chumbo-ácido. Essa bateria possui células com tensão maior, em torno de  $3,5V$  contra  $2V$  das de chumbo-ácido e  $1,2V$  das demais baterias, assim necessitando de menos células para fornecer a mesma tensão final da bateria, quando comparada às outras, o que diminui o seu peso e volume. Como aspecto negativo dessa bateria, destaque-se o fato de o eletrodo de lítio se deteriorar com facilidade durante os processos de carga o que exige circuitos mais elaborados para tal ação. O alto custo e a baixa vida útil também colaboram para o pouco uso.

## 4.4 Bateria Lítio-Polímero

Consiste em uma bateria com eletrólitos de polímero sólido, sendo construída com um filme metálico de Lítio unido por finas camadas deste eletrólito. É pouco utilizada devido à baixa eficiência já que, como possui eletrólito sólido, a reação química é menor.

## 4.5 Bateria Zinco-Ar

Bateria muito interessante, mas pouco versátil, possui um eletrodo negativo de zinco, um eletrólito de hidróxido de potássio e um eletrodo positivo de carbono, que é exposto no ar. Durante a descarga, o oxigênio do ar sofre uma reação de redução no

eletrodo de carbono, enquanto o eletrodo de zinco sofre uma oxidação e assim há absorção de  $O_2$  que é convertido em íons de oxigênio que são transportados para o ânodo de zinco. Durante a carga essa bateria devolve oxigênio para o ar. A desvantagem dela é a necessidade de ar puro para a obtenção de um bom desempenho.

## 4.6 Bateria de Chumbo Ácido

A bateria de chumbo ácido (*lead-acid*) é a mais comum das baterias recarregáveis utilizadas hoje devido a seu alto desempenho e baixo custo, embora ela tenha a menor densidade de energia por peso e volume [11]. Foi inventada por *Gaston Planté* em 1860. Uma célula de bateria de chumbo-ácido consiste basicamente de dois eletrodos, sendo um de chumbo ( $Pb$ ) e outro de dióxido de chumbo ( $PbO_2$ ), separados por algum material poroso não condutor para evitar contato elétrico direto, ambos imersos em uma solução diluída de ácido-sulfúrico ( $H_2SO_4$ ). Esse “conjunto”, ou célula elementar básica, é associado em paralelo com  $n$  outras para a formação de uma célula da bateria, como esboçado na Figura 4.1. O dióxido de chumbo pode ser montado em folhas ou em grades, e, em uma bateria, todas as células podem ser imersas no mesmo eletrólito.

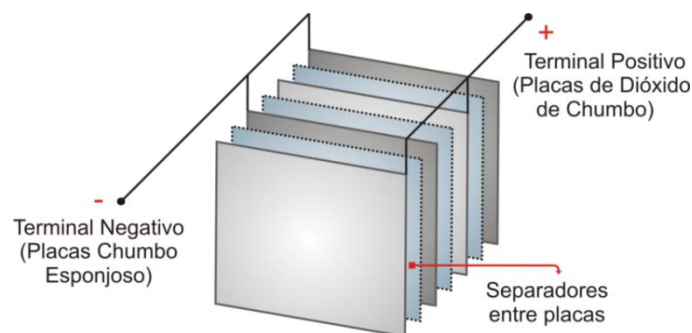


Figura 4.1 – Formação de uma célula de bateria de chumbo-ácido.

A ligação em série dessas células, devidamente separadas e acomodadas em um invólucro de polipropileno, com posterior preenchimento dos espaços com eletrólito líquido ou em gel, formam as baterias conhecidas, como pode ser visto no esboço de uma bateria real na Figura 4.2.



As maiores vantagens dessas baterias são a estabilidade e preservação das formas dos eletrodos, a conservação da simetria entre as placas positivas e negativas e a formação do mesmo produto nas reações de ambos os eletrodos.

Como desvantagem, os eletrodos possuem uma estrutura porosa complicada, onde uma série de parâmetros de natureza física estão envolvidos no processo de funcionamento das placas. Tais como: porosidade, área efetiva, distribuição dos poros, viscosidade do eletrólito, solubilidade do sulfato de chumbo, velocidade dos processos químicos, resistividade das massas ativas e das grades, perdas ôhmicas nas interfaces sólido-sólido e sólido-líquido [36]. Além de possuir variações no funcionamento em relação à temperatura de operação, que influenciam muito na durabilidade.

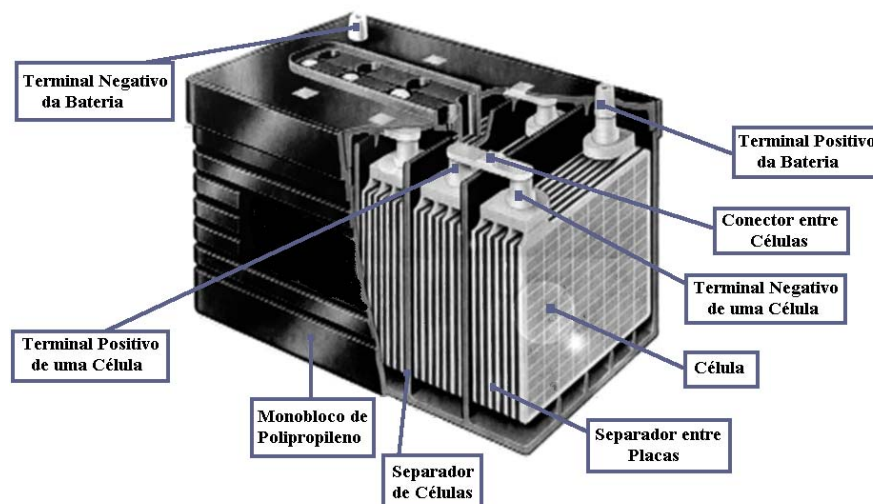


Figura 4.2 – Componentes de uma bateria real.

Outra grande desvantagem nesse tipo de bateria é a dificuldade de se determinar e manter o SOC. Porém, boa parte desses problemas pode ser solucionada com sistemas de monitoramento e controle sofisticados, juntamente com algoritmos de recarga com diferentes etapas controladas.

Outro problema relevante, mas de âmbito social, é que maior parcela do chumbo atualmente consumido no mundo destina-se à fabricação de acumuladores elétricos para diferentes fins. Devido à utilização desse material nas baterias, o descarte dessas no meio ambiente pode causar sérios riscos ambientais e à saúde humana. Por isso, quando essas baterias chegam ao final de sua vida útil, devem ser coletadas e enviadas para unidades de recuperação e reciclagem, garantindo que seus componentes perigosos fiquem

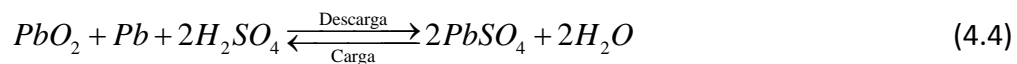
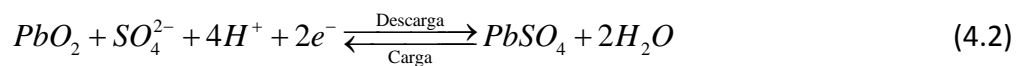
afastados de aterros e de incineradores de lixo urbano e que o material recuperado possa ser utilizado na produção de novos bens de consumo.

O recente progresso no desempenho das baterias de chumbo-ácido deve-se muito às técnicas de controle estatístico de qualidade, aplicados de forma a se ter produtos de maior qualidade. No entanto, pequenas diferenças nas condições de operação tendem a amplificar qualquer diferença existente na fabricação, principalmente quando se tem muitas baterias conectadas em série [34].

Para obter informações sobre o estado de carga de uma bateria, a tensão da mesma deve ser monitorada e comparada com alguns valores de base. Existem quatro estados principais a serem observados, como em [37] e também mostrados em [38], que serão apresentados posteriormente.

#### 4.6.1 Princípio de funcionamento

As reações químicas de redução e oxidação são apresentadas nas equações químicas (4.2) e (4.3) para os eletrodos positivo e negativo, respectivamente, sendo estas reações semi-reações globais que formam a reação global dada por (4.4).



No processo de descarga da bateria, ocorre, na placa negativa, uma reação entre o chumbo e o ânion ácido ( $SO_4^{2-}$ ) presente no eletrólito, sendo que o produto da reação é o sulfato de chumbo ( $PbSO_4$ ) mais a liberação de dois elétrons que circularão pelo resistor de carga, como pode ser visto na Figura 4.3. Na placa positiva, o óxido de chumbo ( $PbO_2$ ) reage com o ânion ácido ( $SO_4^{2-}$ ), com mais quatro íons  $H^+$  e com os dois elétrons vindos da placa negativa através do circuito externo, gerando como produtos o



sulfato de chumbo ( $PbSO_4$ ) e a água ( $H_2O$ ). A presença da água diminui a concentração de ácido no eletrólito, e conseqüentemente a tensão da bateria.

No processo de carga, a corrente elétrica circula em sentido oposto ao da descarga, e as reações também ocorrem de maneira inversa. Na placa negativa, o sulfato de chumbo ( $PbSO_4$ ) reage com os dois elétrons vindos de uma fonte externa, produzindo chumbo  $Pb$  e  $SO_4^{2-}$ . Na placa positiva, o sulfato de chumbo ( $PbSO_4$ ) reage com a água ( $H_2O$ ), produzindo novamente óxido de chumbo ( $PbO_2$ ), ânion ácido ( $SO_4^{2-}$ ), quatro íons  $H^+$  e mais dois elétrons que voltam à fonte, como também pode ser observado na Figura 4.3. Nesse processo, ácido sulfúrico é liberado para o eletrólito, aumentando a concentração de ácido e conseqüentemente a tensão da bateria.

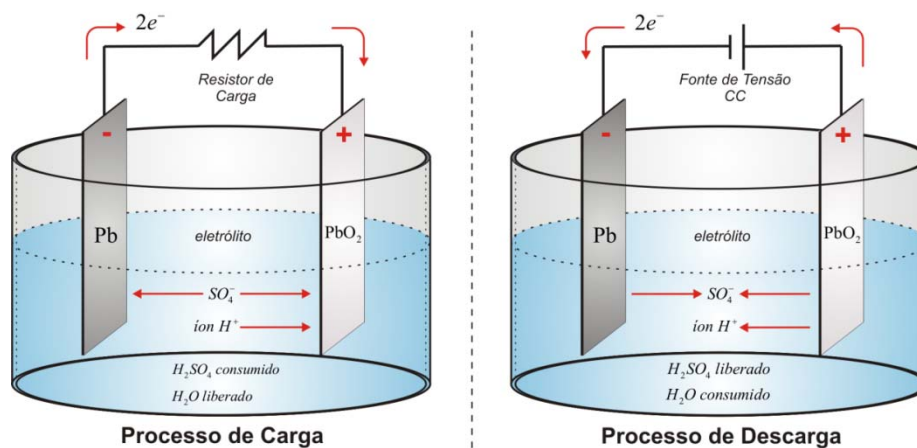
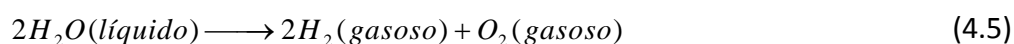


Figura 4.3 – Exemplificação dos processos de carga e descarga de uma bateria eletrolítica.

O processo de carga tem seu lado problemático, uma vez que pode haver uma reação comum de decomposição da água, como visto na equação química (4.5), ou seja, pode ocorrer formação de uma mistura gasosa potencialmente explosiva, sendo este mais um motivo para que a carga deva ser controlada.



Como há evaporação da água, faz-se necessária a complementação periódica com água pura nos tipos mais comuns de bateria. Para evitar isso, surgiram na década de 1970 as primeiras células *seladas*, que além de diminuir a evaporação dispõem também de um

composto catalítico que produz água se houver formação de hidrogênio e oxigênio durante o processo de carga. As baterias seladas têm um respiro, por onde os gases são expelidos, já que, se os gases fossem retidos dentro da bateria, com o tempo, o aumento de pressão faria a bateria explodir.

#### 4.6.2 Tensão de descarga ou de corte

A tensão de descarga ou de corte consiste na tensão em que a bateria é considerada descarregada. Uma descarga de profundidade maior causaria a danificação da bateria através do processo de sulfatação. Esse valor é da ordem de 1,75 Volts por elemento ( $V_{bat} < 1,75 \frac{V}{elemento}$ ).

#### 4.6.3 Tensão de flutuação ou normal

É a tensão de flutuação ou normal que mantém a bateria carregada. Ela faz-se necessária para compensar a reação de auto-descarga; logo, essa tensão deve ser grande o suficiente para evitar a auto-descarga, que diminuiria a capacidade da bateria, mas ao mesmo tempo não pode ser elevada em demasia, de maneira que haja uma corrente de flutuação muito alta e provoque o desgaste das placas e a redução da vida útil. Esse nível de tensão deve ser cuidadosamente escolhido. Para uma temperatura de 25°C, essa tensão é de 2,20 Volts por elemento ( $V_{bat} \approx 2,20 \frac{V}{elemento}$ ); no entanto, esse valor varia com a temperatura a um coeficiente de aproximadamente  $-5mV/°C$ .

#### 4.6.4 Tensão de equalização ou recarga

É na tensão de equalização ou recarga (tensão final de recarga) que a bateria passa do estado de recarga para o estado de flutuação. Esse valor depende da corrente de carga e da temperatura. Novamente, o coeficiente de variação com a temperatura é de aproximadamente  $-5mV/°C$ , e a tensão da bateria nessa condição está na ordem de 2,40V por elemento ( $V_{bat} \approx 2,40 \frac{V}{elemento}$ ).





### 4.6.5 Tensão de sobre-tensão ou sobrecarga

A partir desse nível de tensão ( $V_{bat} > 2.70 \frac{V}{elemento}$ ), a bateria encontra-se em sobrecarga. Portanto, deve-se, também, tomar cuidado para que a bateria não seja danificada por esse motivo.

### 4.6.6 Métodos de carga

Muitos são os métodos que podem ser utilizados para fazer a carga de uma bateria. Os tempos de carga variam de acordo com o método utilizado. Muitas vezes, é necessário monitoramento da tensão, da corrente e da temperatura da bateria. Dependendo dos valores que cada uma dessas variáveis assumirem, a vida útil da bateria pode ser comprometida.

Tendo isso em vista, o sistema de controle da carga deve atuar de maneira que essas situações indesejadas não aconteçam. Caso a temperatura não seja monitorada, a 25 °C teremos sucesso no processo de carga; porém, abaixo dessa temperatura, a carga não se completará. Já acima de 25 °C, o sistema ainda estará impondo uma condição de carga na bateria que já estará sendo danificada por sobrecarga [18].

Basicamente, existem três métodos principais de carga: métodos por corrente constante, tensão constante ou potência constante. Os métodos podem utilizar algoritmos que controlam tempos de aplicação de valores de corrente e tensão sobre a bateria. Esses métodos de carga também podem mudar com a variação de tais grandezas durante o monitoramento.

Existem vários algoritmos conhecidos para realizar a carga apropriada de baterias, dependendo da aplicação, conforme visto em [16] e [17]. Dentre esses, pode-se citar três tipos bem conhecidos:

- Método de carga com dois níveis de tensão;
- Método de carga com dois níveis de corrente;
- Método de carga com corrente pulsada.

### 4.6.7 Característica e modelagem do banco de baterias utilizado

Para a utilização no sistema proposto, foram escolhidas baterias do tipo chumbo ácido, produzidas por [39]. Foi montado um banco com quatro baterias estacionárias da família *Clean*, com tensão nominal de 12V e capacidade de 57Ah. Detalhes maiores podem ser vistos na tabela da Figura 4.4, segundo informações do catálogo do fabricante.


Modelo		12MF63
Tensão Nominal (V)		12
Capacidade a 25°C (Ah)	10h-1,75V/Elem	57
	20h-1,75V/Elem	63
	100h-1,75V/Elem	69
Dimensões(mm)	Comprimento	277
	Largura	175
	Altura	175
Peso (Kg)		16,4
Posição dos Terminais		
Tipos dos Terminais		Tipo "L"
Acessórios		Parafusos, arruelas e porcas sextavadas em aço inox
Tensão de Flutuação (V)		13,20 - 13,38 a 25°C
Tensão de Equalização (V)		14,20 - 14,40 a 25°C
Compensação de Temperatura		-0,33 V para cada 10°C acima de 25°C +0,33 V para cada 10°C abaixo de 25°C

Figura 4.4 – Especificações das baterias usadas, segundo o fabricante.

As principais características desse tipo de bateria são:

- Resistência a altas temperaturas;
- Compatibilidade com equipamentos eletroeletrônicos;
- Exclusiva tecnologia SPV;
- Melhor conectividade;
- Mantém a originalidade dos cabos de conexão;
- Facilidade e segurança no transporte e manuseio;
- Indicador visual do nível de carga da bateria.

A família MF (Flutuação), usada principalmente como energia de emergência, apresenta os principais usos em:

- NO-BREAKS/UPS;
- Telecomunicações;
- PABX;
- Centrais telefônicas;



- Iluminação de emergência e sinalização;
- Subestações elétricas;
- Alarmes e vigilância eletrônica;
- Hospitais.

O comportamento das baterias como elementos de circuitos elétricos é não-linear, dependendo da temperatura, da vida útil e do estado de carga da mesma. Por esse motivo, às vezes, é difícil estimar de maneira precisa os parâmetros internos desses dispositivos. Por outro lado, é possível utilizar modelos lineares capazes de representar o comportamento das baterias com aproximação suficiente para fins de projeto [38].

Várias técnicas de modelagem de baterias são conhecidas da literatura, como em [19], onde são apresentados os modelos ideal, linear e Thévenin, nessa mesma ordem de complexidade.

- **Modelo Ideal:** A bateria é representada através de uma fonte de tensão. Trata-se do modelo mais simples, em que não são considerados os parâmetros internos da bateria.
- **Modelo Linear:** Nesse modelo, é considerada também a resistência interna da bateria. O circuito elétrico equivalente passa a ser composto por uma fonte de tensão em série com uma resistência. Tanto a fonte de tensão quanto a resistência são funções do estado de carga e de outros parâmetros.
- **Modelo Thévenin:** É composto por uma fonte de tensão com o valor da tensão em circuito aberto da bateria, uma resistência interna e uma combinação paralela de um resistor e um capacitor. A combinação RC paralela representa o comportamento da tensão, adaptando-se lentamente às variações de carga.

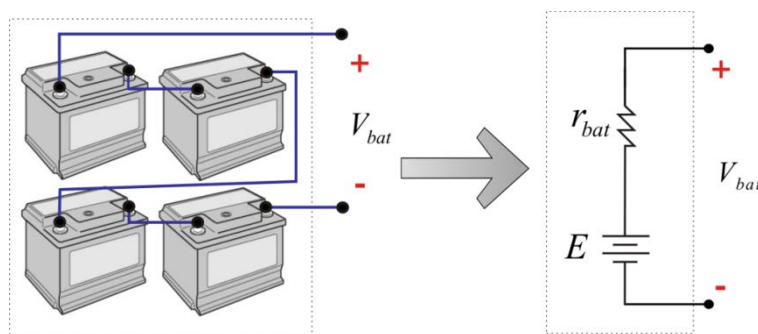


Figura 4.5 - Circuito equivalente de uma bateria para o modelo linear.

Por sua simplicidade, será utilizado como circuito elétrico equivalente do banco de baterias uma fonte de tensão em série com uma resistência, baseado no modelo linear descrito como pode ser visto na Figura 4.5.

Em [40] é apresentado um ensaio onde os parâmetros de um banco de baterias são estimados para os modelos ideal, linear e Thévenin. Com base no mesmo procedimento de laboratório, foi estimado o parâmetro relativo à parte resistiva a ser utilizado no modelo linear. Como o foco da pesquisa consiste do estudo e análise do sistema eólico de pequeno porte, o estudo mais profundo das características e parâmetros da bateria não serão realizados, bastando para efeito de simulação ter uma noção da resistência interna da bateria. O modo com que será efetuada a carga, nesse primeiro instante, não será contemplado, já que exigiria um esforço maior de pesquisa, sendo que será feito unicamente o monitoramento da tensão da bateria e o controle para que esta não ultrapasse a tensão de sobrecarga e não atinja tensões abaixo da tensão de descarga, mantendo-se então na tensão de equalização. O principal motivo, além do tempo despendido, para se ignorar os aspectos de carga é a tendência de haver interligação do sistema eólico, em um segundo estágio de pesquisa, com a rede elétrica, o que dispensaria o uso das baterias.

Para a determinação estimada da resistência interna do banco de baterias, carregou-se o mesmo até esse atingir a tensão normal (48V) e deixou-se o banco de baterias em aberto durante algumas horas para a estabilização completa da tensão. Após isso, uma carga resistiva foi conectada ao banco, enquanto a tensão sobre o mesmo era monitorada. As formas de onda de tensão e corrente de descarga sobre o banco de baterias, utilizada para estimar a resistência interna, são apresentadas na Figura 4.6.

Quando se dá a conexão de uma carga ao circuito equivalente utilizado, a tensão logo após a conexão sofre uma queda devido à resistência interna. Logo, conhecendo a diferença de tensão que há entre a tensão de circuito aberto e a tensão com carga e respectiva diferença de corrente, é possível obter a resistência estimada do banco de bateria pela equação (4.6).

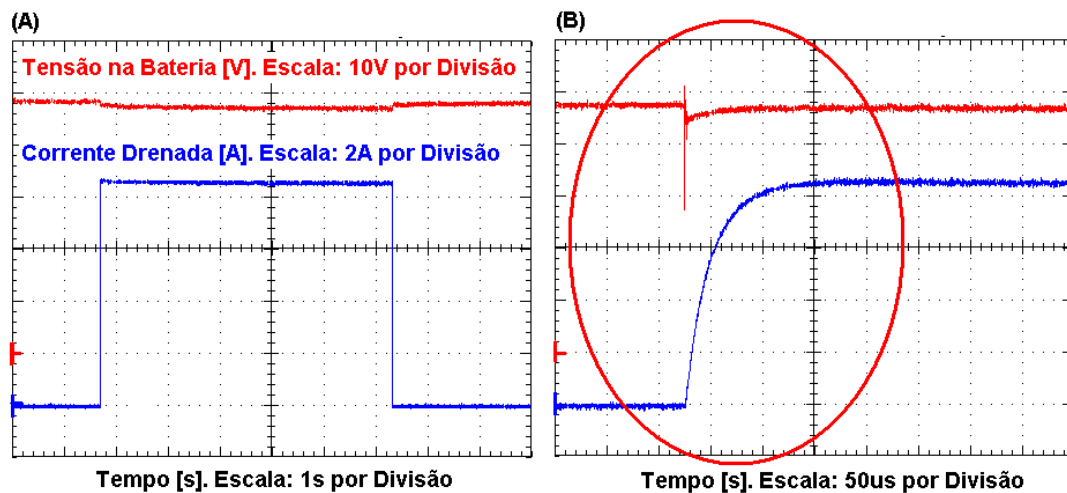


Figura 4.6 – (A) Tensão e corrente na bateria para determinação da resistência interna, (B) detalhe.

$$r_{bat} = \frac{\Delta V_{Bat}}{\Delta I_{Bat}} \quad (4.6)$$

O valor da resistência obtida no ensaio mostrado na Figura 4.6 é apresentado na em (4.7) e pode-se, deste modo, sabendo o número de baterias conectadas em série, estimar a resistência interna de cada bateria. Ainda na mesma figura, é possível observar um detalhe do momento em que a carga é ligada apresentando o comportamento que o modelo linear não leva em consideração, onde há um afundamento brusco de curta duração na tensão da bateria e crescimento de segunda ordem da corrente. Para as posteriores simulações do sistema eólico, em muitas vezes será desconsiderado o efeito da resistência interna para facilidade de compreensão deste, sendo unicamente levada em consideração na simulação final do protótipo implementado. Como já dito, o objetivo maior do presente capítulo foi a complementação do estudo do sistema eólico de pequeno porte e a compreensão básica dos elementos armazenadores de energia, sobretudo as baterias de chumbo-ácido.

$$r_{bat} = \frac{\Delta V_{Bat}}{\Delta I_{Bat}} = \frac{1,41V}{8,68A} = 162,44m\Omega \quad (4.7)$$

## CAPÍTULO 5

---

### SISTEMA EÓLICO DE PEQUENO PORTE CONECTADO DIRETAMENTE A UM BANCO DE BATERIAS

O modelo convencional usado comercialmente para a geração eólica de pequeno porte, principalmente em sistemas isolados, é baseado no gerador síncrono a ímã permanente de fluxo axial conectado a um banco de baterias através de uma ponte retificadora. A característica do sistema depende da combinação das características de cada elemento que o compõe.

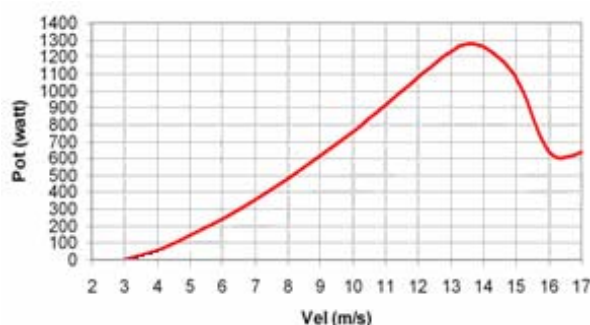


Figura 5.1 – Curva de potência do sistema Gerar 246 produzido por [19]. Fonte: <http://www.enersud.com.br>. Acesso em: 12 abr. 2008.

O sistema abordado e que será utilizado é baseado no gerador, explicado no Capítulo 3, e seu principal objetivo é o carregamento de um banco de baterias igual ao apresentado no Capítulo 4. A turbina, produzida por [19], possui controle de passo sincronizado, sendo que, para ventos a partir de 12,5 metros por segundo, esse controle é acionado mecanicamente, regulando assim o aumento da rotação, que continua aumentando, mas de modo controlado até 16  $m/s$  ( $57,6 k_m/s$ ). Acima dessa velocidade, a rotação é reduzida em  $2/3$  colocando o aerogerador em segurança mesmo que o vento venha a aumentar; nesse ponto a geração continua, mas em um nível menor. O



comportamento da potência para o aumento da velocidade do vento para esse sistema pode ser observado na Figura 5.1.

As partes básicas do aerogerador de pequeno porte são aquelas apresentadas no Capítulo 1, e podem ser mais bem visualizadas na Figura 5.2.

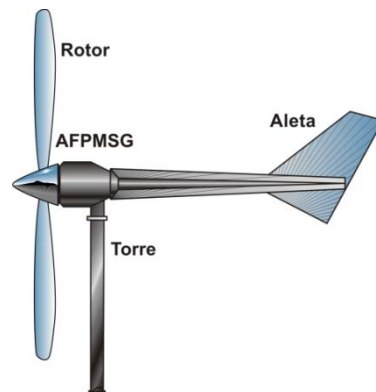


Figura 5.2 – Partes básicas de uma turbina de pequeno porte.

Sendo a ponte retificadora (ponte de *Graetz*) um conversor CA-CC não controlado, podemos interligar a turbina eólica, o AFPMSG, a ponte e o banco de baterias em série e assim representar o sistema por um diagrama de blocos, como apresentado na Figura 5.3. Ainda na mesma ilustração, podemos ligar nas baterias as cargas CC, não representadas, ou um inversor CC-CA e posteriormente as cargas CA, como pode ser observado.

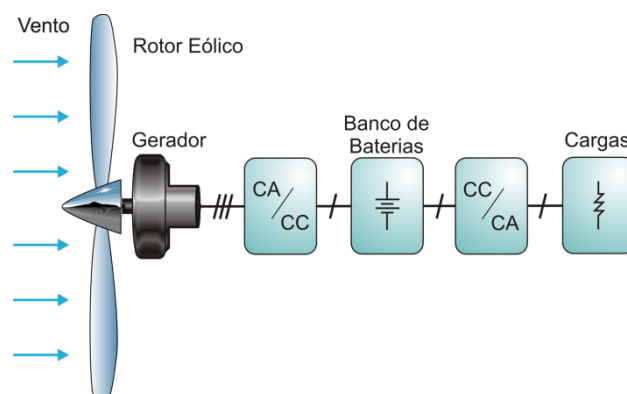


Figura 5.3 – Diagrama de blocos do sistema convencional.

Este sistema convencional não possui controle para ajustar a energia produzida pela turbina; logo, a potência entregue à bateria é ditada somente pela velocidade do vento e pela interação passiva dos vários componentes do sistema. A Figura 5.4 apresenta a turbina produzida por [19] e utilizada na presente pesquisa.



Figura 5.4 – Turbina eólica modelo GERAR 246 produzida por [19] e utilizada no projeto.

Um resumo dos principais dados técnicos referentes ao sistema eólico em questão pode ser visto na tabela da Figura 5.5, sendo que nesta encontram-se, ainda, os parâmetros da máquina elétrica ensaiados no Capítulo 3. Já a Figura 5.6 apresenta um circuito esquemático da ligação dos blocos do sistema, onde, por facilidade, representamos o gerador síncrono pelo seu circuito elétrico equivalente, mas sabendo que a tensão de fase desde é proveniente de uma rotação estabelecida pelas hélices sob ação do vento. O circuito comercial possui ainda três circuitos auxiliares, sendo o primeiro deles chamado de “freio”, pois se trata de um interruptor que faz um curto circuito entre as linhas do gerador de modo que a grande corrente que circularia pela máquina provoca uma ação de freio, mantendo o sistema inoperante.

Dados do Sistema Eólico Utilizado	
Diâmetro da Hélice	2,46m
Número de Pás	3
Velocidade de Partida	2,2m/s
Torque de Partida	0,3Nm
Controle de Velocidade	Estol Ativo
Proteção para Altas Velocidades	Controle de Passo
Potência (12,5 m/s)	1kW
Rotação Nominal	700rpm
Tensão de Linha (700rpm)(rms)	75V
Frequência (700rpm)(rms)	80Hz
Gerador	Síncrono Ímã Permanente
Topologia do Gerador	Fluxo Axial
Tipo de Ímã do Gerador	Neodímio-Ferro-Boro
Sistema Elétrico	Trifásico
Número de Pólos	14
Tensão de Saída (Baterias)	48V
Indutância Síncrona do Gerador	3,5mH
Resistência Série do Gerador	0,9Ω
Material Antioxidante	Alumínio/Inox

Figura 5.5 – Dados do sistema eólico utilizado.





Os outros dois circuitos auxiliares são parte do “controlador de carga” e consistem basicamente de um comparador por histerese que monitora a tensão da bateria e mantém as mesmas dentro dos limites estabelecidos pelo fabricante. Assim, quando houver tensão acima da máxima permitida, uma carga auxiliar é acionada de modo que a energia produzida pela turbina e parte da carga da bateria sejam descartadas. Já, se houver tensão inferior abaixo da tensão permitida, o sistema desconecta as cargas ligadas à bateria, mantendo a turbina ligada nesta para recarga.

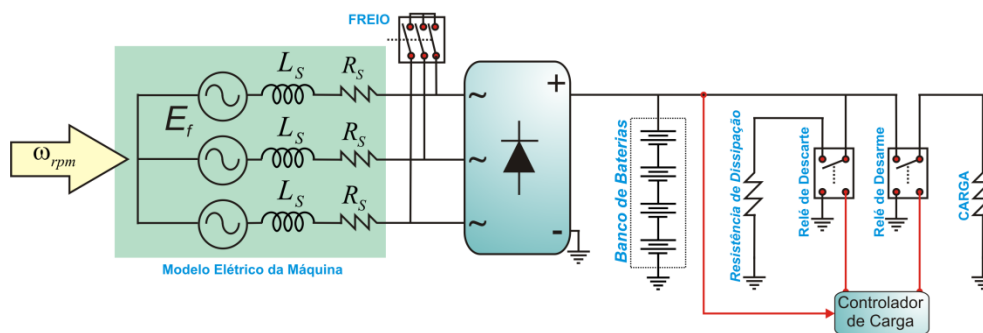


Figura 5.6 – Esquemático simplificado do sistema convencional.

## 5.1 Simulação do sistema convencional

Baseado no circuito esquemático da Figura 5.6 e tendo o modelo de simulação do sistema eólico já desenvolvido, podemos simular a ligação do sistema convencional e observar as principais formas de onda.

Este circuito de simulação é apresentado na Figura 5.7, utilizando-se todos os parâmetros já definidos. Para o exemplo em questão, considerou-se uma velocidade do vento de 10,5 metros por segundo. Os principais resultados obtidos são vistos na Figura 5.8, sendo elas a tensão e corrente na bateria, tensão e corrente de linha. Os circuitos auxiliares citados não foram levados em consideração na simulação, já que se tratam unicamente de proteções e não trazem conclusões úteis quanto ao comportamento do sistema.

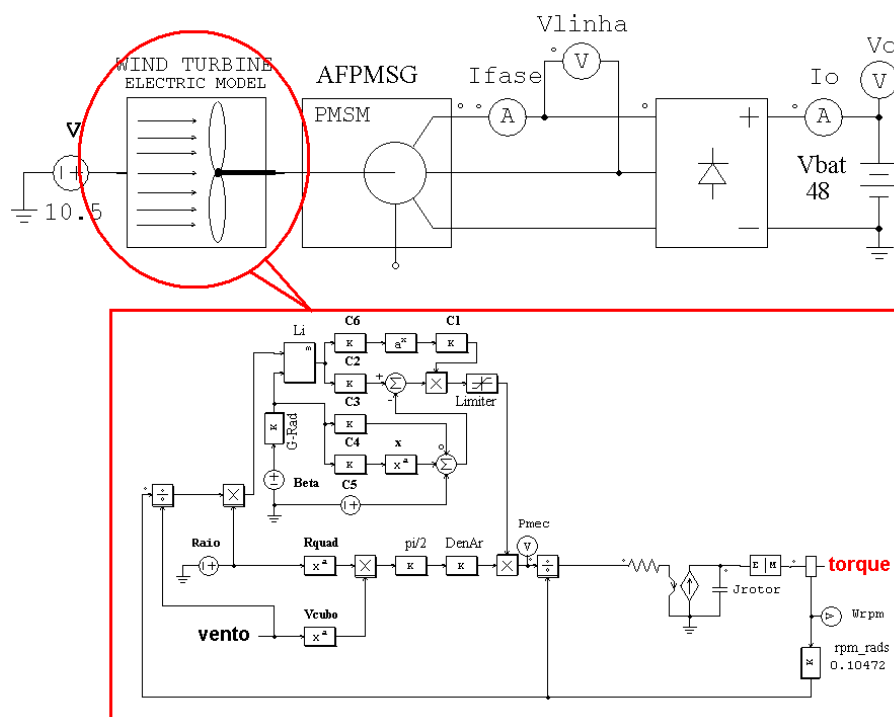


Figura 5.7 – Esquema de simulação do circuito convencional.

Observa-se na tensão de linha que há um grampeamento do pico desta, já que a tensão de saída é imposta; também se observa a ondulação de corrente injetada na bateria, com frequência igual a seis vezes a frequência da corrente de entrada, já que há retificação desta mediante o uso de uma *ponte de graetz*.

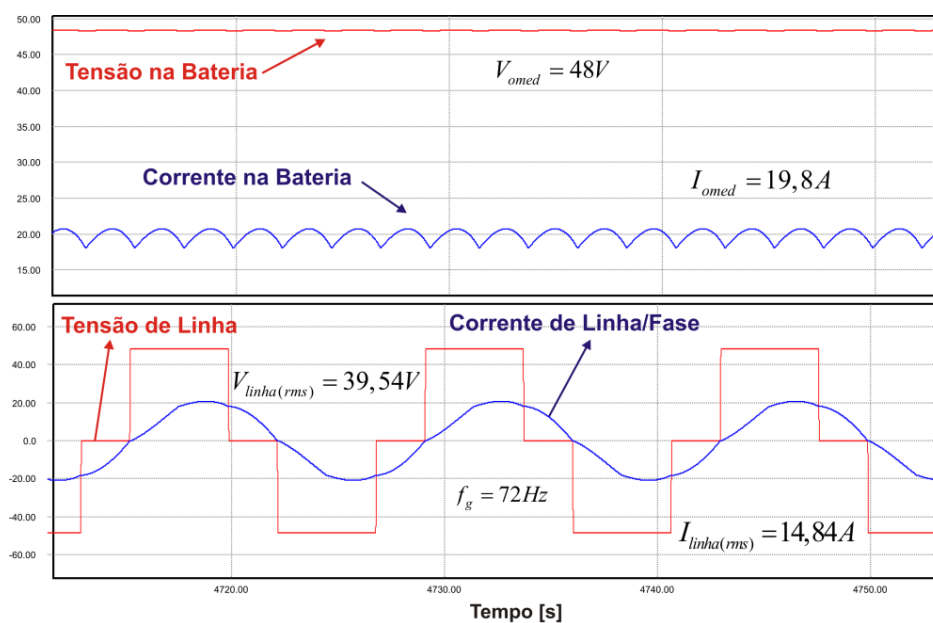


Figura 5.8 – Principais formas de onda do sistema convencional.



## 5.2 Ensaio Experimental do Sistema Convencional

Para verificar o comportamento e certificar o modelo de simulação fez-se um ensaio com o sistema real, onde o restante dos blocos da Figura 5.6 são apresentados na Figura 5.9. Como não é objetivo avaliar a estrutura inversora que gera um barramento CA de 220 volts para alimentação de cargas deste tipo, as formas de onda do inversor e este bloco não são analisados no sistema real e em simulação, ficando isto a cargo de trabalhos futuros.

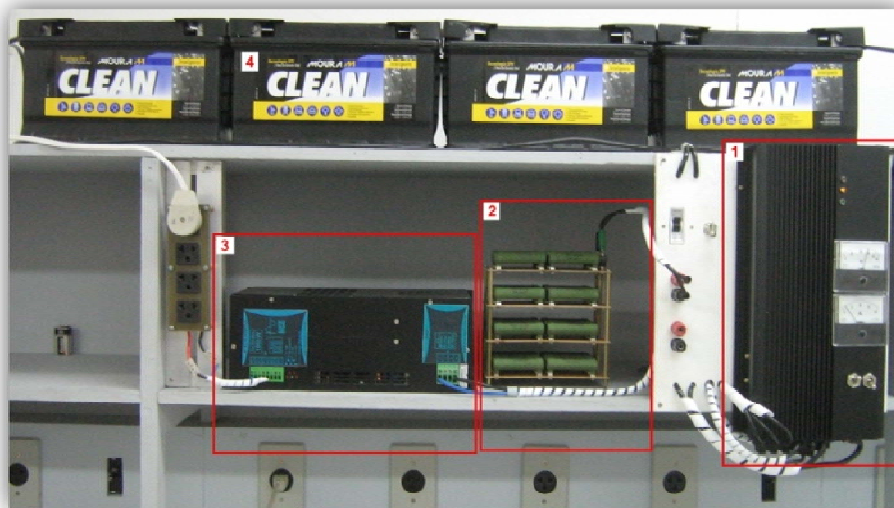


Figura 5.9 – Componentes do sistema convencional. (1) Controlador de carga, (2) resistência de descarte, (3) inversor 48CC-220CA, (4) banco de baterias.

Os resultados obtidos para uma dada velocidade de vento indeterminada, devido à falta de instrumentação, são apresentados na Figura 5.10 e Figura 5.11. Na simulação feita anteriormente, utilizou-se um vento de 10,5 metros por segundo, sendo que a escolha foi feita baseada no resultado do ensaio prático apresentado. Então, estima-se que o vento, apesar de não medido, está nesta faixa de grandeza.

As formas de onda e grandezas medidas assemelham-se muito com as simuladas, comprovando a veracidade do modelo de simulação proposto. Pequenas diferenças são observadas nas formas de onda, sendo essas devidas às não-idealidades dos componentes reais, sobretudo da ponte retificadora trifásica, e que não são levados em consideração na simulação.

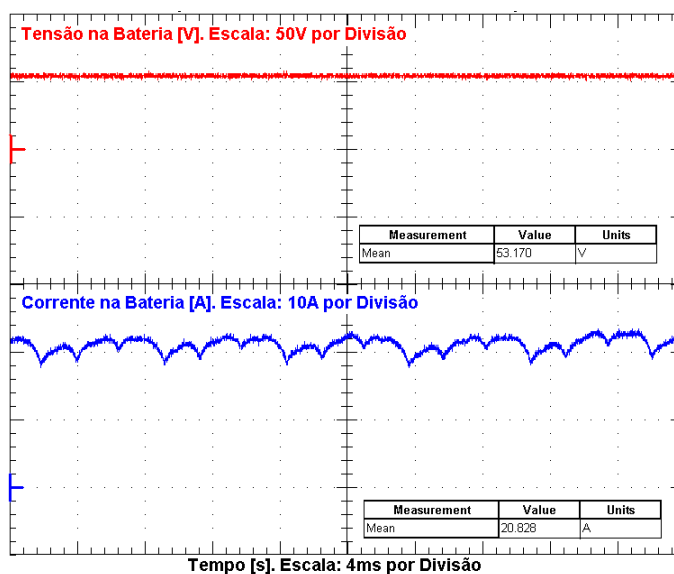


Figura 5.10 – Tensão e corrente na bateria.

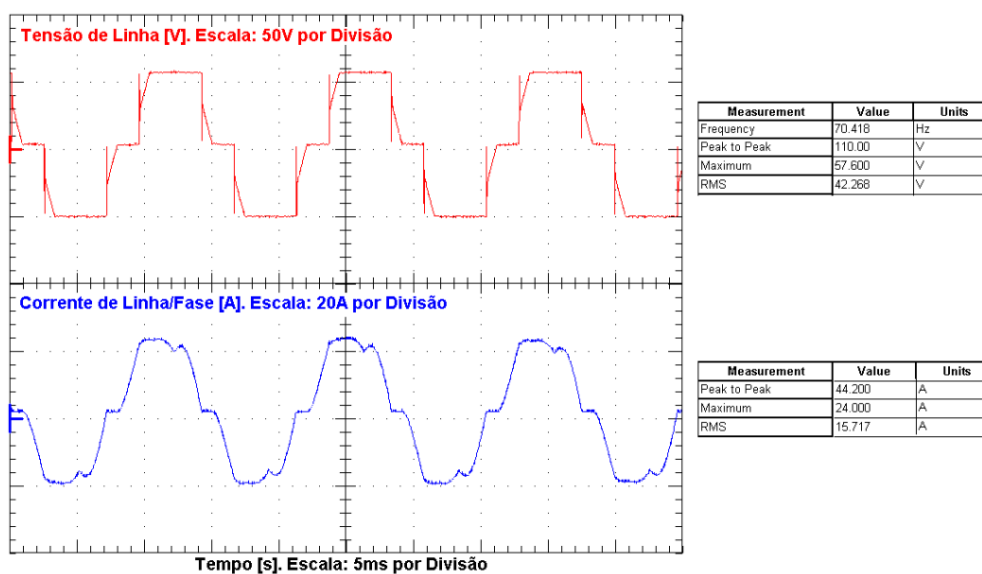


Figura 5.11 – Tensão de linha e corrente de linha/fase.

Como visto em simulação e no circuito real, há grampeamento da tensão de linha no valor da fonte de tensão imposta, e esta distorção na mesma provoca o aparecimento de harmônicas de tensão que conseqüentemente causam o surgimento de harmônicas de corrente no gerador. Essas harmônicas podem ser grande problema no que se refere ao rendimento e vida útil do sistema, porém, para sistema de pequeno porte até a faixa de potência utilizada, esse problema não é tão grave, e uma solução e reais conseqüências



não serão abordadas. Uma solução e estudo mais completo dos efeitos dessas harmônicas podem ser obtidos em [31] e em artigos referenciados por tal.

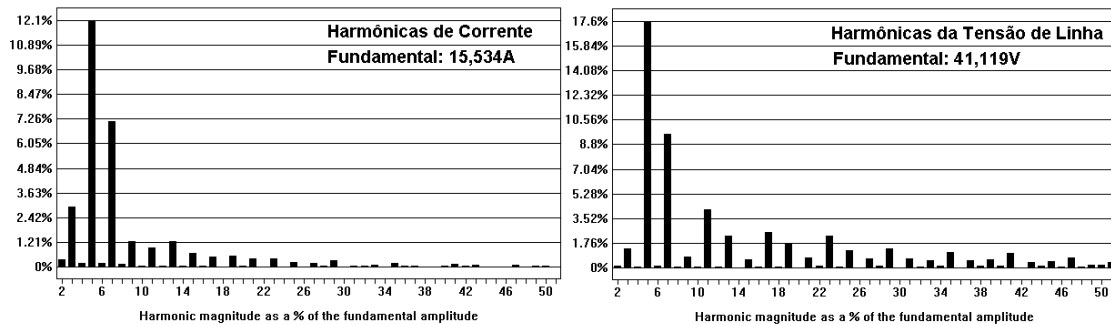


Figura 5.12 – Taxa de distorção harmônica na tensão de linha e Corrente de linha/fase.

### 5.3 Análise do gerador no carregamento de baterias

Previamente à análise completa do sistema, ignora-se o modelo de turbina e o vento e considera-se somente o circuito elétrico equivalente idealizado do gerador elétrico acoplado à ponte retificadora e ao banco de baterias, como apresentado na Figura 5.13. Objetiva-se, com isso, analisar o comportamento das curvas de corrente, potência e torque produzidos no sistema em função da frequência.

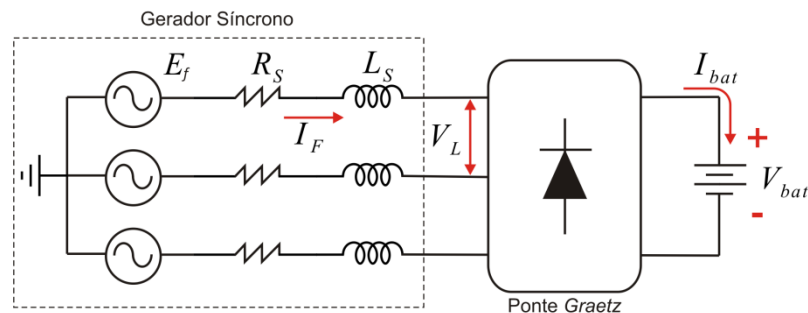


Figura 5.13 – Circuito equivalente do gerador alimentando bateria através de uma ponte retificadora.

O circuito monofásico equivalente da Figura 5.13 é dado pela Figura 5.14, e a expressão do balanço de energia, desconsiderando-se as perdas do sistema, é dada pela equação (4.8).

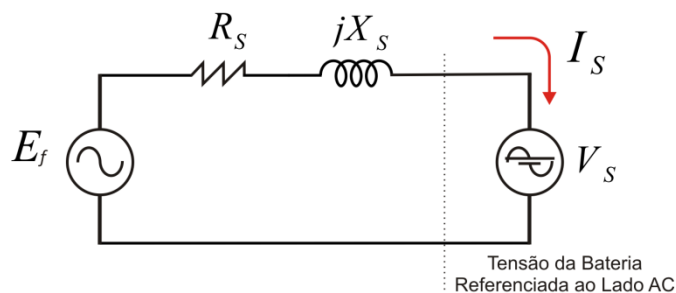


Figura 5.14 – Circuito equivalente por fase.

$$3V_F I_F - V_{bat} I_{bat} = 0 \quad (4.8)$$

O retificador converte a tensão CA produzida pelo gerador em uma tensão retificada com a forma da Figura 5.15. A relação entre a tensão contínua ( $V_{bat}$ ) e a tensão de pico de linha ( $V_{Lpico}$ ) é obtida ao se expressar o valor médio do *link* CC, descrito pela integral da forma de onda da Figura 5.15, pela expressão (4.9) que, depois de resolvida como em (4.10), resulta na expressão (4.11).

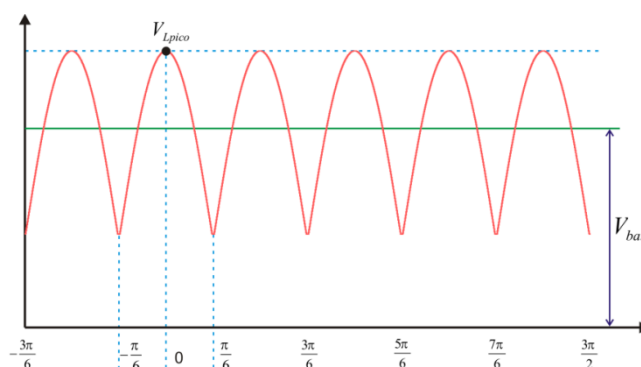


Figura 5.15 – Onda senoidal retificada aplicada no banco de baterias.

$$V_{bat} (médio) = \frac{1}{\text{período}} \int_{\theta_1}^{\theta_2} V_{bat}(\theta) d\theta \quad (4.9)$$

$$V_{bat} = \frac{3}{\pi} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} V_{Lpico} \cos(\theta) d\theta \quad (4.10)$$

$$V_{bat} = \frac{3}{\pi} V_{Lpico} \quad (4.11)$$



Expressando (4.11) em valor eficaz, chega-se à expressão (4.12) que ainda pode ser escrita em uma relação por fase, como em (4.13).

$$\frac{V_{bat}}{V_L} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \quad (4.12)$$

$$\frac{V_F}{V_{bat}} = \frac{\pi}{3\sqrt{6}} \quad (4.13)$$

Para completar o equacionamento ainda, é necessário expressar uma relação de correntes, e isso é facilmente obtido ao se isolar a corrente da bateria ou a corrente de fase da equação (4.8) e, substituindo (4.13) nesta, obtém-se (4.14).

$$I_F = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_{bat} \quad (4.14)$$

A força eletromotriz ( $E_f$ ) do gerador é expressa em função da rotação do rotor e da constante de armadura, como visto na expressão (3.11). A relação entre a tensão da bateria referenciada ao lado CA (tensão do estator) e a corrente, ambos vistos no circuito da Figura 5.14, é escrita pela equação (4.15) onde a reatância é dada por (4.16).

$$V_S = E_f - R_S I_S - jX_S I_S \quad (4.15)$$

$$X_S = 2\pi f_g L_S \quad (4.16)$$

Substituindo as equações apresentadas de modo adequado e sabendo-se que a velocidade angular da máquina é obtida da expressão por (3.2), obtemos a expressão (4.17).

$$V_S = k_{\omega rpm} \left( \frac{120 f_g}{p} \right) - R_S I_S - j(2\pi f_g) L_S I_S \quad (4.17)$$

Dividindo todos os termos da expressão (4.17) pela frequência do gerador, obtemos (4.18); e, agora, considerando-se a resistência nula, para facilidade de análise do funcionamento da estrutura, obtemos (4.19).

$$\frac{V_s}{f_g} = k_{\text{orpm}} \frac{120}{p} - \frac{R_s I_s}{f_g} - j2\pi L_s I_s \quad (4.18)$$

$$\frac{V_s}{f_g} = k_{\text{orpm}} \frac{120}{p} - j2\pi L_s I_s \quad (4.19)$$

Ao analisar a expressão (4.19), nota-se que há uma relação direta entre a tensão de saída e a corrente no estator. Agora, se representarmos o circuito pelo seu diagrama fasorial, como na Figura 5.16, obtemos a corrente de armadura, que pode ser expressa pela equação (4.20). A potência complexa é dada pela multiplicação da tensão de saída e do conjugado de corrente de armadura, como na expressão (4.21). Substituindo convenientemente as expressões e resolvendo matematicamente, obtemos a expressão (4.26).

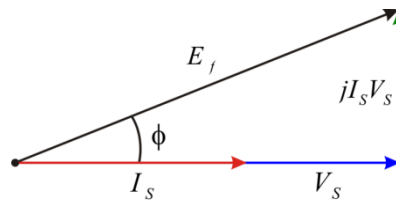


Figura 5.16 – Diagrama fasorial do circuito equivalente.

$$\dot{I}_s = \frac{E \angle \delta - V_s \angle 0^\circ}{jX_s} \quad (4.20)$$

$$\dot{S} = \dot{V}_s \cdot \dot{I}_s^* \quad (4.21)$$

$$\dot{S} = V_s \angle 0^\circ \left( \frac{E \angle \delta - V_s \angle 0^\circ}{jX_s} \right)^* \quad (4.22)$$

$$\dot{S} = V_s \angle 0^\circ \left( \frac{E_f \cos(\delta) + jE_f \text{sen}(\delta) - V_s}{jX_s} \right)^* \quad (4.23)$$

$$\dot{S} = V_s \angle 0^\circ \left( \frac{-jE_f \cos(\delta)}{X_s} + \frac{jV_s}{X_s} + \frac{E_f \text{sen}(\delta)}{X_s} \right)^* \quad (4.24)$$





$$\dot{S} = V_s \angle 0^\circ \left[ \frac{E_f \text{sen}(\delta)}{X_s} + j \left( \frac{E_f \cos(\delta) - V_s}{X_s} \right) \right] \quad (4.25)$$

$$\dot{S} = \frac{E_f V_s \text{sen}(\delta)}{X_s} + j \frac{V_s (E_f \cos(\delta) - V_s)}{X_s} \quad (4.26)$$

Sabendo que a potência aparente é dada pela soma das potências ativa e reativa, como na expressão (4.27), ao compararmos esta com a expressão (4.26), podemos obter a expressão da potência ativa, equação (4.28), e potência reativa, equação (4.29).

$$\dot{S} = P + jQ \quad (4.27)$$

$$P_{1\phi} = \frac{E_f V_s \text{sen}(\delta)}{X_s} \quad (4.28)$$

$$Q_{1\phi} = \frac{V_s (E_f \cos(\delta) - V_s)}{X_s} \quad (4.29)$$

As potências citadas são dadas para o circuito monofásico equivalente, ou seja, são potências por fase; logo, para representar a potência ativa trifásica, multiplica-se a expressão (4.28) por três (número de fases), obtendo assim a equação (4.30).

$$P_{3\phi} = 3P_{1\phi} = 3 \frac{E_f V_s \text{sen}(\delta)}{X_s} \quad (4.30)$$

O torque elétrico, considerando-se o balanço de potência, pode ser representado pela equação (4.31). Substituindo a relação (4.32) em (4.31) obtém-se (4.33) e, agora, multiplicando o cociente e o numerador desta por um fator de duas vezes a constante de armadura, como em (4.34), e, de posse da relação (4.35) e também sabendo-se que a tensão de armadura e a reatância são dadas por (4.36) e (4.37) sucessivamente, substituindo-as convenientemente, chega-se à expressão final do torque, apresentada na equação (4.38)

$$T = \frac{P_m}{\omega_m} = \frac{P_e}{\omega_m} = P_e \frac{p}{2\omega_e} \quad (4.31)$$

$$\frac{1}{\omega_m} = \frac{p}{2\omega_e} \quad (4.32)$$

$$T = \frac{3E_f V_s \text{sen}(\delta)}{2X_s} \frac{p}{2\omega_e} \quad (4.33)$$

$$T = \frac{3E_f V_s \text{sen}(\delta)}{X_s} \frac{p}{2\omega_e} \frac{k_E}{k_E} \frac{2}{2} \quad (4.34)$$

$$\cos(\delta) = \frac{V_s}{\omega_e k_E} \quad (4.35)$$

$$E_f = k_E \omega_e \quad (4.36)$$

$$X_s = \omega_e L_s \quad (4.37)$$

$$T = \frac{3pk_E^2 \text{sen}(2\delta)}{4L_s} \quad (4.38)$$

É interessante notar que o máximo torque gerado é independente da frequência, e que o ângulo de potência que maximiza o torque do sistema é 45 graus. Este ângulo pode ser escrito em função da frequência angular, como na expressão (4.39).

$$\delta = \arccos\left(\frac{V_s / \omega_e}{k_E}\right) \quad (4.39)$$

$$\frac{V_s}{\omega_e} < k_E \quad (\delta > 0) \quad (4.40)$$

Pela análise de (4.39), conclui-se que o sistema só começará a gerar quando a relação (4.40) for satisfeita. Então, para um banco de baterias (*link* CC) particular, há uma frequência (rotação) mínima, sem a qual o sistema não gera, ou seja, a “barreira” de diodos impede que o sistema injete corrente na bateria.



A corrente do estator pode ser, para essa análise simplificada, obtida, resolvendo-se o diagrama fasorial e utilizando-se as relações já apresentadas, obtendo-se assim a equação (4.41). De posse dessa corrente, reescreve-se a potência em função da frequência, como na expressão (4.42).

$$I_S = \frac{k_E}{L_S} \sqrt{1 - \left( \frac{V_S / \omega_e}{k_E} \right)^2} \quad (4.41)$$

$$P = 3V_s \frac{k_E}{L_S} \sqrt{1 - \left( \frac{V_S / \omega_e}{k_E} \right)^2} \quad (4.42)$$

Assim, observa-se que, ao aumentar a rotação, a corrente e a potência aumentam, porém nunca atingem o máximo, já que o ângulo de potência nunca chega em 90 graus, a menos que a frequência tenda ao infinito.

A principal desvantagem do sistema clássico é que a característica de carga não pode ser alterada, sendo determinada pelas características do gerador e do banco de baterias.

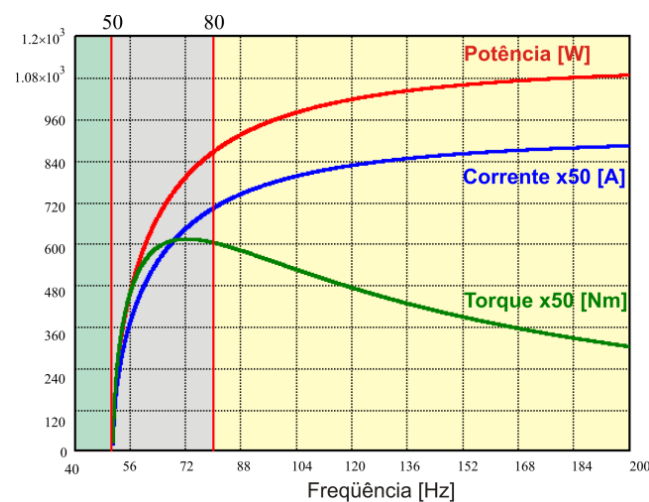


Figura 5.17 – Características de corrente, torque e potência *versus* Frequência.

## 5.4 Estudo do modelo eólico

A caracterização feita no tópico anterior visava unicamente à integração de um gerador síncrono idealizado a um banco de baterias através de uma ponte trifásica de diodos para analisar o efeito desta conexão no que se refere à transferência de potência. Conclui-se, como citado, que haverá uma rotação mínima para um determinado banco de baterias, sem a qual o sistema não irá operar. A integração apresentada, porém, não condiz fielmente ao sistema eólico, já que a rotação é variável de acordo com o vento e possui uma característica específica de potência, como já apresentada no Capítulo 2; mas a conclusão gerada também é válida para o sistema completo.

Em outras palavras, podemos concluir que, já que um determinado vento gera uma curva de potência em função da rotação, logo, para todo o vento, só haverá transferência de energia quando a rotação necessária for atingida, sendo que, antes disso, a turbina irá girar como se estivesse sem carga.

A segunda análise necessária, agora, é quanto ao comportamento do sistema perante as perturbações do vento e da tensão de saída, já que se pretende encontrar uma maneira de realizar o controle e variação das características do sistema de modo a operá-lo de forma mais eficiente.

### 5.4.1 Perturbações no vento

Inicialmente, na análise, considera-se o sistema de simulação apresentado na Figura 5.18, sendo este a interligação do sistema eólico desenvolvido no Capítulo 2, da máquina síncrona a ímã permanente, desenvolvida no Capítulo 3, e da ponte retificadora trifásica acoplada a uma fonte de tensão ideal.

Considerando os parâmetros da turbina e da máquina obtidos anteriormente, e agora considerando uma tensão de saída constante de 40 volts e um vento de 9 metros por segundo aplica-se, após o sistema estar operando em regime permanente, uma perturbação no vento a fim de avaliar a resposta do sistema. O bloco denominado por “*Wind Turbine Electric Model*” é um subcircuito que contém o circuito da Figura 3.19. O vento é representado idealmente por uma fonte de tensão contínua, e a perturbação por



um degrau nessa tensão, porém, cabe lembrar que degraus de vento não existem, mas estão sendo usados para simular os casos mais extremos de variação do vento.

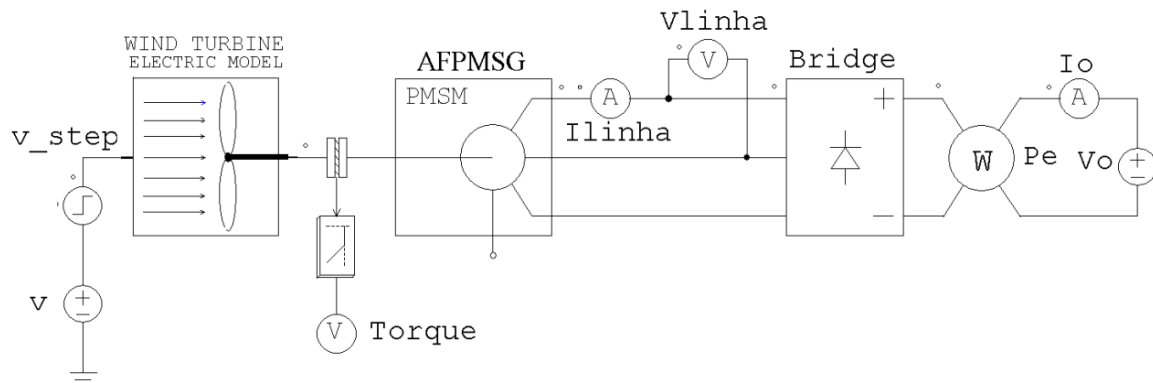


Figura 5.18 – Circuito de simulação implementado para simular efeitos da perturbação do vento.

A Figura 5.19 apresenta as curvas de simulação mais importantes a serem analisadas, onde se observa que, após haver variação do vento, o sistema encontra um novo equilíbrio em um tempo de cinco segundos, tendo um comportamento típico de primeira ordem, como pode ser observado.

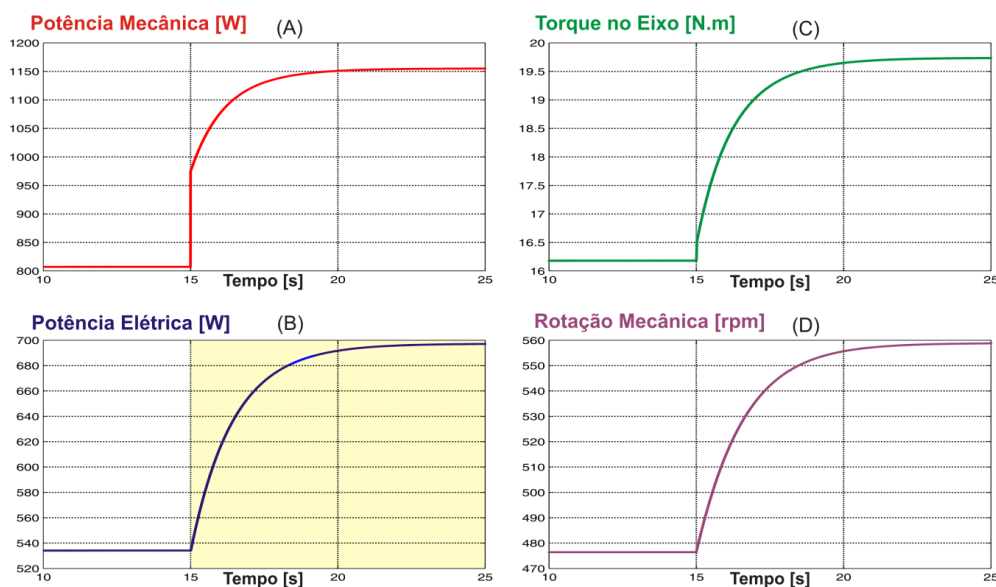


Figura 5.19 – Simulação do sistema com tensão de saída de 40V, vento de 9m/s e perturbação de 1m/s. (A) Potência mecânica, (B) potência elétrica, (C) torque no eixo, (D) rotação mecânica.

Na Figura 5.20, podem ser vistas as formas de onda de tensão e corrente em uma das linhas do gerador, observando-se que, no momento em que o sistema é perturbado, não há alteração significativa nessas grandezas, já que o sistema é lento e de primeira

ordem. Porém, observa-se o crescimento gradativo da corrente e da tensão, visto que, pela análise da figura anterior, a potência está aumentando, assim como a rotação.

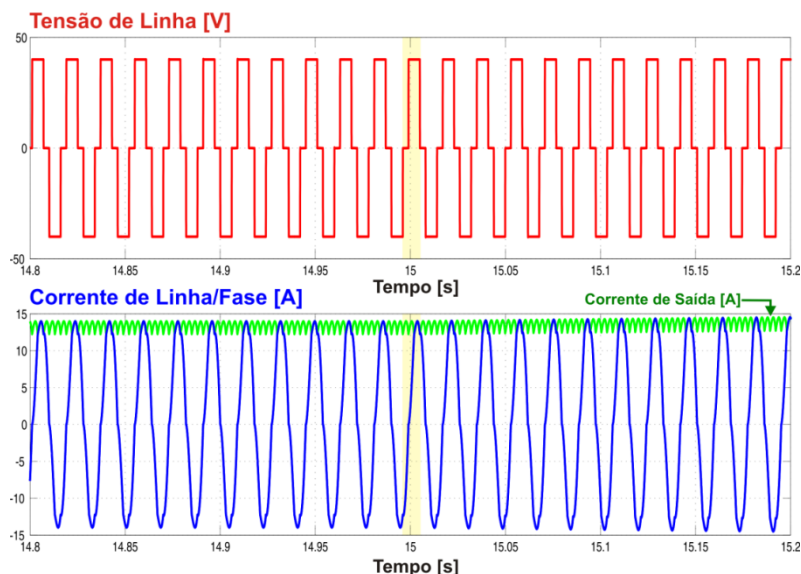


Figura 5.20 – Simulação do sistema com tensão de saída de 40V, vento de 9m/s e perturbação de 1m/s. Tensão de linha e corrente de linha/fase.

Para finalizar a análise, repetiu-se a simulação, mas agora alterando a tensão de saída para 60 volts e aplicando uma perturbação negativa no vento. O resultado é apresentado na Figura 5.21 e, como esperado, as potências, torque e rotação no eixo diminuíram enquanto o comportamento continuou sendo de primeira ordem e o tempo de resposta o mesmo, já que este depende da inércia mecânica do sistema.

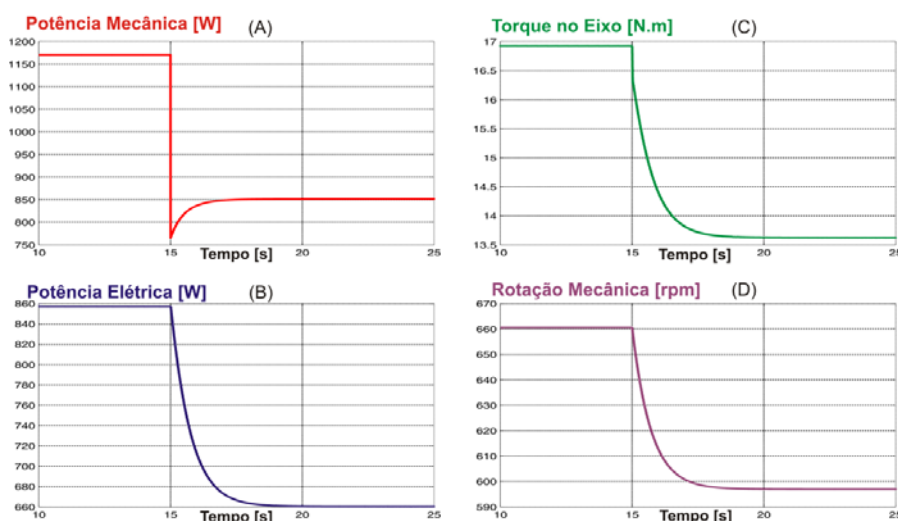


Figura 5.21 – Simulação do sistema com tensão de saída em 60V, vento de 10m/s e perturbação de -1m/s. (A) Potência mecânica, (B) potência elétrica, (C) torque no eixo, (D) rotação mecânica.



## 5.4.2 Perturbações da tensão de saída

Dado o modelo completo do sistema eólico, como já apresentado, precisamos, para finalizar o estudo do comportamento dinâmico do sistema, aplicar perturbações na tensão de saída e avaliar as respostas das principais formas de onda.

Assim, considerando, para efeito de estudo, uma velocidade do vento igual a 10 metros por segundo e levantando uma curva de potência mecânica e elétrica em função da variação de tensão na saída da ponte, obtém-se a curva da Figura 5.22. Pela análise desta, observam-se três regiões diferentes de operação, sendo essas relativas ao comportamento distinto entre o crescimento da potência mecânica e elétrica, onde nota-se claramente que há duas curvas com máximos situados em pontos diferentes. Isso se deve ao fato de o gerador elétrico possuir uma impedância interna que acarreta um rendimento máximo diferente do máximo rendimento que possui o rotor eólico. Assim, diferentemente da maioria dos sistemas encontrados na prática, e explanados na teoria, em que se utiliza a eletrônica de potência para extrair a máxima potência mecânica, aqui fica evidente a necessidade de se extrair a máxima potência elétrica, já que se trata de um sistema elétrico, no qual a energia “elétrica” é foco.

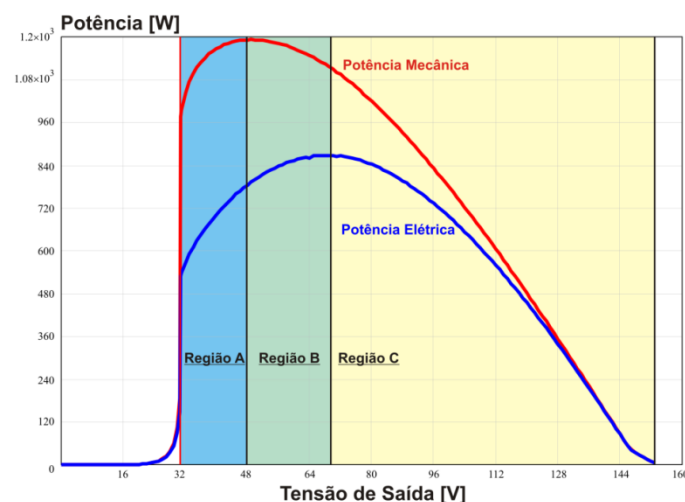


Figura 5.22 – Potência mecânica e elétrica do sistema analisado para um vento de 10 m/s.

Se o sistema (eixo do rotor) estivesse fornecendo energia mecânica para a moagem também mecânica de grãos, ou sendo usado para bombeamento hidráulico de água, por exemplo, faria sentido controlar a energia mecânica de modo a extrair o máximo. Porém, neste caso, a atuação da eletrônica seria no aspecto de alterar algum parâmetro

mecânico, como o ângulo de passo das pás e não haveria geradores elétricos nesse tipo de sistema.

Logo, na Figura 5.22, nota-se que, para um incremento da tensão na **região A**, tanto a potência elétrica quanto a mecânica crescem; já na **região B**, imediatamente após a potência mecânica ter atingido seu máximo, esta começa a decrescer enquanto a potência elétrica continua aumentando e, por último, na **região C**, após a potência elétrica ter atingido o máximo, ao se incrementar a tensão, ambas as potências caem.

Assim, para o estudo do modelo frente a perturbações da tensão de saída, será usado o esquema da Figura 5.23 e serão aplicadas perturbações (incrementos e decrementos) nessa tensão para cada uma das regiões de operação. Os dados do modelo são os mesmos utilizados no item anterior, considerando-se um vento de 10 metros por segundo.

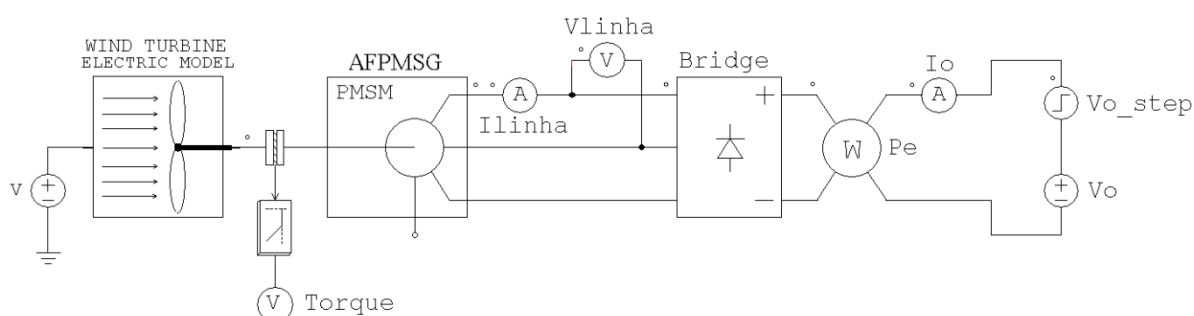


Figura 5.23 – Circuito de simulação implementado para simular efeitos da perturbação na tensão de saída.

#### 5.4.2.1 Região A

Considerando a **região A** e uma tensão de saída inicial igual a 40 volts, ao aplicar um incremento de 10 volts nesta tensão, temos como resultados principais as formas de onda da Figura 5.24 onde se observa haver, como previsto, aumento das potências, rotação e conseqüente queda no torque. Porém, a análise principal se dá imediatamente após a perturbação ocorrer, pois nota-se que há uma variação abrupta da potência elétrica, sendo esta conseqüência da mudança de carga do sistema, que causa uma mudança brusca da corrente de carga e, como esta corrente é refletida para a máquina elétrica, há uma redução no torque, como se fosse aplicado um freio.



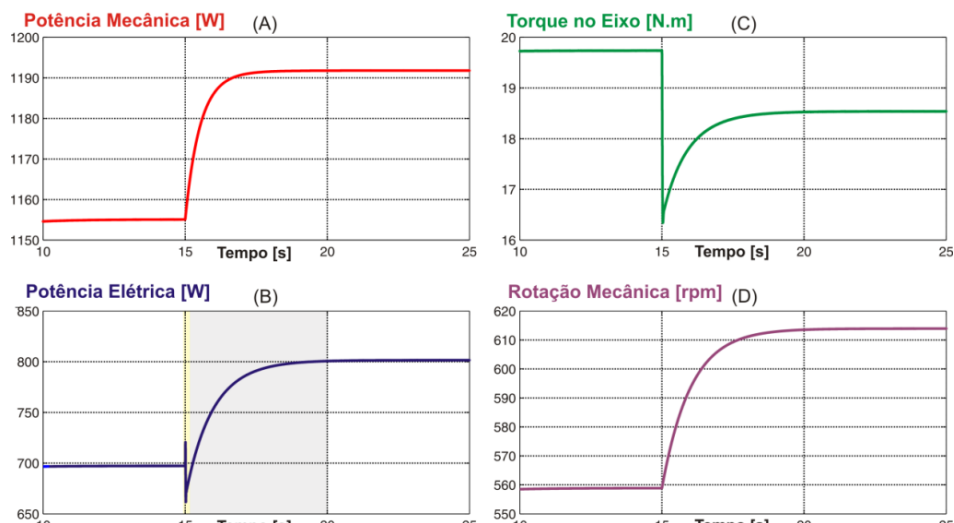


Figura 5.24 – Simulação do sistema com tensão de saída de 40V, vento de 10m/s e perturbação de 10 volts. (A) Potência mecânica, (B) potência elétrica, (C) torque no eixo, (D) rotação mecânica.

A Figura 5.25 apresenta a curva de potência elétrica no exato momento em que ocorre a perturbação. Nota-se nesta que o comportamento do sistema, quando sujeito a perturbações dessa espécie, é de segunda ordem, característica dada pela presença de um zero no semiplano direito da função de transferência do sistema em malha aberta. A observação desse fenômeno se dá de forma visual pelas curvas encontradas, e poderia ser comprovada pela obtenção da função de transferência do sistema completo. Porém, como já citado anteriormente, tal obtenção é extremamente penosa, já que o acoplamento dos blocos distintos do sistema, cada um com suas equações características, não pode ser facilmente encontrado.

Outro detalhe a ser observado é o tempo de resposta, que continua sendo de 5 segundos, comprovando novamente que a dinâmica do sistema é lenta frente a perturbações de qualquer espécie, dependendo da inércia do conjunto.

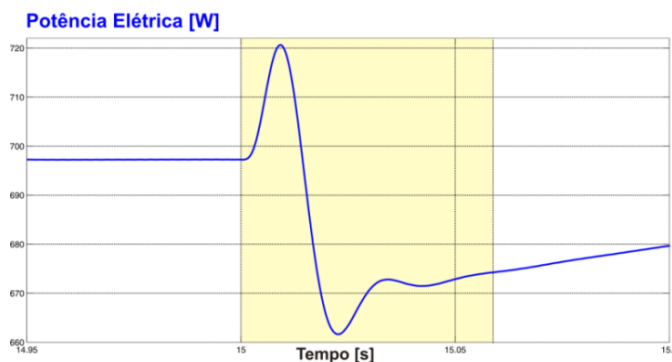


Figura 5.25 – Simulação do sistema com tensão de saída de 40V, vento de 10m/s e perturbação de 10 volts. Detalhe da potência elétrica no momento da perturbação.

Este aspecto será levado em consideração futuramente quando for desenvolvido o algoritmo de rastreamento de potência. A Figura 5.26 apresenta a tensão em uma das linhas do gerador, a corrente na mesma linha e a corrente na saída da ponte retificadora. Para esta região de operação, após o sistema receber um incremento na tensão de saída há, para aumentar a potência elétrica, um decremento na corrente de saída e, pela figura anterior observa-se que a rotação sobe. Desta maneira, pelas equações, sabe-se que a tensão e frequência no gerador irão aumentar.

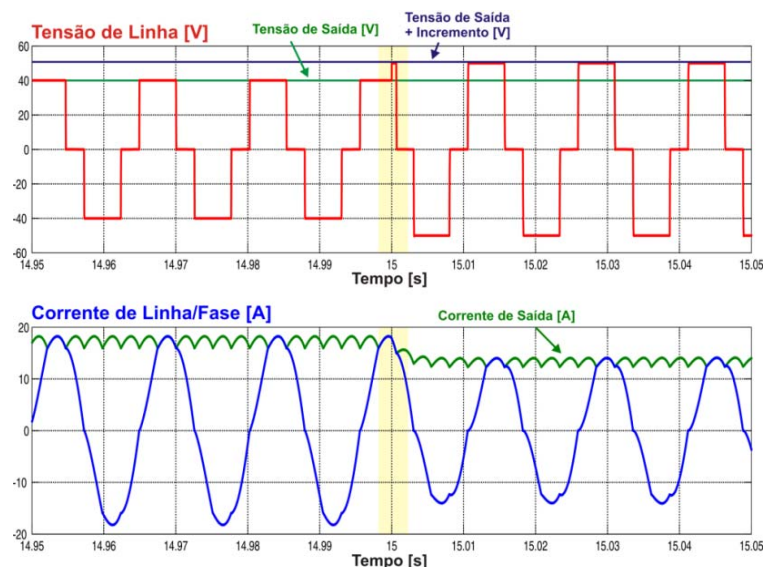


Figura 5.26 – Simulação do sistema com tensão de saída de 40V, vento de 10m/s e perturbação de 10 volts. Tensão e corrente de linha e corrente na saída da ponte retificadora.

Mantendo a tensão de saída em 50 volts e realizando um decremento de 10 volts nessa tensão, obtemos as curvas da Figura 5.28, que respondem da mesma maneira para esta região, ou seja, tanto potência elétrica quanto potência mecânica diminuem com conseqüente aumento do torque e redução da rotação.

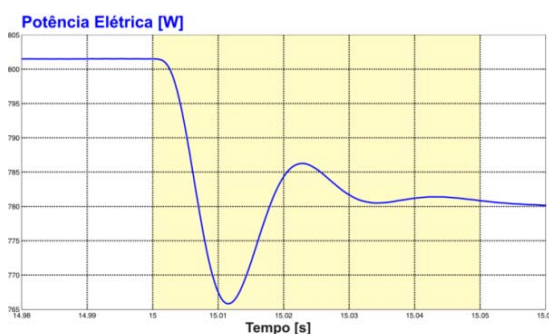


Figura 5.27 – Simulação do sistema com tensão de saída de 50V, vento de 10m/s e perturbação de -10 volts. Detalhe da potência elétrica no momento da perturbação.



Os tempos de acomodação e resposta ainda são os mesmos, e a característica de segunda ordem explicada anteriormente também está presente, vista em detalhes na Figura 5.27 para potência elétrica.

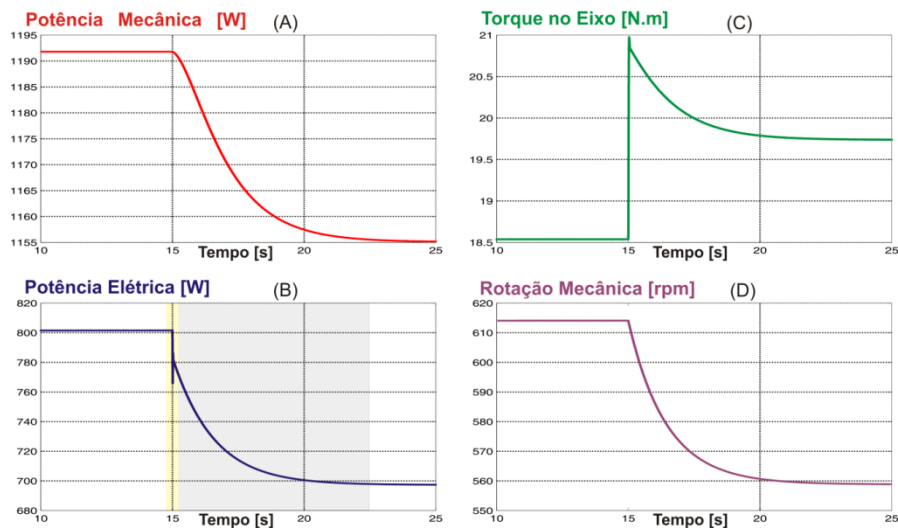


Figura 5.28 – Simulação do sistema com tensão de saída de 50V, vento de 10m/s e perturbação de -10 volts. (A) Potência mecânica, (B) potência elétrica, (C) torque no eixo, (D) rotação mecânica.

#### 5.4.2.2 Região B

A **região B** consiste da região em que a potência elétrica tem um comportamento e a mecânica outra, ou seja, quando há incremento da tensão de saída, a potência mecânica decresce, pois já atingiu o seu máximo, enquanto a potência elétrica continua aumentando pelas causas já citadas. Em caso de decremento da tensão de saída, o efeito é inverso; assim, a potência mecânica irá aumentar com conseqüente queda da potência elétrica.

A Figura 5.29 apresenta os gráficos para os casos nos quais há perturbação positiva na tensão de saída, enquanto que a Figura 5.30 demonstra o que acontece no caso de decremento da tensão de saída. Analisando as figuras, observam-se o comportamento distinto de crescimento das potências e efeito de segunda ordem da planta no momento da perturbação, e ainda o tempo de acomodação do sistema, que continuam sendo os mesmos da região anterior, pelas mesmas causas explanadas anteriormente.

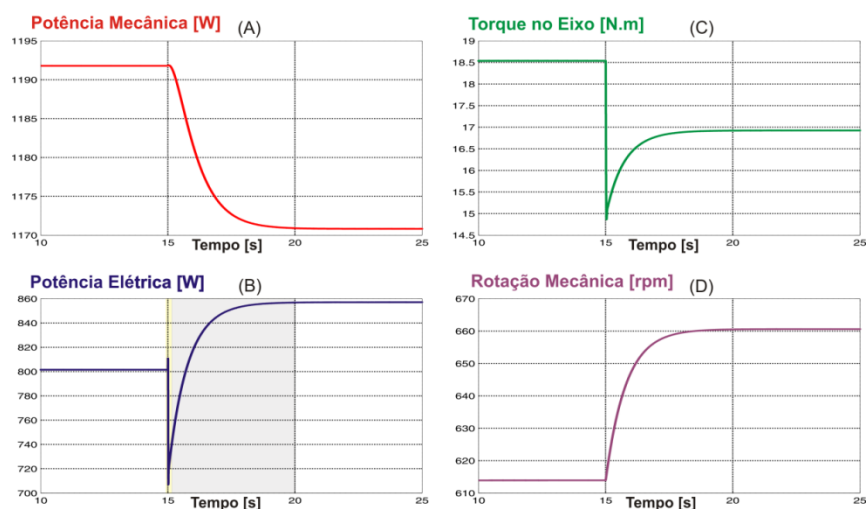


Figura 5.29 – Simulação do sistema com tensão de Saída de 50V, vento de 10m/s e perturbação de 10 volts. (A) Potência mecânica, (B) Potência elétrica, (C) torque no eixo, (D) Rotação mecânica.

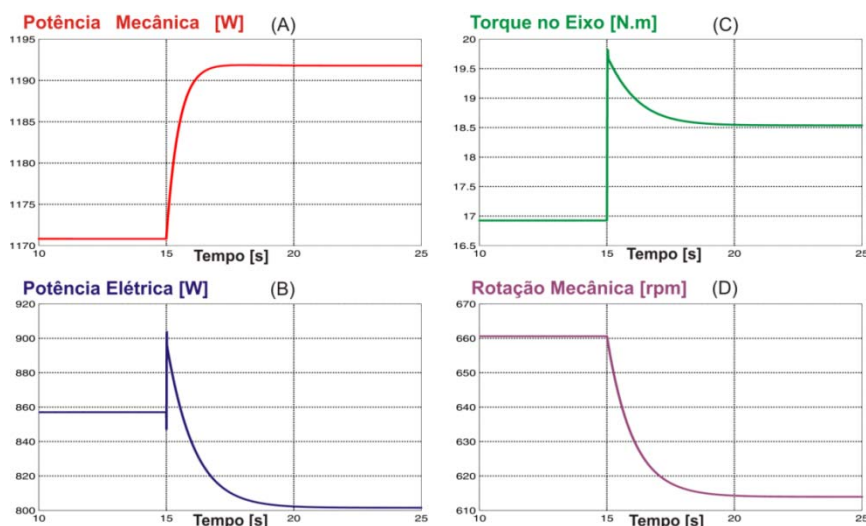


Figura 5.30 – Simulação do sistema com tensão de saída de 60V, vento de 10m/s e perturbação de -10 volts. (A) Potência mecânica, (B) potência elétrica, (C) torque no eixo, (D) rotação mecânica.

### 5.4.2.3 Região C

A última região a ser abordada é análoga a região A; porém, nesta, um incremento da tensão de saída implica na queda de ambas as potências, enquanto o decremento de tensão faz com aumentem. Para exemplificar essa região, são apresentadas na Figura 5.31 as formas de onda principais referentes a um decremento da tensão de saída. Um detalhe da potência elétrica no momento da perturbação pode ser visto na Figura 5.32, que apresenta o efeito do zero no semiplano direito da função de transferência, como mencionado.

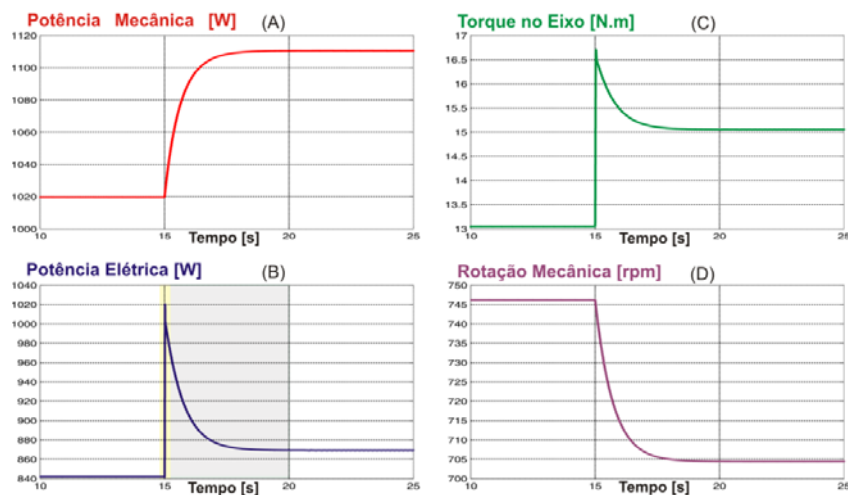


Figura 5.31 – Simulação do sistema com tensão de saída de 80V, vento de 10m/s e perturbação de -10 volts. (A) Potência mecânica, (B) potência elétrica, (C) torque no eixo, (D) rotação mecânica.

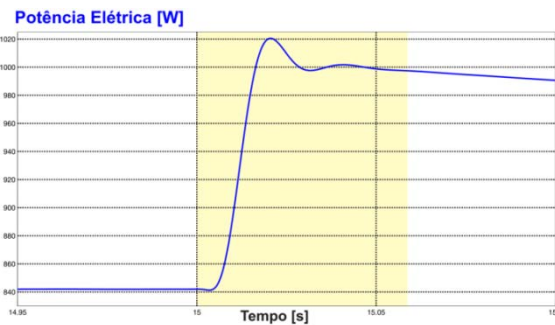


Figura 5.32 – Simulação do sistema com tensão de saída de 80V, vento de 10m/s e perturbação de -10 volts. Detalhe da potência elétrica no momento da perturbação.

As conclusões e constatações obtidas para esta região são as mesmas das regiões anteriores e, para finalizar a análise, são apresentadas para esta região as correntes de linha e de saída e das tensões de linha, como pode ser visto na Figura 5.33.

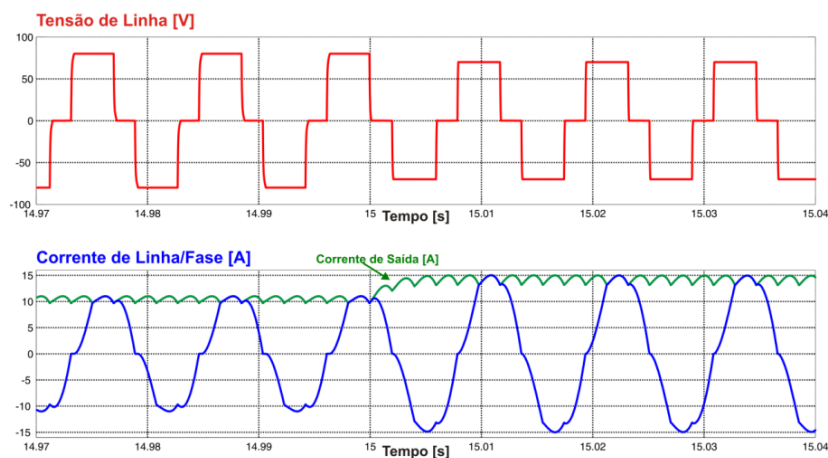


Figura 5.33 – Simulação do sistema com tensão de saída de 80V, vento de 10m/s e perturbação de -10 volts. Tensão e corrente de linha e corrente na saída.

### 5.4.3 Controle da potência mecânica

Uma vez realizada a análise da estrutura principal mediante as perturbações, tanto de vento quanto de tensão de saída, faz-se necessário comprovar a controlabilidade do sistema. Como se deseja controlar a potência de modo a obter seu máximo, fecha-se uma malha de potência e, a partir de uma referência, observando-se o sistema, consegue-se segui-la após incrementos ou decrementos da referência. Apesar de não ser o objetivo do trabalho, primeiramente, comprova-se a possibilidade de controlar a potência mecânica. Para tal fim, utilizou-se em simulação o esquema da Figura 5.34 onde se considerou o sistema anterior, mas com uma fonte de tensão controlada na saída e um controlador PI simples. Assim, o sistema lê variáveis mecânicas (torque e rotação) no eixo da máquina e a partir destas medidas calcula a potência mecânica disponível. Então este valor de potência é comparado com uma referência de potência, e o erro é aplicado a um controlador que altera o nível médio da tensão da fonte controlada na saída, de modo a fazer o sistema seguir a referência.

Para esse teste, utilizou-se um vento de 10 metros por segundo, e os parâmetros dos controladores foram ajustados no simulador sem muito critério, já que o objetivo é unicamente provar a possibilidade de se controlar a potência. A potência de referência inicial foi de 700 watts com uma perturbação em determinado instante com 100 watts de amplitude.

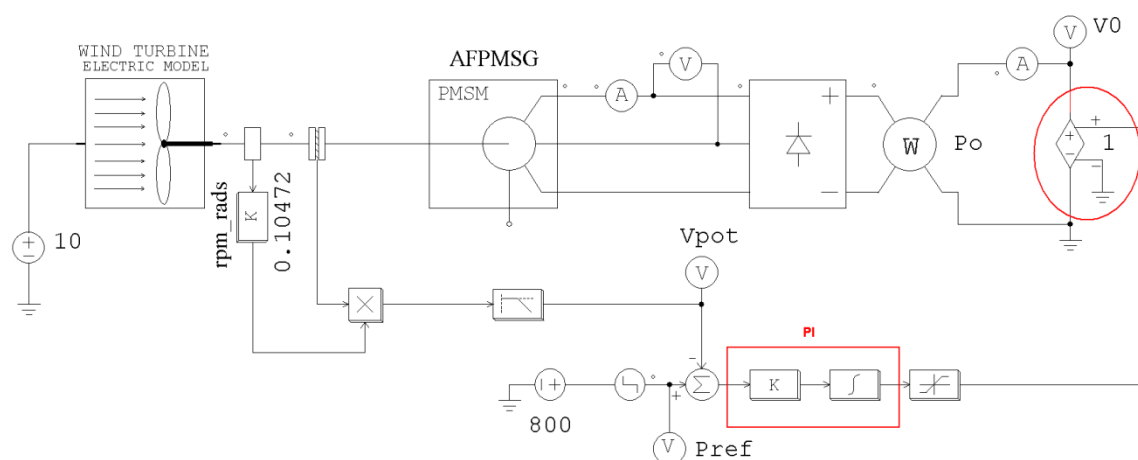


Figura 5.34 – Malha fechada para controle da potência mecânica.



A Figura 5.35 apresenta as principais formas de onda para este ensaio, onde se observa que o sistema em regime permanente está com a potência mecânica imposta inicialmente e que, após sofrer um incremento na potência de referência, a potência mecânica cresce com o mesmo comportamento visto anteriormente, quando estudada as perturbações da tensão de saída, já que a lei de controle altera esta tensão.

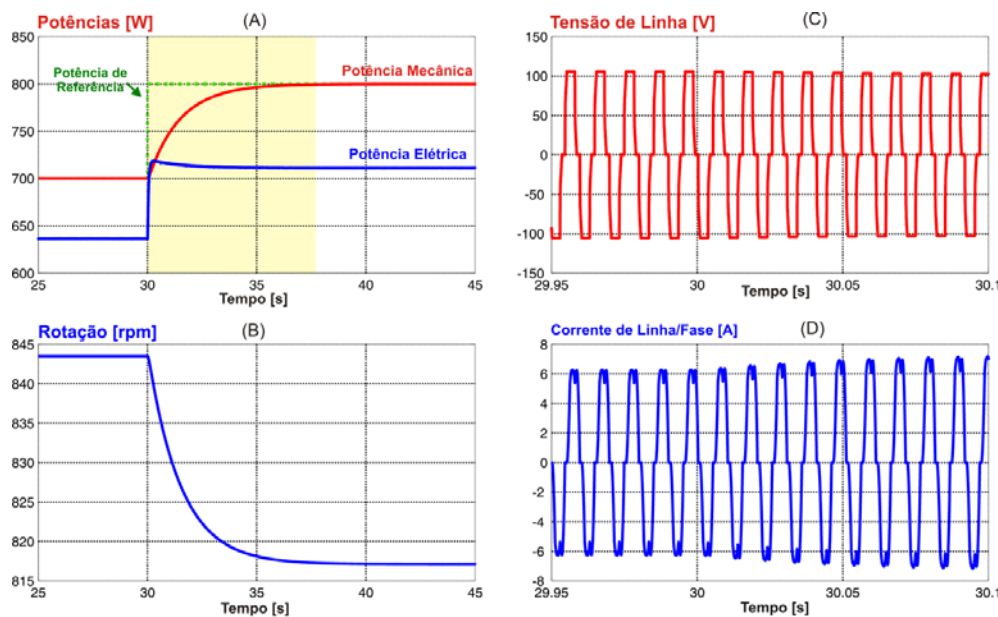


Figura 5.35 – Sistema em malha fechada de potência mecânica com vento de 10m/s, potência inicial de 700W e perturbação de potência de 100W. (A) Potência mecânica, elétrica e de referência, (B) rotação, (C) tensão de linha, (D) corrente de linha/fase.

A tensão de saída, não apresentada nos gráficos, era inicialmente de aproximadamente 100 volts e, depois de aplicado o degrau de potência, é alterada pelo esforço de controle para 90 volts, levando a potência mecânica ao valor de referência. Ainda na Figura 5.35, observa-se a tensão de linha logo após a perturbação, mas não se nota alteração brusca nesta, já que o tempo de resposta do sistema é grande; mas sabe-se que esta irá cair, pois a rotação é decrementada para aumentar a potência e como a tensão de saída diminuiu, a corrente aumentou.

Observando-se a Figura 5.22, compravam-se os dados obtidos e também que, para este caso, o sistema opera na **região C**. Para considerar se o sistema controlável, ainda é necessário que este, operando com uma potência constante, seja capaz de manter a potência de referência quando sujeito a uma perturbação em sua entrada, ou seja, na velocidade do vento. Para tal ensaio, considerou-se o mesmo sistema anterior, mas com

um vento de 9 metros por segundo e uma potência de referência de 800 watts; então, em determinado momento, um incremento de vento de um metro por segundo é aplicado.

Os principais resultados são visualizados na Figura 5.36 e comprovam a funcionalidade do controle; já a potência se mantém em 800 watts após ser perturbada, passando por um transitório onde atua o controle para modificar a tensão de saída para que tal potência seja mantida.

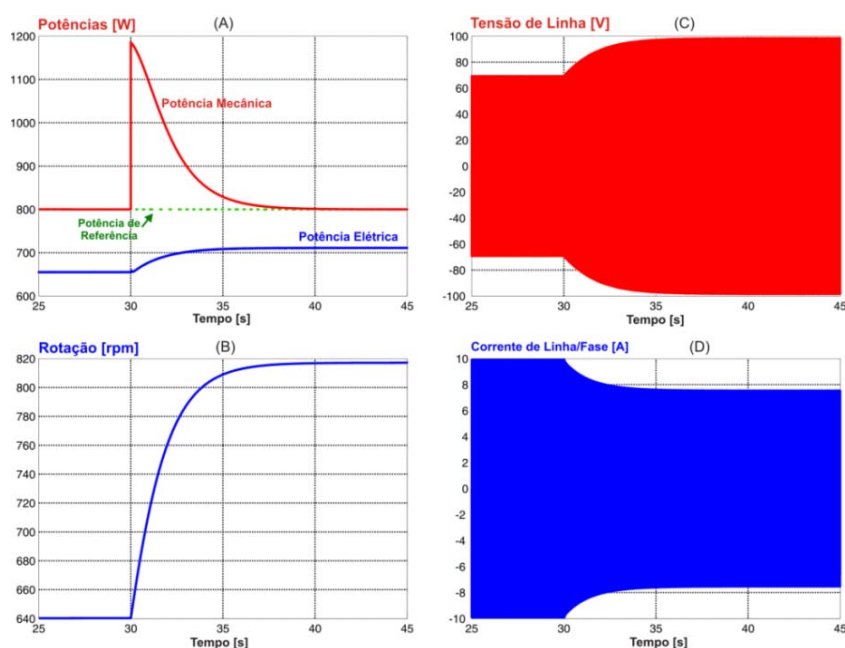


Figura 5.36 – Sistema em malha fechada de potência mecânica com vento de 9m/s, potência de 800W e perturbação no vento de 1 m/s. (A) Potência mecânica, elétrica e de referência, (B) rotação, (C) tensão de linha, (D) corrente de linha/fase.

A estratégia de controle e rastreamento de máxima potência, explicada no próximo capítulo, irá se basear em múltiplas perturbações do sistema para que se encontre o ponto de operação desejado. Assim, o sistema tem que ser capaz de responder a esse tipo de interferência e, para tal ensaio, utilizou-se o mesmo circuito anterior, mas fazendo com que a perturbação seja uma onda quadrada com uma determinada amplitude e frequência. Essa perturbação é aplicada na potência de referência e, para o ensaio, utilizou-se uma potência 20 watts, de pico a pico, e observou-se o comportamento do sistema para duas frequências, 10 hertz e 0.1 hertz; isto para a malha de controle de potência mecânica.

O resultado obtido é apresentado na Figura 5.37, sendo que em (A) e (B) são vistas as potências e a rotação no eixo para frequência de perturbação de 10 hertz; já em (C) e





(D) as mesmas formas de onda, mas para frequência de 0.1 hertz. Comparando-se os resultados para as duas frequências observa-se que, para frequência de 10 hertz, a potência mecânica não varia, já que o sistema não tem tempo para encontrar um novo regime antes da próxima perturbação, e isto prova a dinâmica lenta do sistema. Já perturbações de baixíssima frequência fazem com que o sistema encontre um novo regime permanente e assim a potência segue a referência imposta.

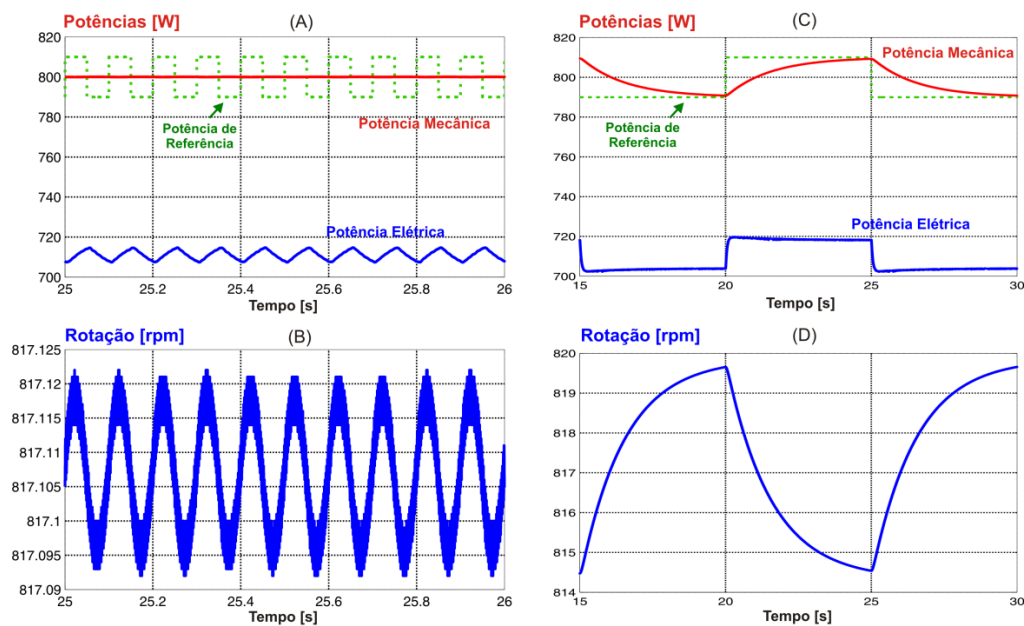


Figura 5.37 – Sistema em malha fechada de potência mecânica com vento de 10 m/s, potência média de 800W com perturbação de 20W pico a pico. (A) Potência mecânica, elétrica e de referência para um frequência de perturbação de 10Hz, (B) rotação para perturbação de 10Hz, (C) potência mecânica, elétrica e de referência para um frequência de perturbação de 0,1Hz, (D) rotação para perturbação de 0,1Hz.

A frequência com a qual o sistema está sendo perturbado está diretamente ligada com a inércia mecânica do sistema, ou seja, quanto maior a inércia menor deverá ser a frequência da perturbação para que o sistema encontre o novo ponto de operação. O caso analisado aqui possui uma quantidade de inércia aproximada quando comparado com o sistema real, sendo que o valor alocado para esta variável foi atribuído para efeito de simulação. O valor dessa deve ser mais bem calculado para a aplicação real ou a partir da mudança da frequência com que se perturba o sistema; pode-se ajustar o ponto exato de operação, mas certamente deverá ser uma frequência relativamente baixa; caso contrário, ocorrerá o efeito indesejado apresentado.

#### 5.4.4 Controle da potência elétrica

Apesar de ter sido comprovada a possibilidade de se controlar a potência mecânica, esse controle não é interessante para o sistema de pequeno porte, já que haveria necessidade de medidas mecânicas e também devido a diferença entre as curvas de potência mecânica e elétrica. Assim, há a necessidade de se comprovar também que o sistema pode controlar a potência elétrica, e, para tal, utilizou-se a mesma analogia anterior, mas fechando uma malha de potência elétrica a partir de leituras de tensão e corrente na saída do sistema, seguindo o circuito esquemático da Figura 5.38. Basicamente, a potência elétrica é obtida pela multiplicação da tensão e da corrente de saída e então é comparada com uma potência de referência, de modo que o erro é aplicado a um compensador que altera o valor da fonte de tensão, controlada na saída para que a potência elétrica siga a referência.

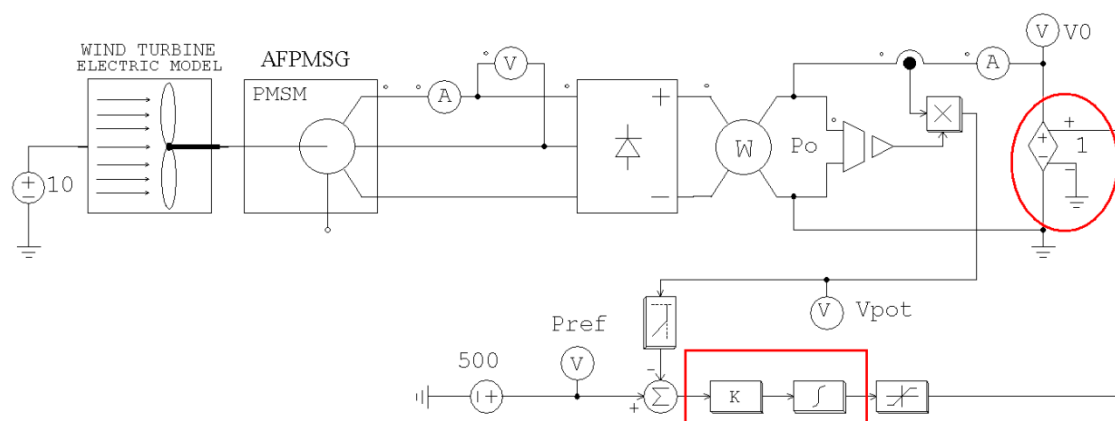


Figura 5.38 – Malha fechada para controle da potência elétrica.

Primeiramente, foi atribuído um vento de 10 metros por segundo e uma referência de potência de 500 watts e, após certo tempo, aplica-se um degrau de potência de 100 watts. O resultado obtido é apresentado na Figura 5.39 e observa-se que o sistema segue a referência e que a potência elétrica entra em regime, enquanto a potência mecânica continua crescendo com conseqüente queda na rotação. Novamente, a tensão de linha não sofre variação imediatamente após a perturbação, mas irá decrescer, pois a rotação diminui enquanto a corrente aumenta para elevar a potência.

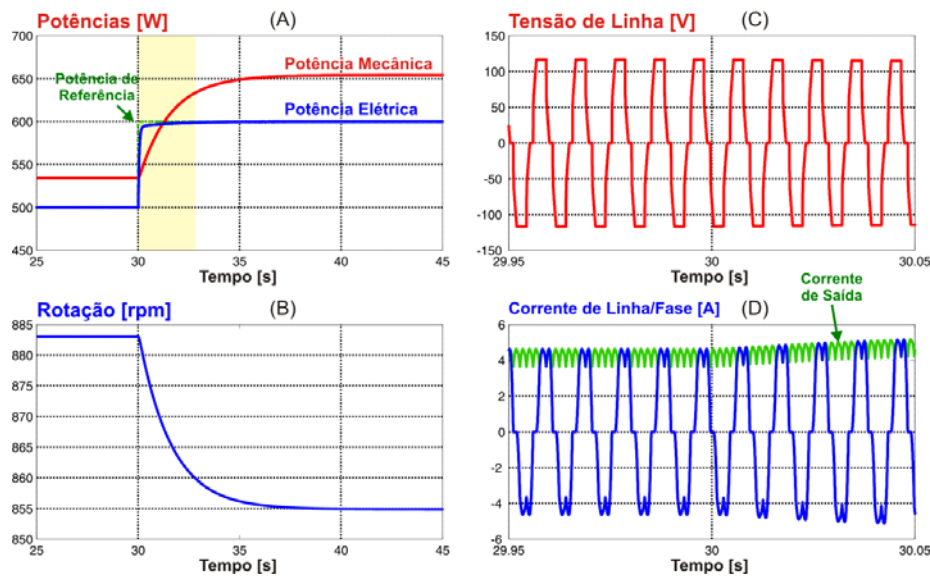


Figura 5.39 – Sistema em malha fechada de potência elétrica com vento de 10m/s, potência inicial de 500W e perturbação de potência de 100W. (A) Potência mecânica, elétrica e de referência, (B) rotação, (C) tensão de linha, (D) corrente de linha/fase.

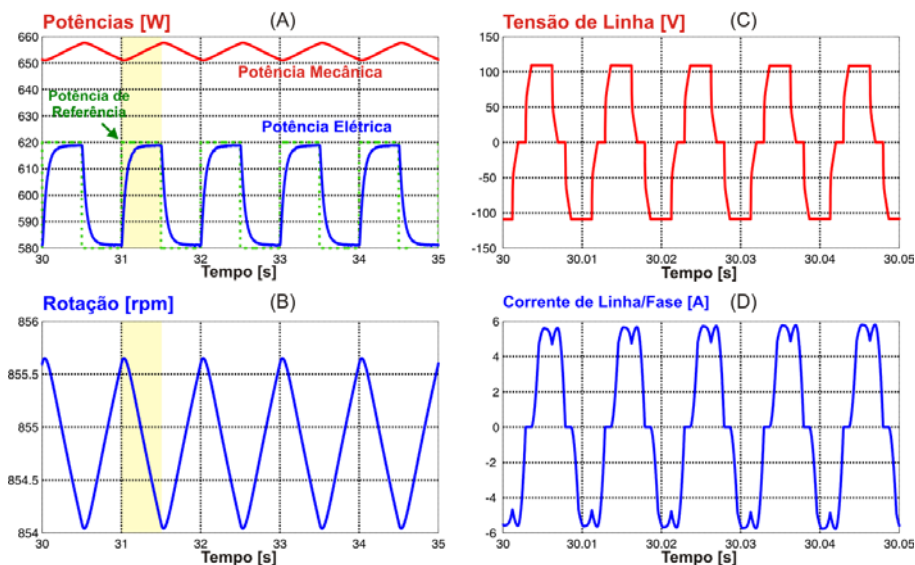


Figura 5.40 – Sistema em malha fechada de potência elétrica com vento de 10m/s, potência média de 600W e perturbação de 20W pico a pico e frequência de 1Hz. (A) Potência mecânica, elétrica e de referência, (B) rotação, (C) tensão de linha, (D) corrente de linha/fase.

Substituindo a perturbação por um trem de pulsos com 20 watts, de pico a pico com uma frequência de um hertz, como feito anteriormente, temos como resultado as curvas da Figura 5.40, que, como já esperado, apresentam uma resposta lenta, não sendo possível perturbar o sistema com frequências elevadas; porém, a potência elétrica possui um tempo muito menor de resposta do que a potência mecânica, isso devido à constante de tempo elétrica ser muito menor que a mecânica.

Por fim, faz-se necessário verificar o efeito do controle perante perturbações do vento; para isto, considerou-se uma potência elétrica de referência de 500 watts e um vento inicial de 9 metros por segundo, que será incrementado de 1 metro por segundo em um determinado instante de tempo. A Figura 5.41 apresenta os principais resultados e comprovam a possibilidade de se controlar a potência elétrica.

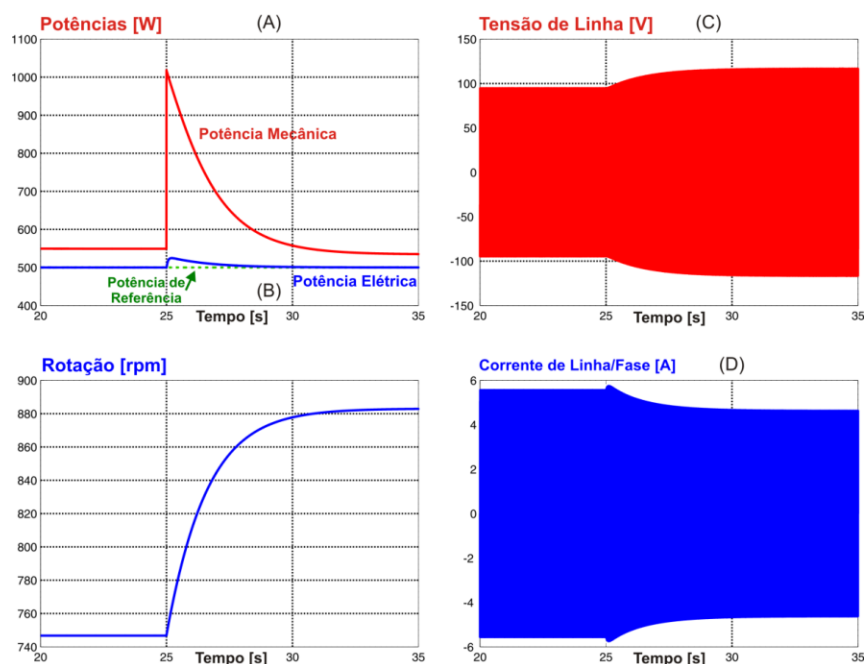


Figura 5.41 – Sistema em malha fechada de potência elétrica com vento de 9m/s, potência de 500 W e perturbação no vento de 1 metro por segundo. (A) Potência mecânica, elétrica e de referência, (B) rotação, (C) tensão de linha, (D) corrente de linha/fase.



## CAPÍTULO 6

---

### RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

Considerando-se a curva de potência mecânica da Figura 2.18, observa-se que há, para cada velocidade do vento, um ponto em que esta curva passa por um valor máximo. Logo, há grande interesse em fazer com que o sistema opere nesse ponto ou em torno dele, extraíndo, assim, a máxima potência possível da energia captada. No capítulo anterior, foi apresentada a característica do sistema de pequeno porte, onde se nota que há curvas distintas de potência mecânica e elétrica, com máximos em pontos diferentes, mas com comportamentos similares; logo, ambas podem ser rastreadas, mas, como dito, o interesse sempre será o rastreamento da máxima potência elétrica.

Muitas são as técnicas de rastreamento de ponto de máxima potência (termo do inglês: *Maximum Power Point Tracker – MPPT*), sendo que o mais conhecido deles baseia-se no princípio da “*tabela de buscas*”. Ou seja, faz-se uma leitura em algum ponto do sistema, tanto de grandezas mecânicas, como velocidade do vento, torque no eixo ou velocidade de rotação, quanto grandezas elétricas, como frequência elétrica do gerador, tensão e corrente em algum ponto de interesse. Então, a partir dessas leituras, em uma tabela “programada”, sabe-se qual é a potência máxima disponível, e, logo, comparando esta com a potência que está sendo drenada, pode-se, através do erro, mudar a razão cíclica do conversor para que esse opere no ponto de máxima potência.

A Figura 6.1 apresenta um diagrama esquemático que exemplifica o conjunto eólico com rastreamento de máxima potência, utilizando “*tabela de buscas*”, onde observamos várias formas de fazer aquisições de potência, tanto para identificar a máxima disponível, quanto para observar a potência drenada e, assim, agir de modo conveniente no controle para extrair a máxima potência.



Esse modo é muito simples, de fácil implementação e baixo custo, porém possui o grande inconveniente de ser aplicável somente após o conhecimento do sistema, ou seja, há que se ter a curva exata de potência para a turbina em questão e também as características do gerador e, como visto no Capítulo 2, as características aerodinâmicas e os ensaios para turbinas são exaustivos e complicados. Outra deficiência do método é o fato de que variações paramétricas, tanto por desgastes mecânicos ao longo do tempo, quanto por operações em pontos de temperatura e pressão não considerados podem fazer o sistema operar fora do ponto de máxima potência.

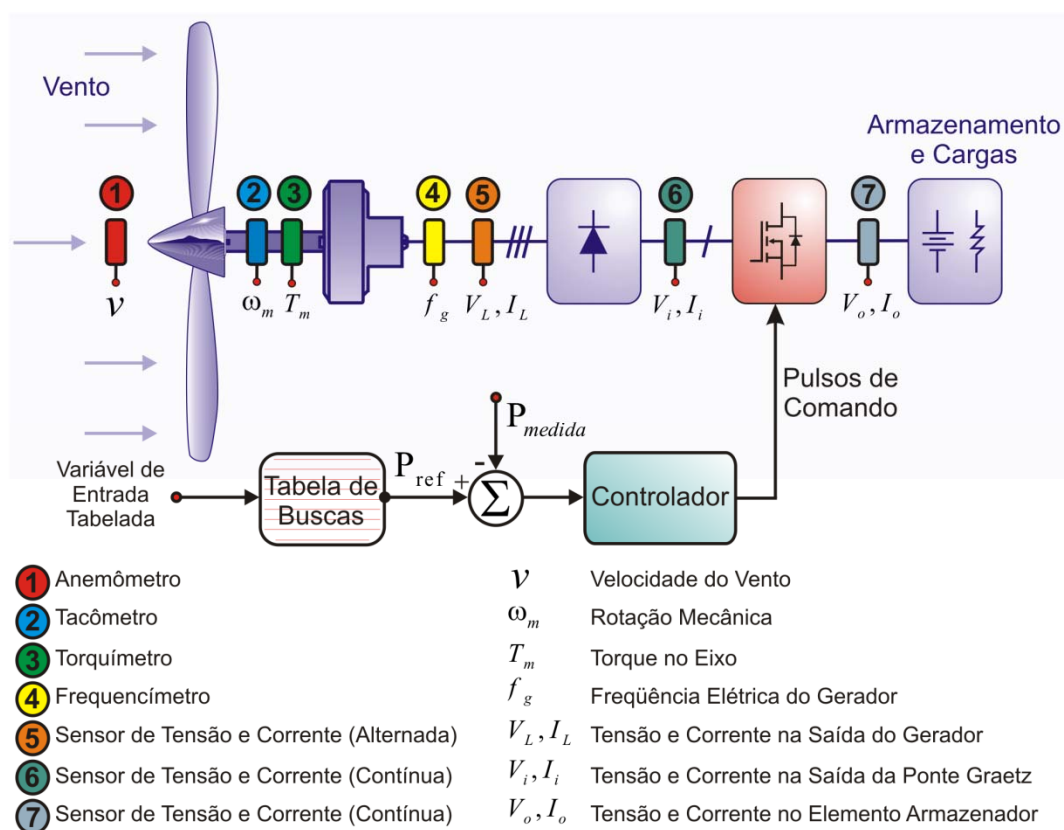


Figura 6.1 – Diagrama esquemático do sistema de MPPT com tabela de busca.

No sistema utilizado, por ser simples e de baixo custo, não há instrumentos de medição de variáveis mecânicas (anemômetro, torquímetro ou tacômetro). Logo, o método só poderia ser utilizado pela medição de variáveis elétricas e então, com as características ensaiadas, obter de modo indireto a potência; porém, isso geraria os problemas citados.

Baseado no que foi explanado, devemos ter um sistema de rastreamento que seja o mais imparcial e generalizado possível, que altere suas características de acordo com as

mudanças do sistema e também possa ser aplicado sem o conhecimento prévio das características da turbina e do local onde será instalada.

O segundo método de rastreamento de ponto de máxima potência, e sugerido para o sistema em análise, consiste em uma técnica muito usada em sistemas fotovoltaicos, facilmente encontrados na literatura. Ele baseia-se no princípio de “*perturbar e observar*”, ou seja, estando a razão cíclica do conversor fixa, esse está operando e processando uma determinada energia; logo, se perturbarmos a razão cíclica, o conversor irá operar em outro ponto, processando menos ou mais energia; se observarmos a variação que a potência sofre ao ser “*perturbada*” saberemos em que região da curva de potência estamos e, logo, aumentamos ou diminuimos a razão cíclica para levar a potência ao ponto de máximo. A Figura 6.2 demonstra o sistema. O funcionamento do ponto de vista matemático baseia-se na teoria de máxima transferência de potência, como em [41], e é utilizado para o sistema eólico devido ao gerador elétrico e o rotor poderem ser representados por uma fonte de tensão com uma resistência equivalente.

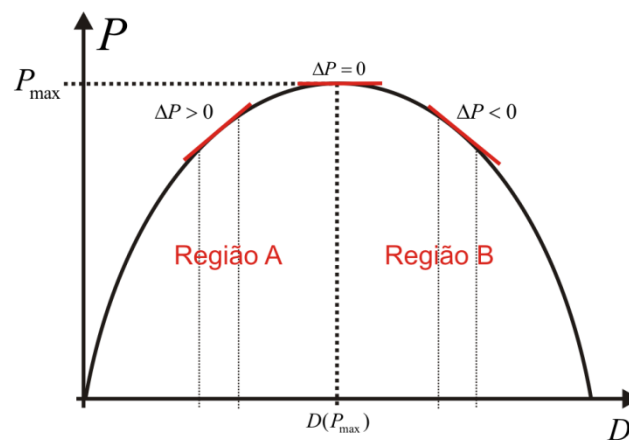


Figura 6.2 – Ilustração generalizada do princípio de rastreamento de máxima potência.

## 6.1 Teoria da transferência máxima de potência

A teoria envolvida pode ser mais bem compreendida com o auxílio do circuito da Figura 6.3-A. Consiste de um sistema resistivo que contém fontes independentes e dependentes e dispõe de um par de terminais **a** e **b** ao qual está ligada uma carga ( $R_L$ ), sendo que devemos determinar qual será o seu valor para que possamos extrair a máxima potência do sistema.



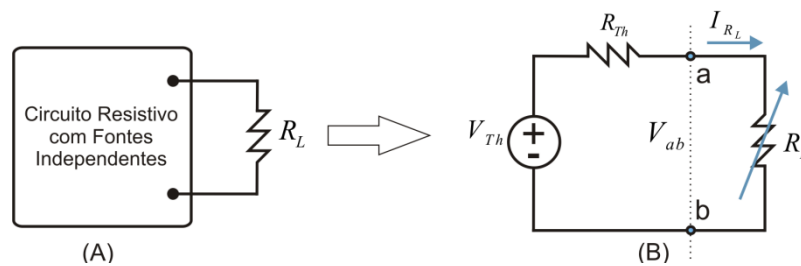


Figura 6.3 – Circuito resistivo simples.

A primeira análise a ser feita é representar o circuito resistivo da Figura 6.3-A por um equivalente de Thévenin. Assim, o circuito fica representado pela Figura 6.3-B, e com isso podemos obter o valor de  $R_L$  que extrai a máxima potência da fonte expressando a potência dissipada em função dos parâmetros do circuito ( $V_{Th}$ ,  $R_{Th}$ ,  $R_L$ ), como na equação (5.1).

$$P_{R_L} = R_L i_{R_L}^2 = \left( \frac{V_{Th}}{R_{Th} + R_L} \right)^2 R_L \quad (5.1)$$

No caso de um circuito específico, onde os valores de  $V_{Th}$  e  $R_{Th}$  são fixos e não podem ser alterados, a potência em  $R_L$  é apenas função de sua própria resistência. Para determinar o valor de  $R_L$  que maximiza a potência, começamos por expressar a derivada da potência em relação à  $R_L$  como na expressão (5.2), e, pelo teorema do valor máximo, a potência será máxima quando a derivada for nula, o que nos leva à equação (5.3) que depois de resolvida resume-se na expressão (5.4).

$$\frac{dP_{R_L}}{dR_L} = V_{Th}^2 \left[ \frac{(R_{Th} + R_L)^2 - 2R_L(R_{Th} + R_L)}{(R_{Th} + R_L)^4} \right] \quad (5.2)$$

$$\frac{dP_{R_L}}{dR_L} = 0 \Rightarrow (R_{Th} + R_L)^2 = 2R_L(R_{Th} + R_L) \quad (5.3)$$

$$R_L = R_{Th} \quad (5.4)$$

Observando (5.4) concluímos que a máxima transferência de potência se dá quando  $R_L$  for igual a  $R_{Th}$ ; sendo assim, a potência máxima processada por  $R_L$  será dada

por (5.5). A comprovação gráfica também pode ser obtida se variarmos a resistência de zero a infinito, o que resulta no gráfico da Figura 6.4, onde se nota que a máxima potência ocorre para  $R_L = R_{Th}$ .

$$P_{R_L \max} = \frac{V_{Th}^2 R_L}{2R_L^2} = \frac{V_{Th}^2}{4R_L} \quad (5.5)$$

Comparando a Figura 6.4 e a Figura 6.2, podemos concluir que uma variação de razão cíclica em um conversor de potência fará com que o mesmo mude a tensão e a corrente de operação. Isso equivale a dizer que se pode emular uma resistência equivalente.

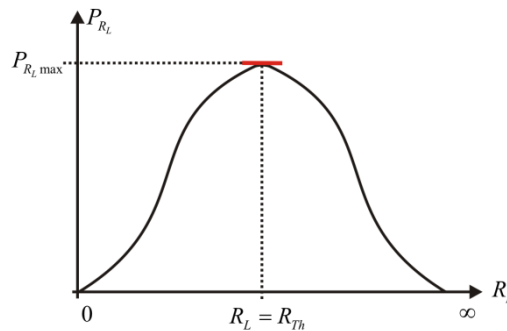


Figura 6.4 – Máxima potência para um circuito resistivo.

Para circuitos senoidais, o princípio também é válido, já que qualquer circuito linear pode ser expresso por um circuito equivalente de Thévenin do ponto de vista dos terminais da carga. Assim, haverá uma impedância  $Z_L$  que transfere a máxima potência da fonte  $V_{Th}$ , como no circuito da Figura 6.5, e, agora, o valor de  $Z_L$  deve ser igual ao complexo conjugado da impedância de Thévenin, como na expressão (5.6).

$$Z_L = Z_{Th}^* \quad (5.6)$$

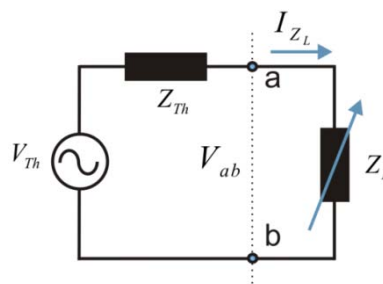


Figura 6.5 – Circuito linear simples.



A demonstração de (5.6) pode ser feita partindo das expressões (5.7) e (5.8), onde as reatâncias  $X_{Th}$  e  $X_L$  podem ser positivas ou negativas, dependendo da predominância da reatância, ou seja, se a reatância for indutiva, os termos  $X_{Th}$  e  $X_L$  serão positivos; caso a reatância for capacitiva, esses serão negativos.

$$Z_{Th} = R_{Th} + jX_{Th} \quad (5.7)$$

$$Z_L = R_L + jX_L \quad (5.8)$$

Usando a fonte  $V_{Th}$  como referência, com seu valor expresso em volts *rms*, teremos a corrente expressa por (5.9).

$$I_{Z_L} = \frac{V_{Th}}{(R_{Th} + R_L) + j(X_{Th} + X_L)} \quad (5.9)$$

A Potência média em  $R_L$  será dada por (5.10). Substituindo (5.9) em (5.10) obtemos (5.11).

$$P_{Z_L} = |I_{Z_L}|^2 R_L \quad (5.10)$$

$$P_{R_L} = \frac{|V_{Th}|^2 R_L}{(R_{Th} + R_L)^2 + (X_{Th} + X_L)^2} \quad (5.11)$$

Como anteriormente, para maximizar a potência transferida, deriva-se a potência em relação aos termos variáveis e iguala-se a zero. Como  $R_L$  e  $X_L$  variam, temos então as expressões (5.12) e (5.13) que, igualadas a zero como em (5.14), resultam em (5.15) e (5.16) que, se observadas, satisfazem a condição da expressão (5.6).

$$\frac{dP}{dX_L} = \frac{-|V_{Th}|^2 2R_L (X_{Th} + X_L)}{\left[ (R_{Th} + R_L)^2 + (X_{Th} + X_L)^2 \right]^2} \quad (5.12)$$

$$\frac{dP}{dR_L} = \frac{|V_{Th}|^2 \left[ (R_{Th} + R_L)^2 + (X_{Th} + X_L)^2 - 2R_L(R_{Th} + R_L) \right]}{\left[ (R_{Th} + R_L)^2 + (X_{Th} + X_L)^2 \right]^2} \quad (5.13)$$

$$\frac{dP}{dX_L} = \frac{dP}{dR_L} = 0 \quad (5.14)$$

$$X_L = -X_{Th} \quad (5.15)$$

$$R_L = \sqrt{R_{Th}^2 + (X_L + X_{Th})^2} \quad (5.16)$$

Substituindo (5.15) e (5.16) em (5.11), temos a potência máxima, que será dada pela expressão (5.17). Representando a tensão eficaz da fonte de Thévenin pelo seu valor de pico, a equação (5.17) resume-se na expressão (5.18).

$$P_{Z_L \max} = \frac{|V_{Th}|^2 R_L}{4R_L^2} = \frac{|V_{Th}|^2}{4R_L} \quad (5.17)$$

$$P_{Z_L \max} = \frac{V_{pico}^2}{8R_L} \quad (5.18)$$

Quando  $R_L$  e  $X_L$  são limitados a certa faixa de valores, o melhor que se pode fazer é encontrar um valor próximo aos valores de máxima potência e assim operar o mais próximo possível da potência máxima.

## 6.2 Aplicação do método

Uma vez entendida a teoria de máxima transferência de potência e sabendo-se que a “máquina eólica” possui uma curva característica de potência que passa por um máximo para uma determinada tensão na saída, então deve ser possível, pela utilização de um método de rastreamento fazer com que um conversor encontre essa tensão alterando sua razão cíclica a partir das perturbações e leituras de potência aplicadas ao sistema.



O controle da potência elétrica pode ser efetuado de diversas maneiras e, a princípio, qualquer conversor pode ser utilizado na saída da fonte desde que o mesmo tenha a capacidade de “emular” uma impedância equivalente de modo a obter a máxima transferência de potência.

O estratégia de perturbar e observar pode ser implementada de diversos modos, mas a escolhida baseia-se no diagrama de blocos da Figura 6.6, que basicamente consiste em incrementar ou decrementar o valor médio de uma entrada de controle a partir da leitura de uma potência diferencial. Essa potência é obtida pela leitura de uma potência após haver uma perturbação positiva no sistema e em seguida uma perturbação negativa, ambas em torno de um valor médio atual. A amplitude da perturbação é de baixa amplitude para que não haja mudança brusca na potência e torne o sistema instável; já a frequência da perturbação também é baixa e deve respeitar as inércias e tempos mecânicos, como visto anteriormente.

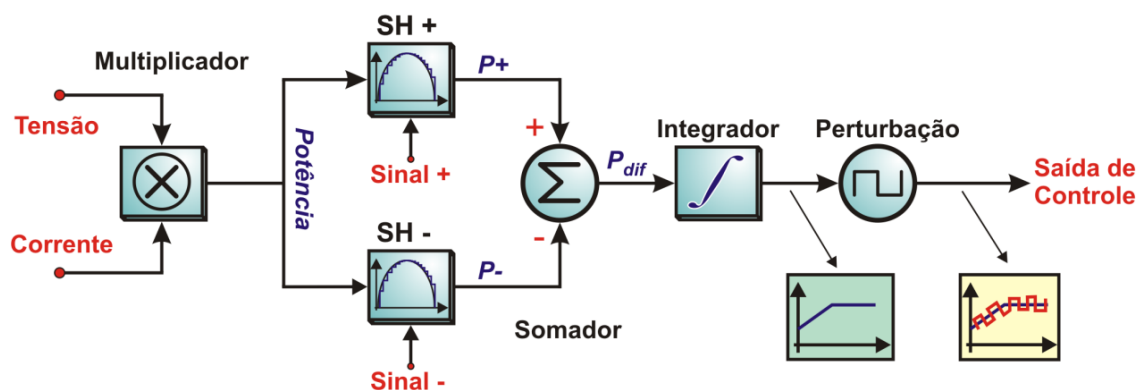


Figura 6.6 – Diagrama de bloco do sistema de MPPT proposto.

As leituras de potências devem ser feitas quando o sistema já estiver em regime permanente após ser perturbado e devem estar sincronizadas com a fonte de perturbação. Desta maneira, utilizam-se dois amostradores e sustentadores (*sample-and-hold*) que são acionados com uma frequência igual a da perturbação, mas defasados de aproximadamente de 180 graus um do outro. Em outras palavras, o sistema sofre uma perturbação; então a potência aumenta ou diminui, dependendo do lado da curva em que está. Então instantes antes de acontecer a próxima perturbação, com o sistema já em regime, a potência é lida e armazenada por  $SH+$  quando há disparo deste. A segunda perturbação, negativa, fará novamente com que a potência aumente ou diminua,

dependendo do ponto da curva em que esteja, assim, como no ciclo anterior, quando esta estiver estável e prestes a sofrer uma nova perturbação positiva, haverá disparo de  $SH-$  e o valor de potência lido será armazenado neste amostrador. Uma vez obtidos, por amostragem, os valores de potência condizentes às perturbações positiva e negativa respectivamente, esses são subtraídos, respeitando a equação (5.19), gerando uma potência diferencial, que será aplicada então a um integrador, de modo que o mesmo aumentará ou diminuirá a sua saída contínua dependendo do sinal do erro. O “passo” com que a razão cíclica mudará dependerá da amplitude desse erro e das configurações do integrador (constante de tempo e ganho). Se o erro for nulo, o que significa que não há variação de potência entre perturbações, significará que a potência está no seu máximo e então o integrador preservará em sua saída o valor constante que representará o valor médio da referência de controle a ser usada. O valor médio para fechar a malha é somado com a perturbação de modo que a variável de controle será uma curva com formato retangular em torno de um valor médio. Os sinais e formatos da curva podem, também, ser visualizados na Figura 6.6, e o sinal gerado na saída deste bloco pode ser usado como referência para o controlador utilizado, ou seja, se o controlador visar ao controle da corrente para o rastreamento de potência, essa referência perturbada será uma referência de corrente. Contudo, a lógica independe do controlador a ser usado, sendo realmente genérica, podendo ser usado tanto para controle de corrente, tensão ou mesmo razão cíclica.

$$P_{dif} = P_{SH+} - P_{SH-} \quad (5.19)$$

### 6.2.1 Comprovação do método por simulação

Para comprovar o algoritmo de rastreamento proposto, podemos simular um conversor qualquer no qual a fonte de entrada é uma fonte de tensão com uma resistência série equivalente. Por comodidade, escolheu-se, a efeito de exemplo, um simples conversor Boost com uma pequena modificação em sua entrada, que consiste na adição da resistência série, como na Figura 6.7. Observando o sistema nos pontos **a-b** e sabendo que a tensão média nesse ponto pode ser representada pela equação (5.20), como será provado no capítulo seguinte, então podemos representar o circuito por um



equivalente resistivo, onde, entre os pontos **a-b**, é inserida uma resistência variável que possui valor dado pela expressão (5.22). A indutância série Boost pode ser desprezada no circuito equivalente, já que a mesma não processa potência ativa e por ser o circuito equivalente CC com carga resistiva. A corrente no circuito equivalente é dada pela equação (5.21); logo, substituindo (5.20) e (5.21) em (5.22) e rearranjando os termos, obtemos uma expressão para a resistência Boost equivalente em função da tensão de entrada e da razão cíclica do conversor. Sabendo-se que a potência no conversor é igual a potência de entrada, pelo balanço de energia, representamos a potência do sistema pela equação (5.24).

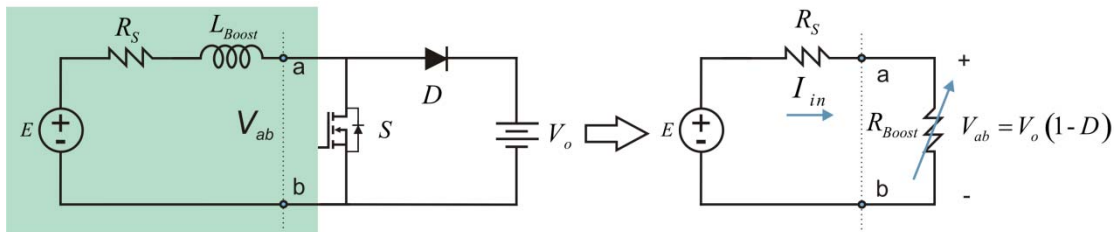


Figura 6.7 – Conversor Boost emulando uma resistência.

$$V_{ab} = V_o (1 - D) \quad (5.20)$$

$$I_{in} = \frac{E}{R_S + R_{Boost}} \quad (5.21)$$

$$R_{Boost}(E, D) = \frac{V_{ab}}{I_{in}} \quad (5.22)$$

$$R_{Boost}(E, D) = \frac{R_S}{\frac{E}{V_o(1-D)} - 1} \quad (5.23)$$

$$P(E, D) = R_{Boost} I_{in}^2 \quad (5.24)$$

Atribuindo, a efeito de exemplo, uma resistência de entrada de  $1,35\Omega$  uma tensão de saída de  $144V$ , podemos plotar uma curva de potência *versus* razão cíclica para cada tensão de entrada. A Figura 6.8 apresenta duas curvas, para tensão de entrada de  $90V$  e

70V e, observando estas podemos ver claramente que há uma potência máxima para uma dada razão cíclica para cada uma das tensões.

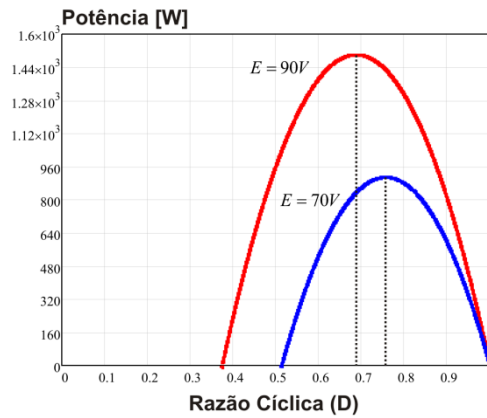


Figura 6.8 – Curvas de máxima potência para o conversor Boost com resistência de entrada.

Simulando o estágio de potência proposto, com os mesmos valores do exemplo, adicionando o estágio de MPPT proposto, da maneira apresentada na Figura 6.9, comprovaremos se esse é capaz de fazer o circuito de potência operar na máxima potência com sua respectiva razão cíclica, como na Figura 6.8.

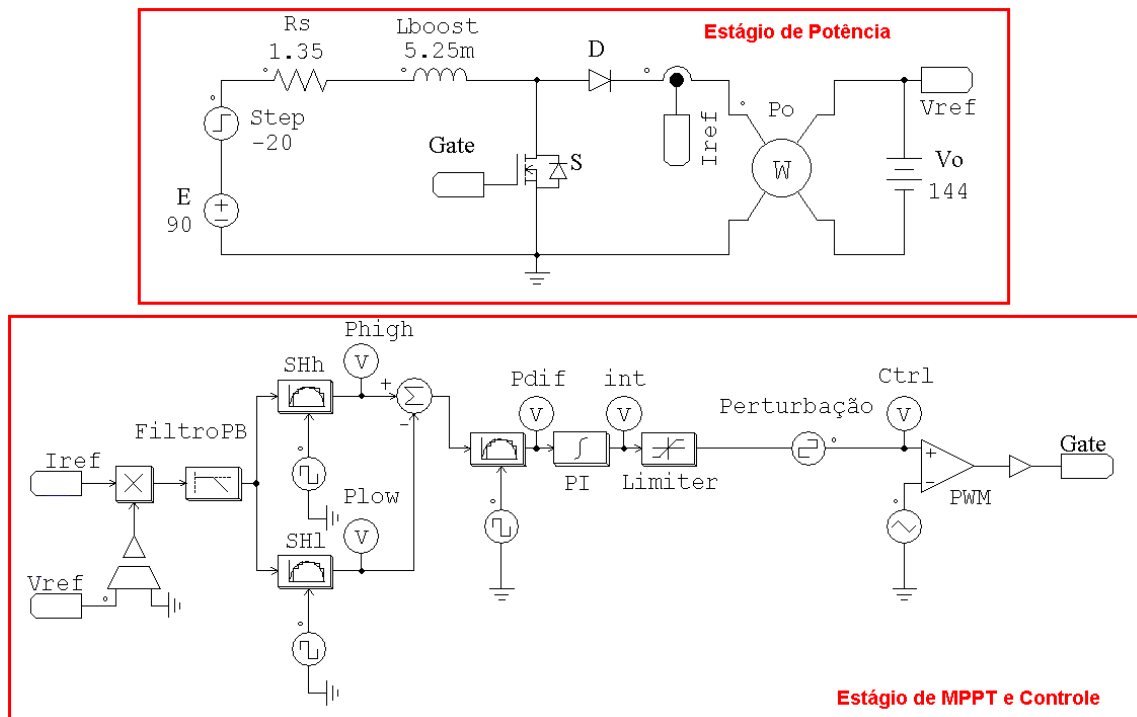


Figura 6.9 – Circuito de simulação de um conversor Boost com fonte de tensão não ideal.

Como se observa na Figura 6.9, os blocos do sistema de MPPT propostos na Figura 6.6 foram facilmente implementados no circuito de simulação; a tensão e a corrente que





formam a potência de referência foram obtidas por medidas na saída do circuito de potência. O sinal gerado pelo bloco de MPPT foi então aplicado à referência de razão cíclica do circuito PWM que comanda o interruptor do conversor. Logo, as perturbações são aplicadas diretamente na razão cíclica e possuem um valor baixo e uma frequência também baixa para respeitar as dinâmicas do circuito. Neste exemplo, utilizou-se uma frequência perturbação de  $10\text{Hz}$  com amplitude pico a pico de  $2\%$  da razão cíclica. A constante de tempo do integrador é grande para que o sistema não se torne instável e foi obtida empiricamente na simulação; e, a frequência de comutação escolhida foi  $5\text{kHz}$  também para efeito de simulação, e o valor da indutância foi atribuído alto para se garantir condução contínua. O acionamento dos amostradores e sustentadores é sincronizado com a fonte de perturbação.

Os principais resultados para a simulação deste exemplo são apresentados na Figura 6.10 e, conforme esperado, o sistema rastreou a potência máxima para a situação em que a tensão de entrada é igual a  $90\text{V}$ , estabilizando na razão cíclica de máxima potência. O valor da razão cíclica pode ser observado pelo valor médio do sinal aplicado à referência do gerador PWM. Após a tensão de entrada sofrer um degrau negativo, passando a ter uma tensão de  $70\text{V}$ , o sistema rastreou um novo ponto de potência máxima para outra razão cíclica. Ainda na Figura 6.10, observam-se os sinais de potência lidos após perturbações positivas e negativas da razão cíclica, assim como a potência diferencial (erro) obtida da subtração desses sinais. Esse valor é aplicado ao integrador, e nota-se claramente que, quando esse é zero o sistema está operando na máxima potência. As amplitudes de potência lidas e apresentadas no gráfico dependem dos ganhos dos sensores e devem ser ponderadas no ganho do integrador, e nesse caso, por se tratar de um exemplo de verificação do método, estas amplitudes não foram levadas em consideração.

Conclui-se, a princípio, que o método proposto para realizar o MPPT é satisfatório e funcional e pode ser aplicado a um conversor CC em uma variedade de problemas práticos em que se deseja obter, sempre, a máxima potência, como no caso eólico que é o alvo principal.

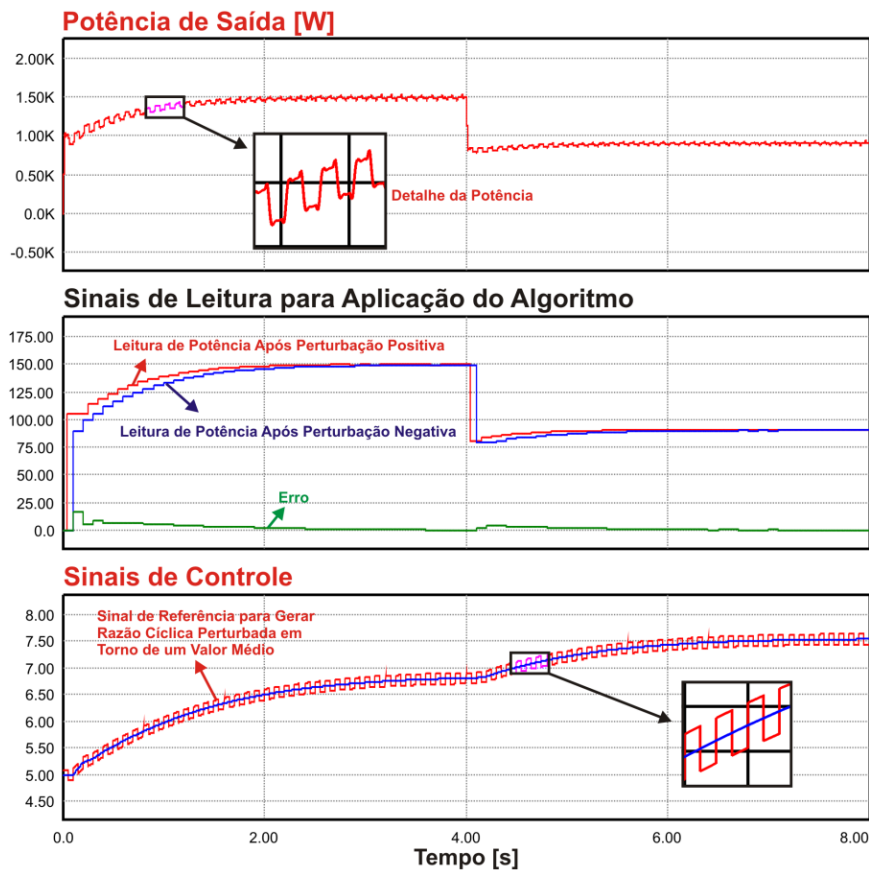


Figura 6.10 – Formas de onda de simulação provando o rastreamento de máxima potência.

### 6.3 Máxima potência no sistema eólico de pequeno porte

Nos Capítulos 2 e 3, o levantamento de um modelo que permitisse simular o sistema eólico foi obtido; já no Capítulo 5, uma análise completa do comportamento do sistema, baseado neste modelo e já utilizando os parâmetros do sistema que será implementado foi aferida. No capítulo corrente, até o momento, uma estratégia de máxima potência foi elaborada e testada, de modo que, uma vez comprovada sua funcionalidade, resta então a sua aplicação ao sistema eólico, já que se sabe que ele possui curvas de máxima potência, como mostrado anteriormente. Porém, antes de se estudar um ou mais conversores de potência e aplicar o algoritmo, é necessário fazer um levantamento das curvas de potência e comportamento das mesmas no presente sistema. Logo, utilizando os modelos de simulação propostos e o esquema da Figura 6.11, onde ligamos na saída da ponte retificadora uma fonte de tensão variável, poderemos obter todas as curvas necessárias para o entendimento do sistema e posterior aplicação de um conversor e estágio de MPPT.



As simulações e gráficos que serão apresentados a seguir têm, além dos objetivos citados, a função de permitir a análise e comparação da operação do sistema, quando estiver operando com rastreamento potência ou sem ele, demonstrando as vantagens e desvantagens além de ser um excelente referencial para a metodologia de projeto que se deseja aplicar. E, apesar de as curvas pertencerem ao sistema em questão, é possível generalizá-las ou obtê-las para qualquer outra especificação de sistema eólico, sobretudo de pequeno porte.

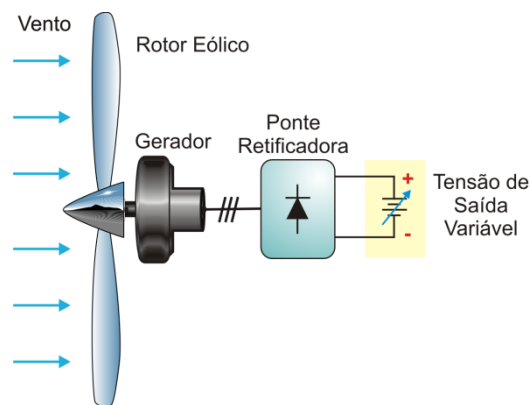


Figura 6.11 – Sistema eólico com tensão de saída variável para levantamento de curvas de potência.

Para o sistema em questão, variando a tensão de saída de zero a 200 volts para cada velocidade do vento e plotando as potências elétricas mecânicas e elétricas em função dessa tensão, obtemos as curvas apresentadas na Figura 6.12, onde é possível tirar diversas conclusões. Como visto anteriormente, há diferenças entre as curvas de potência mecânica e elétrica provenientes das características já citadas, porém ambas possuem comportamento análogo e passam por um ponto de máximo. Outra importante característica é o fato de haver um ponto inicial de crescimento da potência, em uma tensão mínima, sendo que isso é explicado pela característica do gerador elétrico utilizado, como visto no Capítulo 3, sendo que, para tensões abaixo desta, o sistema não transfere energia já que não há rotação suficiente. Destaca-se, ainda, na Figura 6.12, o ponto de operação do sistema se a tensão estivesse fixa em 48V, ficando claro que para esta tensão o sistema somente opera em máxima potência elétrica para velocidades baixas do vento. Contudo, nessa tensão, a potência mecânica, pelo comportamento da sua curva, está praticamente maximizada. A observação das curvas também permite a escolha de faixas de tensão para a operação no melhor ponto para qualquer vento e,

neste caso, nota-se que um conversor que seja capaz de manter os níveis desta tensão entre 48 e 100 volts irá otimizar a potência extraída da turbina eólica.

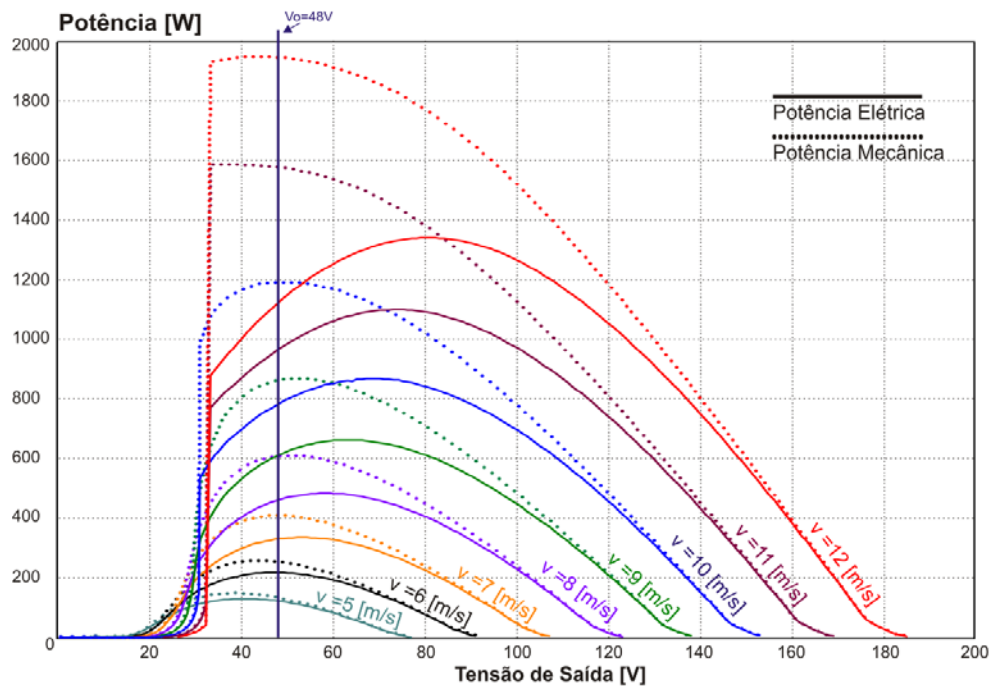


Figura 6.12 – Potência elétrica e mecânica versus tensão de saída para várias velocidades do vento.

Como, a partir das leituras, é conhecida a potência elétrica aplicada na fonte de tensão de saída para cada uma das tensões ensaiadas, é possível obter a corrente injetada nessa fonte de tensão e assim plotar outro gráfico que apresenta o comportamento das potências (mecânica e elétrica) em função da corrente para cada velocidade do vento. Essas curvas são apresentadas na Figura 6.13, e conclui-se que a corrente não possui um comportamento linear, possuindo um valor máximo no qual, qualquer aumento, faz com que o sistema perca estabilidade fazendo a potência cair abruptamente a zero. Isto torna inviável o controle da corrente de saída da ponte retificadora, pois seria difícil a implementação de uma malha de controle, considerando esta característica. O projeto de rastreamento em sua fase inicial partiu da hipótese de que o controle dessa corrente seria possível, antes de se ter conhecimento dessa característica. A modelagem e aplicação de dois conversores para realizar este controle e demonstração de impossibilidade de funcionamento serão abordados no capítulo seguinte.

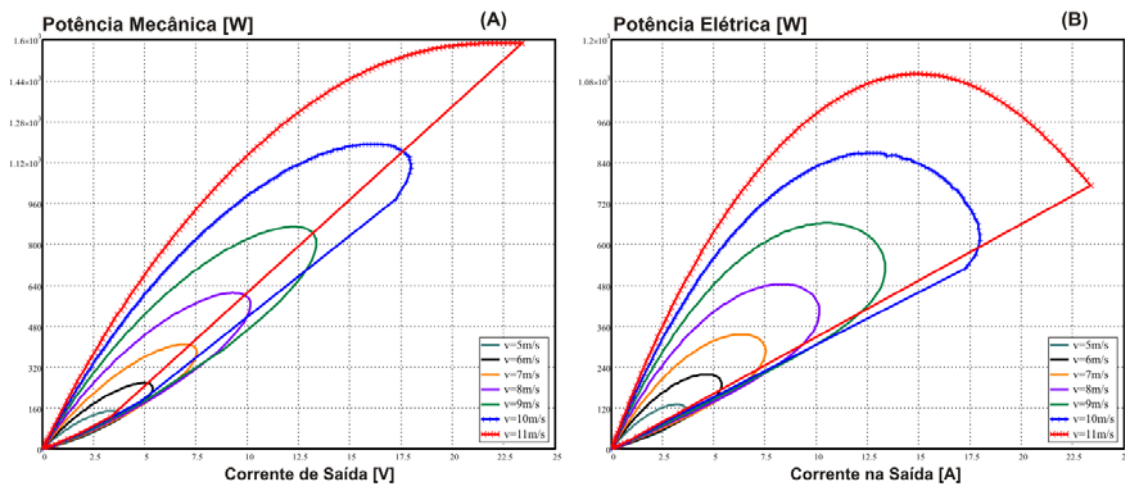


Figura 6.13 – Potência mecânica (A) e potência elétrica (B) versus corrente de saída.

Sabendo que há uma máxima potência para cada velocidade do vento, para uma determinada tensão, podemos traçar curvas de potência máxima tanto em relação a essa tensão quanto em relação à velocidade do vento, sendo ambas apresentadas na Figura 6.14. Quando observamos as curvas de máxima potência *versus* tensão de saída notamos que há um comportamento praticamente linear da potência elétrica. O mesmo não acontece com a mecânica, sendo, portanto, mais fácil controlar essa potência elétrica máxima. Já na Figura 6.14-B notamos que, em relação ao vento, as curvas de potência mecânica e elétrica possuem o mesmo comportamento, diferenciando-se unicamente a amplitude pelos motivos já citados.

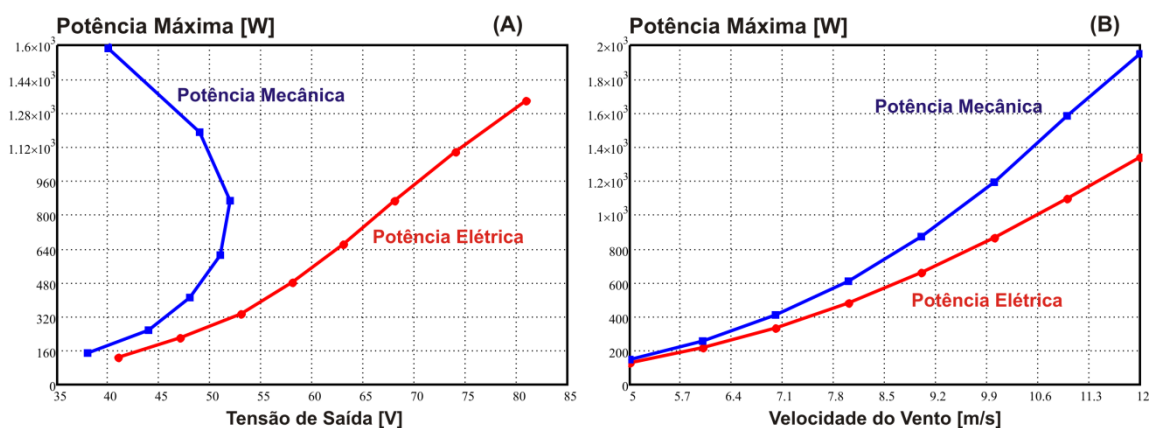


Figura 6.14 – Potências mecânica e elétrica máximas em função da tensão de saída (A) e velocidade do vento (B).

A potência elétrica máxima da Figura 6.14-B pode ser comparada com a curva apresentada na Figura 5.1, sendo esta última fornecida pelo fabricante da turbina

simulada. Observa-se que o modelo de simulação é confiável, pois reproduz com fidelidade a curva real, com exceção dos pontos de potência para velocidades acima de 12 metros por segundo, pois, acima disso, o sistema de estol atual e na simulação esse efeito não está modelado, como dito no Capítulo 3.

Agora, se traçarmos a potência mecânica máxima em função da velocidade do vento juntamente com a potência elétrica, obtida para essa situação, encontra-se o gráfico da Figura 6.15-A, que também apresenta a potência mecânica em função da velocidade do vento para uma tensão de saída de 48 volts. Nota-se para a situação peculiar desse sistema que uma tensão de 48 volts maximiza a potência mecânica, mas claramente percebe-se que, com o aumento da velocidade do vento, a potência elétrica extraída do sistema fica comprometida ao se maximizar a potência mecânica. Do mesmo modo, é possível traçar a curva de potência elétrica máxima, juntamente com a curva de potência mecânica para esta situação, comparando as mesmas com as curvas de máxima mecânica e elétrica para a situação em que a tensão de saída é igual a 48 volts.

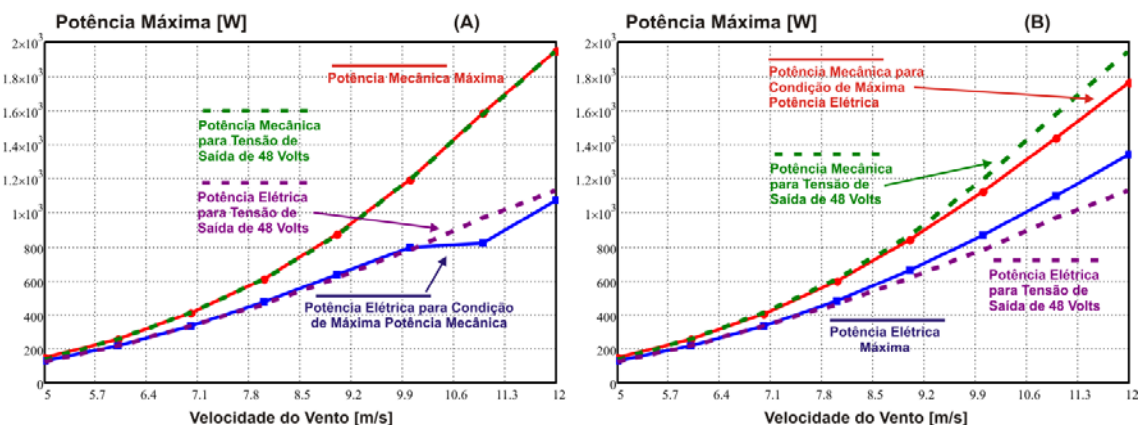


Figura 6.15 – Comparações entre potência máxima mecânica (A) e potência máxima elétrica (B) com potência para saída em 48 Volts (sistema convencional).

O resultado é apresentado na Figura 6.15-B e repetido com maiores detalhes na Figura 6.16. Como esse ábaco, podemos observar claramente o ganho de potência elétrica ao sairmos da situação de tensão fixa igual a 48 volts e maximizarmos a potência elétrica com a variação desta tensão. E como a energia de um sistema nunca é criada e sim transformada, vemos que houve perda de potência mecânica ao sairmos de uma situação para outra.

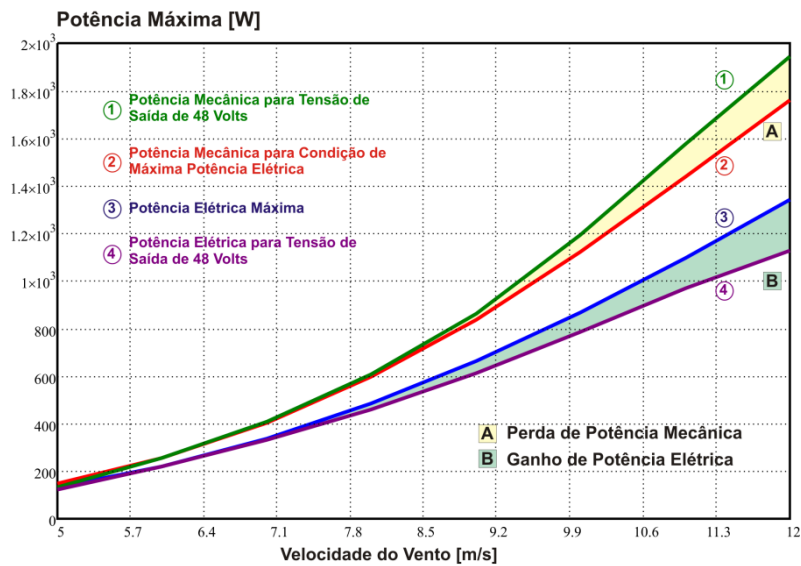


Figura 6.16 – Detalhe do ganho de potência ao se operar na máxima potência elétrica.

Para o sistema em questão, com os níveis de potência e ganho da mesma ao se efetuar o rastreamento, visto na Figura 6.16, concluímos que o esforço em efetuar um rastreamento contribui com um ganho pouco expressivo de potência, mas que em longo prazo pode ser significativo. Porém o mais importante é saber que esse ganho será maior quando maior for sistema. Assim, o rastreamento ou maximização da potência elétrica em sistemas eólicos é fundamental, e todo o esforço despendido na presente pesquisa pode ser expandido para sistema de maior porte, obtendo as mesmas curvas para que sejam analisados e projetados os sistemas de rastreamento.

Comumente, as curvas de potência para sistemas eólicos são apresentadas em função da rotação; logo, para os mesmos ensaios realizados, tendo sido anotada a rotação respectiva para cada tensão submetida, podemos traçar as curvas vistas na Figura 6.17. A curva de potência mecânica e seus respectivos máximos se assemelham às curvas vistas na Figura 2.18, como deveriam ser. As curvas de máxima potência mecânica e elétrica também são apresentadas na Figura 6.17 e as mesmas conclusões tiradas anteriormente podem ser feitas aqui, mas agora em relação à rotação.

Para finalizar a análise do sistema eólico e as características de potência para diversas situações de vento e tensões na saída, traçamos as curvas de rotação *versus* tensão e corrente de saída, como apresentadas na Figura 6.18.

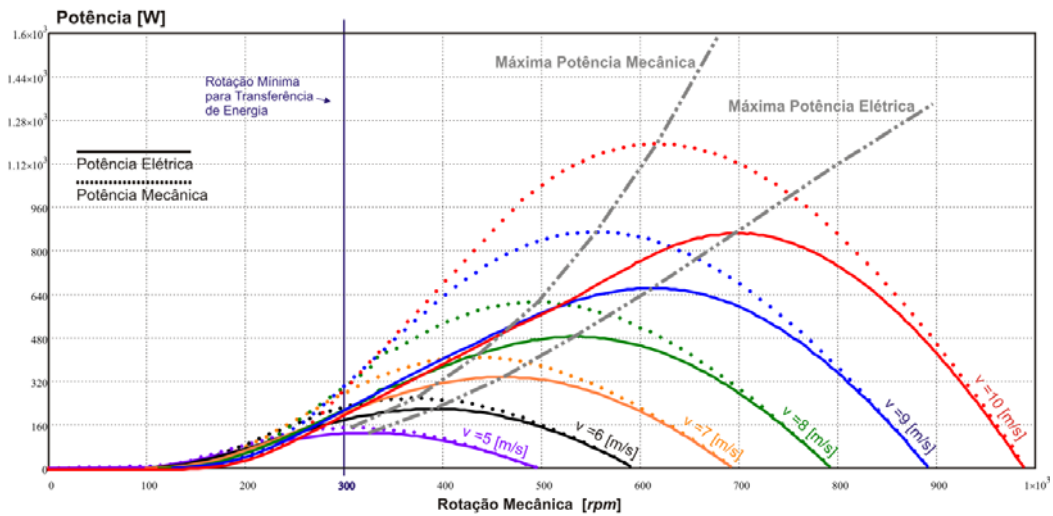


Figura 6.17 – Potências mecânicas e elétricas versus rotação mecânica para várias velocidade do vento.

A Figura 6.18-A mostra o comportamento da rotação para o aumento da tensão de saída para algumas velocidades do vento, e o resultado é coerente já que a tensão de saída dita o valor eficaz da tensão de fase do gerador, e este é proporcional a rotação, havendo, portanto, uma curva linear para cada velocidade do vento a partir da tensão mínima de transferência de potência. Já, na Figura 6.18-B, apresenta-se a mesma curva de rotação, mas agora em função da corrente na saída, onde se nota que há uma corrente máxima para cada velocidade do vento, e que, acima desta, a rotação cai a zero, pois o torque se torna muito grande, aplicando um freio na máquina, lembrando que o torque é proporcional a corrente.

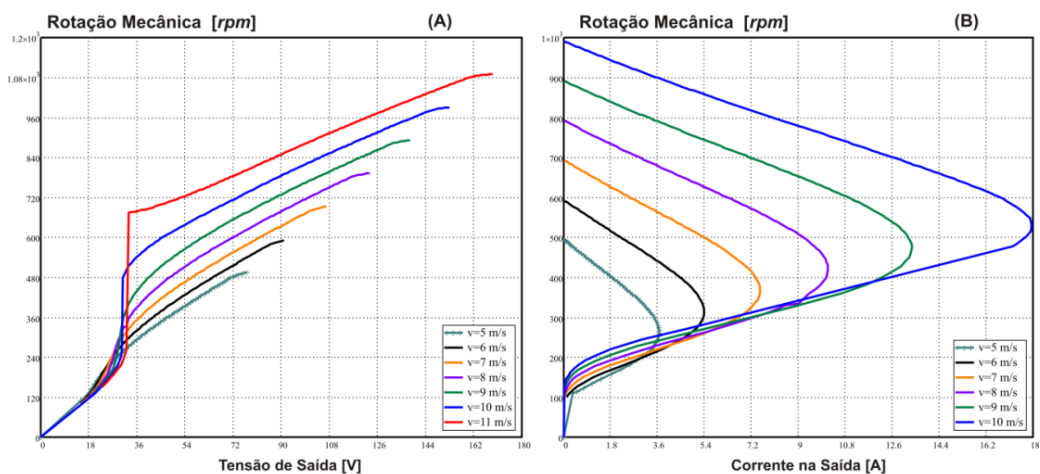


Figura 6.18 – Rotação mecânica versus tensão e corrente.





## CAPÍTULO 7

---

### **SISTEMA EÓLICO COM PROCESSAMENTO DE ENERGIA ATRAVÉS DE CONVERSORES ESTÁTICOS**

Uma vez visto o sistema eólico clássico representado pelos blocos da Figura 5.3 e apresentadas suas vantagens e desvantagens, e tendo em vista os benefícios que um sistema de rastreamento pode oferecer, como apresentado no capítulo anterior, fica clara a necessidade de se incorporar um estágio de processamento de energia ao sistema, de modo que seja capaz de realizar controle adequado, rastreamento de máxima potência, além de manter os requisitos de operação e proteções necessárias.

Sendo assim, rerepresentamos o sistema eólico pelos blocos da Figura 7.1, onde, entre a saída da ponte retificadora e a entrada do banco de baterias, é incorporado um conversor de potência. A princípio, esse conversor é genérico e pode ser de qualquer topologia, sendo essa escolha definida pelas especificações do sistema, estratégia de rastreamento e controle, rendimento e custo. O mais importante, contudo é que o comando desse conversor deverá ser efetuado de modo a operar o sistema eólico dentro das curvas de potência apresentadas no capítulo anterior e, sobretudo, deverá ser incorporado ao mesmo um sistema de controle que permita realizar o algoritmo de rastreamento de máxima potência proposto.

Para cada um dos blocos fundamentais do sistema, como visto na Figura 7.1 há equações para representá-los; porém, uma equação completa que represente matematicamente o sistema e que possibilitaria o dimensionamento preciso dos conversores e controladores é demasiadamente complicada de ser obtida, haja vista a complexidade de se integrar tais sistemas; logo, a simulação e avaliação de resultados a partir de uma série de perturbações e medidas, para as mais diversas situações, é essencial para que se possa caracterizar o sistema e assim projetá-lo com consciência. Tal análise foi feita nos capítulos anteriores e desse ponto em diante, propostas de



conversores e controladores e as maneiras de se aplicar o algoritmo descrito anteriormente serão explanadas.

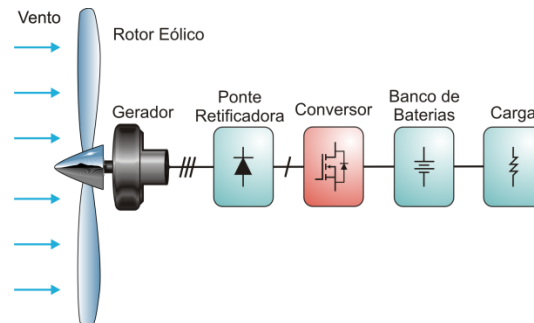


Figura 7.1 – Sistema de geração eólica com integração de conversor estático de potência para processamento da Energia.

## 7.1 Controle da corrente da saída da ponte retificadora e utilização dos parâmetros da máquina elétrica

O fato de a saída do gerador elétrico ter uma característica de fonte de corrente, em razão da grande indutância da máquina, e haver na saída um banco de baterias que constituem uma fonte de tensão, fez com que, a princípio, se pensasse em utilizar, entre a saída do gerador e a entrada do banco de baterias, um conversor que possuísse características de entrada em corrente, para aproveitar de forma útil, a indutância da máquina, e saída em tensão para se aproveitar a fonte de tensão da saída. O controle e o método de rastreamento seriam então aplicados de modo a se controlar a corrente de saída da ponte retificadora.

O conversor mais simples que atende aos requisitos citados é o conversor elevador Boost, por sua simplicidade e facilidade de controle. Operando no modo de condução contínua (**MCC**), esse conversor agrega características interessantes, como corrente de entrada contínua, frequência de operação constante e valor de pico da corrente reduzido nos dispositivos do conversor. Outra vantagem é que há um circuito integrado dedicado, capaz de exercer modulação PWM, controle e comando do conversor. O circuito convencional de um conversor Boost é visto na Figura 7.2.

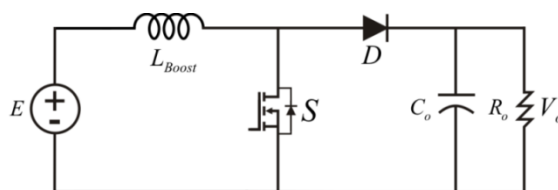


Figura 7.2 – Conversor Boost tradicional.

Como a saída do gerador trifásico do sistema eólico é alternada, há a necessidade de um estágio retificador antes da conexão do conversor Boost. Uma ponte de graetz é utilizada para esse fim; logo, a estrutura incluindo o gerador, ponte retificadora e banco de baterias é apresentada na Figura 7.3. A indutância Boost vista na Figura 7.3 será a indutância interna da máquina; logo, representando a máquina por seu circuito equivalente e considerando a indutância dela como indutância Boost, o esquema da Figura 7.3 torna-se o circuito da Figura 7.4. As tensões de fase vistas no circuito possuem amplitude e frequência que dependem da rotação da máquina, que por sua vez dependem da velocidade do vento.

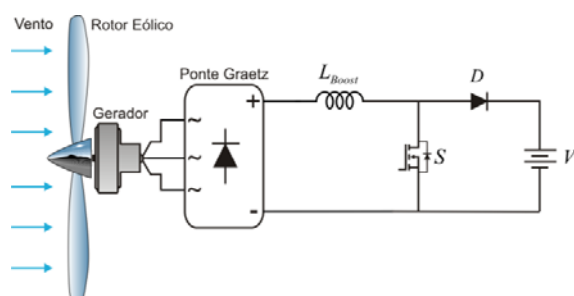


Figura 7.3 – Conversor Boost adaptado ao sistema eólico para carregamento de baterias.

Analisando o sistema apresentado na Figura 7.4 e de posse do conhecimento sobre a potência do sistema, podemos afirmar que entre os pontos **a** e **b** desta figura haverá uma potência com o formato da curva da Figura 5.22. Logo, podemos controlar a corrente que circula nesse ponto de tal forma a se operar sempre no ponto máximo de potência.

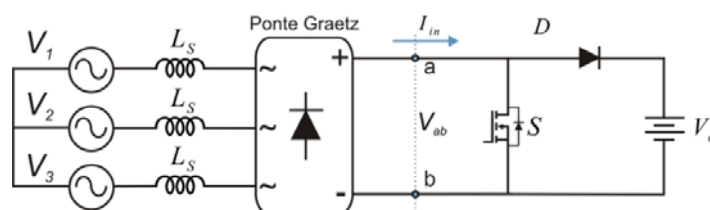


Figura 7.4 – Circuito equivalente do gerador, retificador e conversor Boost.



Para o sistema convencional utilizado, no qual o banco de baterias é formado pela ligação em série de quatro baterias de 12 volts e pelas características de geração do gerador e turbina eólica em questão, o conversor Boost não se adapta à implementação, já que se trata de um conversor unicamente elevador de tensão e com tensão de 48 volts imposta na saída haverá situações em que a tensão de entrada equivalente será maior devido às rotações maiores da máquina, o que levaria o sistema à destruição. Assim, há que se ter além da característica de elevador de tensão a característica de abaixador, e o conversor que atende a esse critério e ainda mantém as características de entrada e saída análogas à do conversor Boost é o conversor **SEPIC** (*Single-Ended Primary Inductance Converter*) mostrado na Figura 7.5.

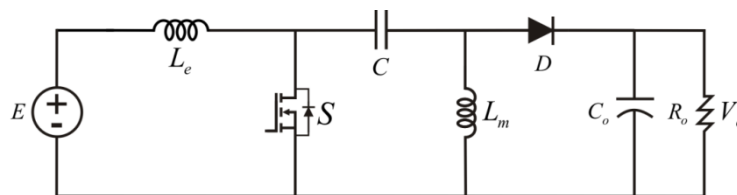


Figura 7.5 – Conversor SEPIC tradicional.

Da mesma maneira que no conversor Boost, a indutância de entrada do conversor SEPIC será a própria indutância síncrona da máquina, pois assim utilizam-se os parâmetros físicos internos desta e também se reduz o custo de implementação do conversor e a tensão de saída é imposta pelo banco de baterias. Logo, o circuito equivalente do conjunto é dado pela Figura 7.6, onde, comparando com a estrutura Boost, nota-se, simplesmente, a inserção de uma “célula C-L” (capacitor série e indutor em paralelo) entre o interruptor e o diodo de saída.

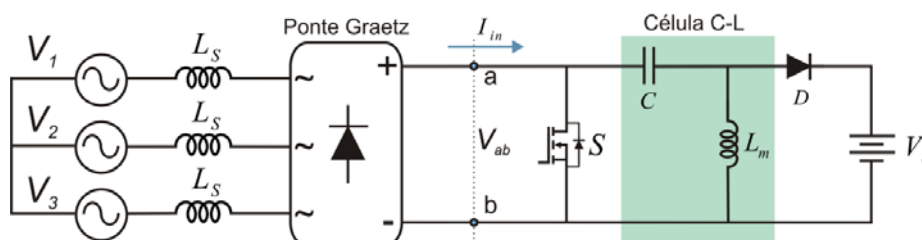


Figura 7.6 – Conversor SEPIC adaptado ao sistema.

Para se obter a operação no ponto de máxima potência, o controle será realizado sobre a corrente de saída da ponte, ou de entrada do conversor, da mesma forma que na estrutura Boost. Porém, antes de se estudar uma ou outra estrutura, há a necessidade de

se obter os circuitos equivalentes monofásicos dessas, já que a indutância e a tensão de entrada dos conversores serão dadas em função da indutância síncrona e da tensão interna da máquina, respectivamente. Caso contrário, seria complicado obter os parâmetros do conversor dificultando o seu projeto.

## 7.2 Conversor Boost

Apesar de o conversor Boost não ser o conversor implementado para o sistema em questão, devido ao problema já mencionado, ele ainda será o mais atrativo quando o objetivo for interligação com rede. Então, por esse motivo e pelo fato de seu entendimento ser mais simples e o controle da corrente de entrada bem dominado, ele será primeiramente estudado, e os resultados e idéias de modelagem e controle levados ao conversor SEPIC.

### 7.2.1 Etapas de operação e formas de onda

As etapas de operação do conversor Boost desta estrutura são análogas a da estrutura Boost convencional, porém, neste caso, a tensão e a indutância de entrada são um equivalente obtido da análise do circuito completo. Assim, considerando a estrutura convencional da Figura 7.2 com o capacitor de saída e o resistor de carga, substituídos por uma fonte de tensão ideal que representa a bateria, e também considerando o modo de condução contínuo, no qual a corrente no indutor  $L_{Boost}$  nunca torna-se igual a zero, temos duas etapas distintas de operação, detalhadas a seguir. Detalhes maiores do funcionamento do conversor para o modo de condução citado, bem como formas de onda e equacionamento podem ser obtidos em [42].

#### 7.2.1.1 Primeira etapa

Trata-se da etapa de magnetização e durante essa etapa o interruptor  $S$  está comandado a conduzir, e o diodo  $D$  está bloqueado. As principais características dessa etapa seguem abaixo:

- O indutor  $L_{Boost}$  está armazenando energia, proveniente de  $E$ ;



- A corrente no indutor cresce com uma taxa de variação igual à  $\frac{E}{L_{Boost}}$ ;
- A corrente no interruptor  $S$  é igual à corrente no indutor  $L_{Boost}$ ;
- O diodo  $D$  encontra-se bloqueado, pois está reversamente polarizado com a tensão  $E - V_o$ ;
- Esta etapa se encerra quando o interruptor  $S$  é comandado a bloquear.

### 7.2.1.2 Segunda etapa

Nesta etapa ocorre a desmagnetização do indutor  $L_{Boost}$ , sendo que o interruptor  $S$  está bloqueado e o diodo está conduzindo. Principais características desta etapa:

- A energia armazenada no indutor  $L_{Boost}$ , durante a primeira etapa de funcionamento, está sendo entregue à bateria com tensão  $V_o$ ;
- A tensão sobre o interruptor  $S$  é igual à  $V_o$ ;
- A corrente do indutor  $L_{Boost}$  decresce com uma taxa de variação igual à  $\frac{V_o - E}{L_{Boost}}$ ;
- A corrente sobre o diodo  $D$  é igual à corrente do indutor  $L_{Boost}$ ;
- Esta etapa termina quando o interruptor  $S$  é comandado novamente a conduzir.

Os dois estados topológicos referentes às etapas de operação são vistos na Figura

7.7.

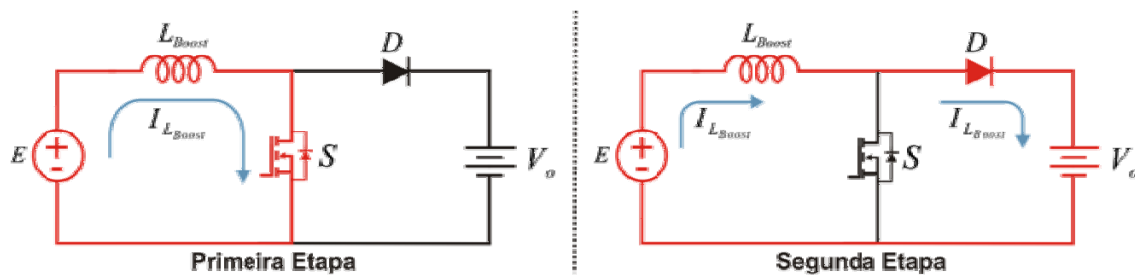


Figura 7.7 – Etapas de operação do conversor Boost tradicional.

As principais formas de onda para um período de operação são apresentadas na Figura

7.8.

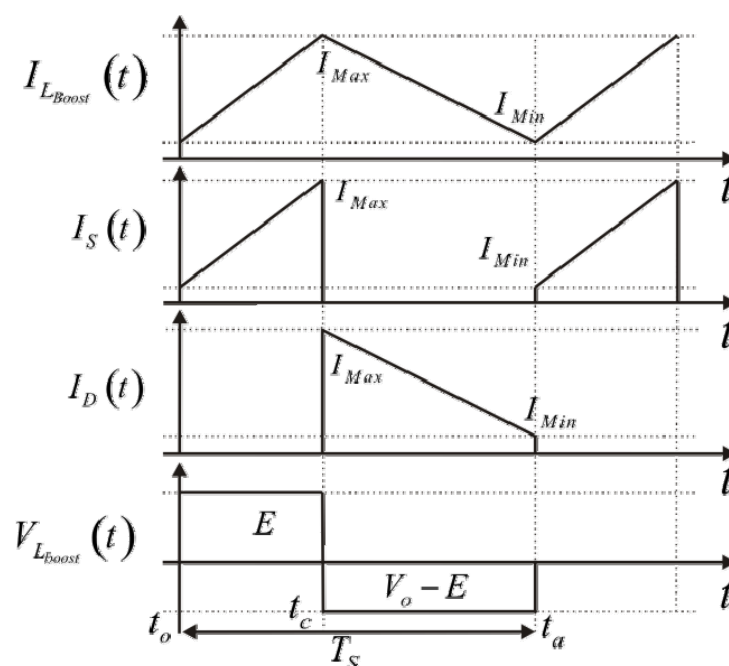


Figura 7.8 – Principais formas de onda do conversor Boost.

## 7.2.2 Modelo linearizado

Antes se obter a função de transferência que relaciona a corrente com a razão cíclica do conversor, é necessário obter um modelo linearizado que represente o conversor. Para isso, consideramos o conversor operando em regime permanente; assim sabe-se que a tensão média entre os terminais **a** e **b** pode ser representada pela forma de onda da Figura 7.17. Logo, como o interruptor  $S$  conduz por um tempo igual a  $DT$  e o diodo  $D$  por um tempo  $(1-D)T$ , podemos substituir o interruptor  $S$  e o diodo  $D$  no circuito convencional por uma tensão equivalente, como pode ser visto na Figura 7.9. Esse valor pode ser calculado integrando-se a forma de onda da Figura 7.9 de modo a se obter o seu valor médio, como na equação (6.1), onde o resultado é dado pela equação (6.2).

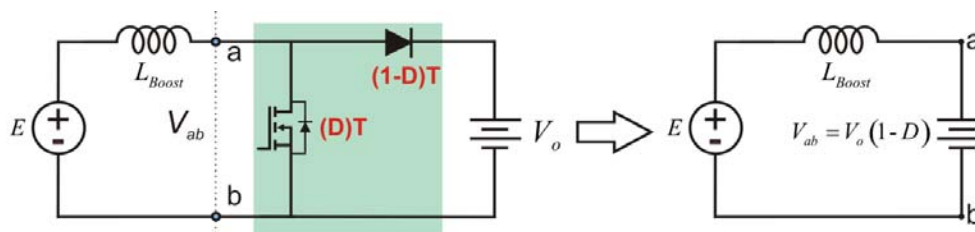


Figura 7.9 – Modelo simplificado do conversor Boost.



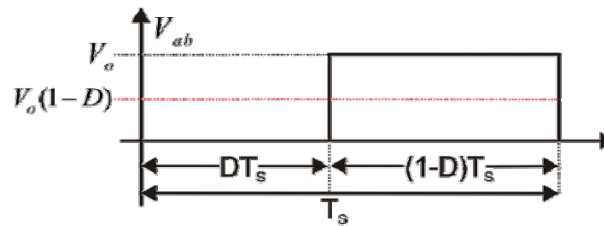


Figura 7.10 – Forma de onda da tensão nos terminais a e b.

$$V_{ab} = \frac{1}{T} \int_0^T V_o dt \quad (6.1)$$

$$V_{ab} = V_o(1-D) \quad (6.2)$$

### 7.2.3 Circuitos equivalentes

Como o sistema em questão objetiva aproveitar a indutância da máquina síncrona como indutância Boost e por essa ser trifásica e estar a montante da ponte retificadora, é necessário obter um circuito equivalente monofásico dessa estrutura para que a análise do conversor Boost seja válida. Como a estratégia visa a controlar a corrente na saída da ponte retificadora, também é necessária a compreensão do funcionamento de um retificador trifásico “alimentando” fonte de corrente, e isso é feito a seguir.

#### 7.2.3.1 Estudo da Ponte Graetz Alimentando Fonte de Corrente

Seja o circuito da Figura 7.11 a representação do circuito equivalente do gerador síncrono em cascata com a ponte retificadora de seis pulsos, onde o gerador é representado pela fonte de tensão trifásica conectada em  $\underline{Y}$  sem neutro com sua indutância série. A resistência série é desprezada nesta primeira análise e uma fonte de corrente é adicionada na saída do retificador já que o objetivo é a inserção de um conversor estático que irá impor e controlar esta corrente.

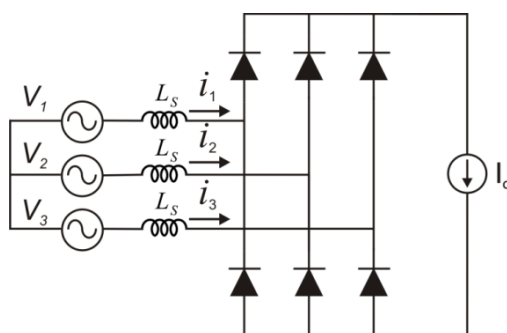


Figura 7.11– Gerador e ponte graetz alimentando fonte de corrente

Desta forma, a comutação dos diodos será afetada devido à presença da indutância, como pode ser visto em [43] e haverá um tempo em que mais de dois diodos estarão em condução, sendo este tempo desprezível quando o valor da indutância for muito pequeno. Porém quando o valor da indutância for expressivo, da ordem de  $mH$  como é o caso do gerador a imã permanente com fluxo axial analisado, o período de comutação, onde há três diodos em condução, será o principal estado topológico de funcionamento da estrutura, já a etapa onde há dois diodos em condução será considerada como segundo estágio e será maior quanto menor for a corrente de saída, como pode ser visto comparando as formas de onda da Figura 7.12 e Figura 7.13 onde estão representadas as tensão de linha e correntes de fase do circuito da Figura 7.11.

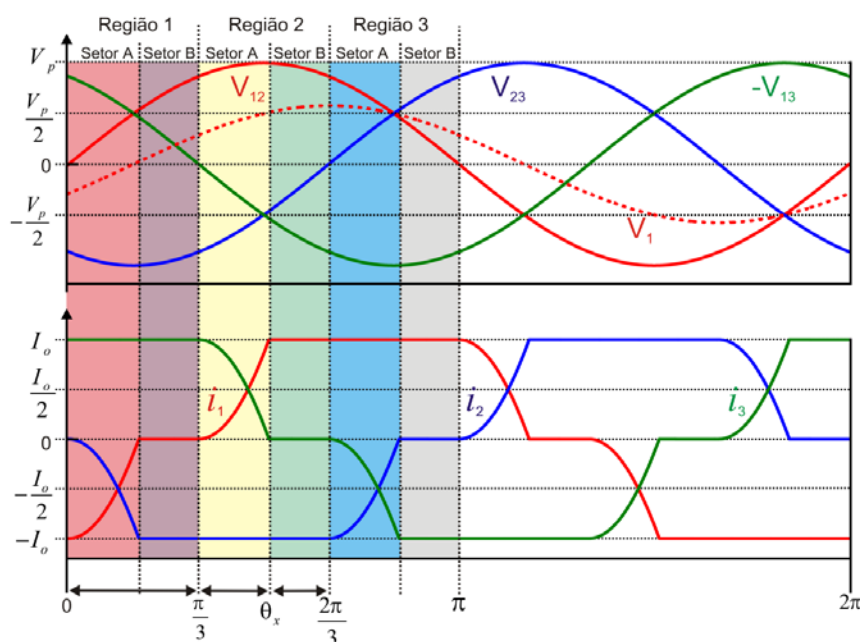


Figura 7.12 – Análise das correntes de fase.



Nestas figuras, considerando a tensão de linha  $V_{12}$  como referência, temos para um período desta tensão seis regiões distintas, três para cada meio período como representado, sendo que para cada região há dois setores que representam a primeira e segunda etapa de operação respectivamente.

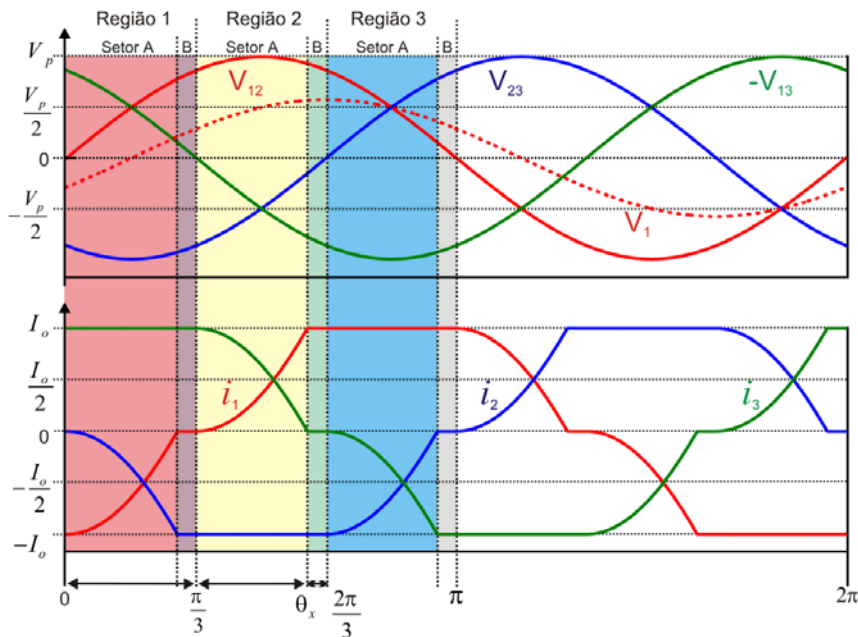


Figura 7.13 – Análise das correntes de fase para corrente de saída maior.

Os setores de cada região diferem somente quanto ao sentido das correntes e tensões, logo, matematicamente os setores possuem a mesma representação e se repetem da mesma maneira para cada região. Então, tomando a Figura 7.13 para fazer a análise e desta evidenciando a região dois como na Figura 7.14, lembrando que é tomada como referência a tensão de linha  $V_{12}$ , temos para o intervalo que se inicia em  $(\omega t = 60^\circ)$  e encerra em  $(\omega t = \theta_x^\circ)$  o circuito da Figura 7.15-A, onde todas as correntes são diferentes de zero. Já no intervalo que se inicia em  $(\omega t = \theta_x^\circ)$  quando a corrente da fase três se anula, o circuito equivalente é representado pela Figura 7.15-B e esta etapa encerra-se em  $(\omega t = 120^\circ)$ , logo para cada intervalo de  $60^\circ$  há duas etapas de operação com circuitos equivalentes distintos.

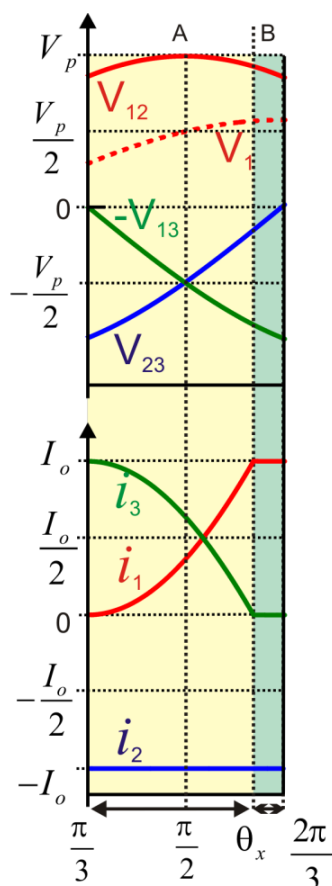


Figura 7.14 – Detalhe das etapas.

Ainda na análise da Figura 7.14 nota-se que quando a tensão de linha  $V_{12}$  atinge o máximo, as correntes nas fases ainda não se igualaram, em módulo, devido à defasagem criada pela indutância.

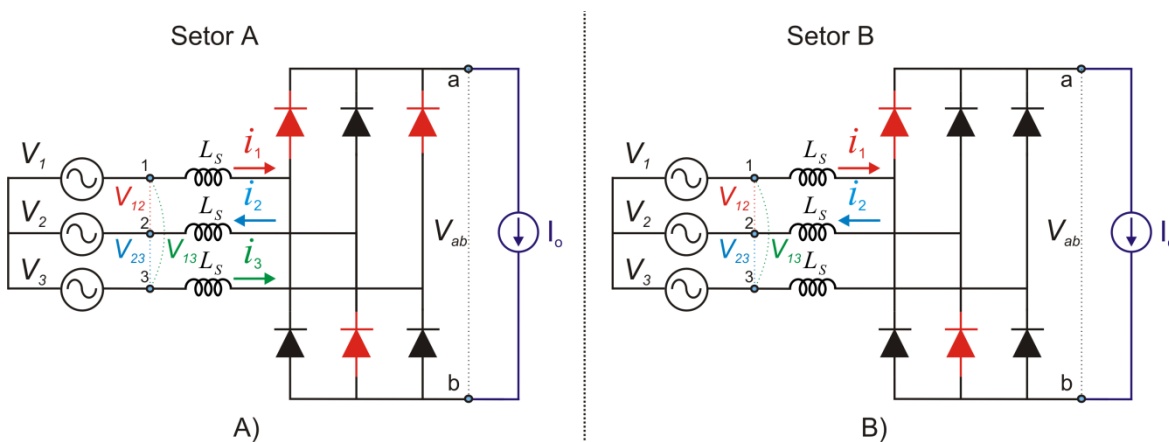


Figura 7.15 – Circuitos por etapa.



### 7.2.3.2 Primeiro circuito equivalente

Considerando o primeiro estado topológico de condução da ponte retificadora, como na Figura 7.15-A, e a ligação do conjunto a um conversor estático de potência, o conversor Boost, como representado na Figura 7.16, e sabendo-se que as tensões de fase são representadas pelas expressões (6.3), (6.4) e (6.5) podemos obter o equivalente monofásico da estrutura, equacionando o circuito simplificado da Figura 7.17.

$$V_1 = V_p \text{sen}(\omega t - 30^\circ) \quad (6.3)$$

$$V_2 = V_p \text{sen}(\omega t - 150^\circ) \quad (6.4)$$

$$V_3 = V_p \text{sen}(\omega t + 90^\circ) \quad (6.5)$$

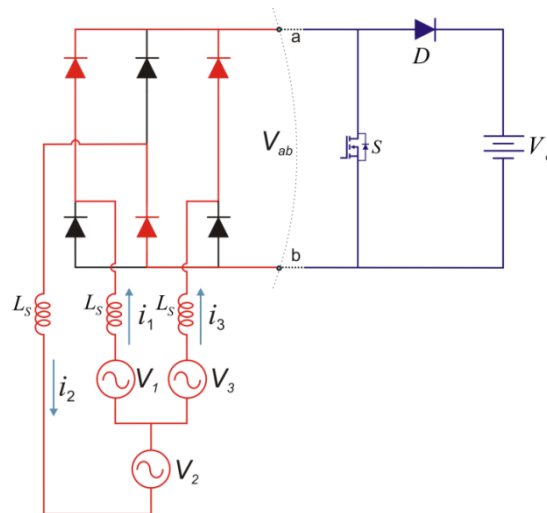


Figura 7.16 – Representação de um dos estados de condução da ponte retificadora.

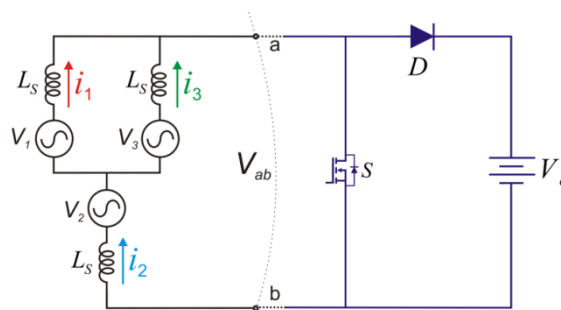


Figura 7.17 – Circuito simplificado.

Representando a tensão entre os pontos **a** e **b** por valores médios instantâneos, como na expressão (6.2), mas agora em função do tempo, como em (6.6), podemos representar o circuito pelas equações de malha (6.8) e (6.9) e pela equação do nó **b**, como em (6.7).

$$V_{ab} = V_o [1 - D(t)] \quad (6.6)$$

$$i_2(t) = i_1(t) + i_3(t) \quad (6.7)$$

$$V_1 - V_{ab} - V_2 = L_s \frac{di_1(t)}{dt} + L_s \frac{di_2(t)}{dt} \quad (6.8)$$

$$V_3 - V_{ab} - V_2 = L_s \frac{di_3(t)}{dt} + L_s \frac{di_2(t)}{dt} \quad (6.9)$$

Somando as equações (6.8) e (6.9) obtemos a expressão (6.10), em que o termo do lado direito pode, com o auxílio de (6.7) e aplicação de (6.2), reduzir a expressão para (6.12).

$$-2V_2 - 2[1 - D(t)]V_o + V_1 + V_3 = L_s \frac{d[i_2(t) + i_1(t)]}{dt} + L_s \frac{d[i_2(t) + i_3(t)]}{dt} \quad (6.10)$$

$$-2V_2 - 2[1 - D(t)]V_o + V_1 + V_3 = 3L_s \frac{di_2(t)}{dt} \quad (6.11)$$

$$-2V_2 + V_1 + V_3 - 3L_s \frac{di(t)}{dt} = 2[1 - D(t)]V_o \quad (6.12)$$

A soma das tensões das fontes de alimentação na equação (6.12) pode ser resolvida de várias maneiras, sendo que o resultado obtido será o apresentado na equação (6.13).

$$-2V_2 + V_1 + V_3 = \frac{3}{2}V_p \text{sen}(\omega t + 30^\circ) \quad (6.13)$$

Substituindo (6.13) em (6.12) obtemos (6.14).



$$\frac{3}{2}V_p \text{sen}(\omega t + 30^\circ) - \frac{3}{2}L_s \frac{di(t)}{dt} = [1 - D(t)]V_o \quad (6.14)$$

Da expressão (6.14), podemos sintetizar o circuito monofásico equivalente da Figura 7.16 como sendo o apresentado na Figura 7.18, lembrando que o mesmo somente é válido para o intervalo  $[60^\circ \leq \omega t \leq \theta_x^\circ]$ .

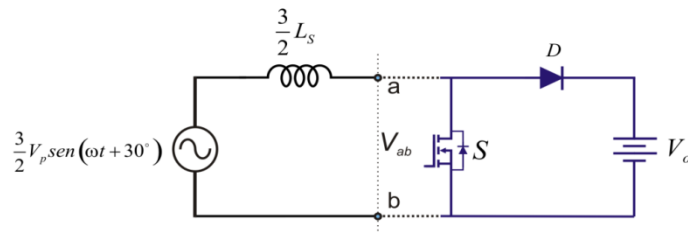


Figura 7.18 – Circuito monofásico equivalente.

Portanto para o cálculo dos parâmetros do conversor, considera-se o pior caso, que consiste naquele em que a senóide é unitária, e, sendo assim, o circuito da Figura 7.18 resume-se ao circuito CC da Figura 7.19.

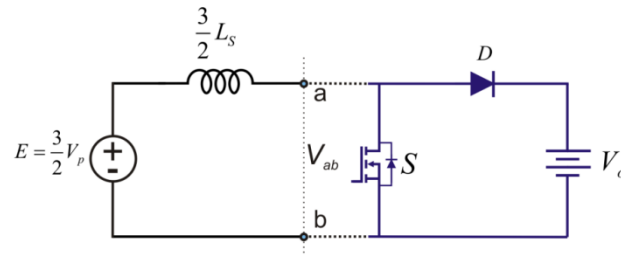


Figura 7.19 – Circuito monofásico equivalente CC.

Sendo o circuito da Figura 7.19 a representação convencional de um conversor Boost, podemos obter a função de transferência que relaciona a variação da corrente no indutor com uma perturbação na razão cíclica. Para isso, considera-se, inicialmente, a equação (6.15) que representa o balanço de energia no circuito do conversor; então, agora, considerando as expressões (6.16) e (6.17) como sendo um incremento da razão cíclica e da corrente no indutor, respectivamente, e ainda sendo o valor da indutância Boost dado por (6.18) e a tensão de entrada por (6.19), obtemos de (6.15) a equação (6.20).

$$E - L_{boost} \frac{di_L}{dt} - V_o (1 - D) = 0 \quad (6.15)$$

$$D = D_o + \Delta D \quad (6.16)$$

$$i_L = i_{L_o} + \Delta i \quad (6.17)$$

$$L_{boost} = \frac{3}{2} L_s \quad (6.18)$$

$$E = \frac{3}{2} V_p \quad (6.19)$$

$$E - \frac{3}{2} L_s \frac{d(i_{L_o} + \Delta i)}{dt} - V_o [1 - (D_o + \Delta D)] = 0 \quad (6.20)$$

Expandindo (6.20) encontramos (6.21), onde o termo do lado esquerdo da expressão é nulo pelo balanço de energia; sendo assim, resta a expressão (6.22) que, aplicando Laplace, é igual à equação (6.23).

$$E - \frac{3}{2} L_s \frac{d(i_{L_o})}{dt} - V_o (1 - D_o) = \frac{3}{2} L_s \frac{d(\Delta i)}{dt} - V_o \Delta D \quad (6.21)$$

$$\frac{3}{2} L_s \frac{d(\Delta i)}{dt} - V_o \Delta D = 0 \quad (6.22)$$

$$\frac{3}{2} L_s s \Delta I(s) - V_o \Delta D(s) = 0 \quad (6.23)$$

Isolando as variáveis em (6.23), obtemos a função de transferência (6.24).

$$\frac{\Delta I(s)}{\Delta D(s)} = \frac{2V_o}{3sL_s} \quad (6.24)$$

### 7.2.3.3 Segundo circuito equivalente

No segundo estado, considerando o circuito da Figura 7.15-B, agora para a ligação do conjunto ao conversor Boost, como representado na Figura 7.20, podemos obter um segundo circuito equivalente monofásico resolvendo o circuito simplificado da Figura 7.21.



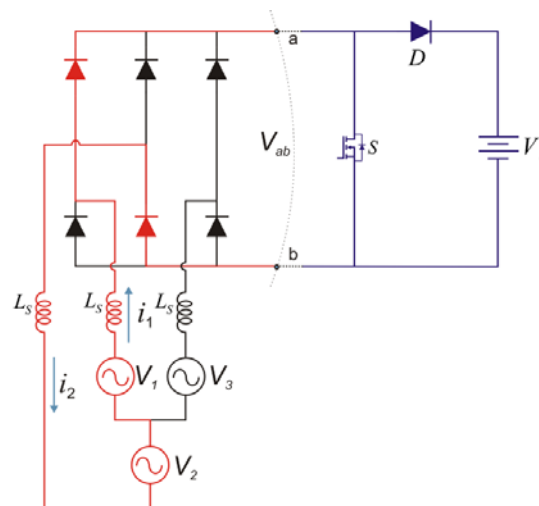


Figura 7.20 – Segunda etapa.

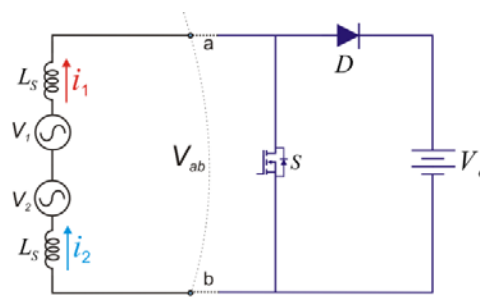


Figura 7.21 – Circuito simplificado.

Sabendo que as tensões de fase ainda são representadas pelas expressões (6.3), (6.4) e (6.5), e que a tensão entre os pontos **a** e **b** é dada por (6.2), podemos representar o circuito pela equação de malha (6.26) e pela equação do nó **b**, como em (6.25).

$$i_2(t) = i_1(t) \quad (6.25)$$

$$V_1 - V_2 - L_s \frac{di_1(t)}{dt} - L_s \frac{di_2(t)}{dt} = V_{ab} \quad (6.26)$$

Substituindo (6.26) em (6.25) e sabendo que a operação matemática entre as tensões senoidais é dada por (6.27), obtemos como expressão que representa esta etapa a equação (6.28).

$$V_1 - V_2 = \sqrt{3}V_p \text{sen}(\omega t + 30^\circ) \quad (6.27)$$

$$\sqrt{3}V_p \text{sen}(\omega t + 30^\circ) - 2L_S \frac{di(t)}{dt} = [1 - D(t)]V_o \quad (6.28)$$

Sintetizando (6.28), obtemos o circuito monofásico equivalente da Figura 7.20, como sendo o apresentado na Figura 7.22, sendo este válido para o intervalo  $[\theta_x^\circ \leq \omega t \leq 120^\circ]$ .

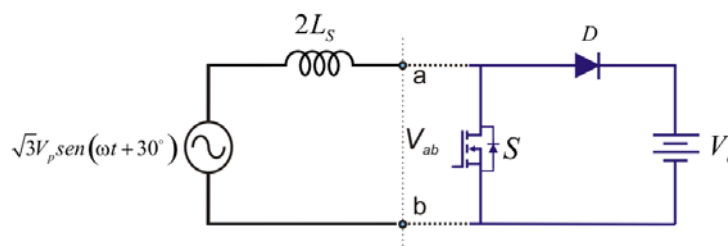


Figura 7.22 – Circuito Equivalente monofásico da segunda etapa.

Analogamente à suposição feita na primeira etapa, para o cálculo dos parâmetros do conversor considera-se o pior caso, que consiste naquele em que a senóide é unitária. Sendo assim, o circuito da Figura 7.22 resume-se ao circuito CC da Figura 7.23.

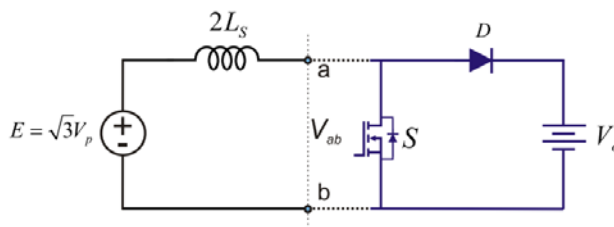


Figura 7.23 – Circuito equivalente CC da segunda etapa.

A função de transferência que relaciona a variação da corrente no indutor com uma perturbação na razão cíclica para essa etapa é obtida do mesmo modo que na etapa anterior, com a diferença de que a tensão de entrada é dada pela equação (6.30) e a indutância Boost por (6.29). Desse modo a função de transferência (6.24) é modificada para (6.31).

$$L_{boost} = 2L_S \quad (6.29)$$

$$E = \sqrt{3}V_p \quad (6.30)$$



$$\frac{\Delta I(s)}{\Delta D(s)} = \frac{V_o}{2sL_s} \quad (6.31)$$

### 7.2.4 Malha de corrente e compensador

De posse das funções de transferência do conversor para ambas as etapas, necessitamos de uma malha de corrente e um compensador, de forma que seja possível impor a corrente na malha a partir de uma referência; porém, como há duas plantas distintas, será implementado um compensador para cada planta e analisado o efeito do controle no momento da mudança de planta. Para o projeto dos parâmetros do conversor e do compensador, serão utilizados os modelos CC equivalentes encontrados, e o compensador obtido será então aplicado ao modelo completo para análise e conclusões.

Assim, o circuito Boost, incluindo a malha de controle de corrente, será dado pela Figura 7.24.

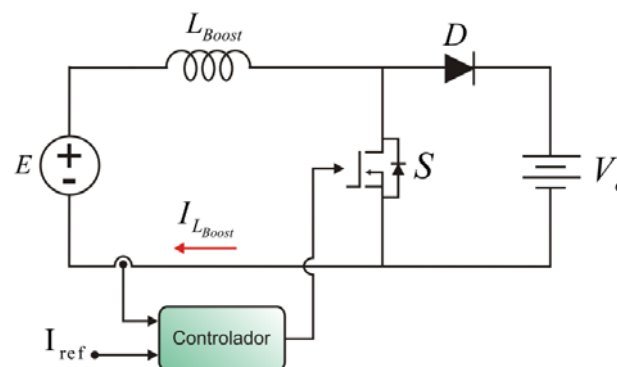


Figura 7.24 – Conversor Boost com malha de controle de corrente.

Através da análise da função de transferência obtida para a planta (tanto para o caso um quanto para o caso dois) observa-se que há um pólo na origem, tendo como consequência erro estático nulo, e é estável, já que a passagem pela frequência de corte se dá com uma inclinação de  $-20\text{dB/década}$ . No entanto, essa função é simplificada e só se aproximará da real para altas frequências, já que se desprezou a ondulação de tensão da saída, o que irá acarretar um erro estático.

O compensador a ser empregado na planta do conversor deverá desta forma corrigir o erro estático, o que é conseguido com um pólo na origem da função de transferência. A alocação de um zero na função de transferência do compensador faz com

que a função de laço aberto apresente erro estático praticamente nulo e passe pela frequência de corte com uma inclinação de  $-20\text{dB/década}$ , de forma que o sistema fique estável. Com a colocação de um segundo pólo na função de transferência, o compensador realiza ainda a filtragem da ondulação de corrente de alta frequência na saída. Assim, o compensador mais apropriado para o controle da corrente deve ter um zero e dois pólos, sendo um na origem.

Logo, o compensador empregado é do tipo proporcional-integral com filtro, cuja configuração pode ser vista na Figura 7.25.

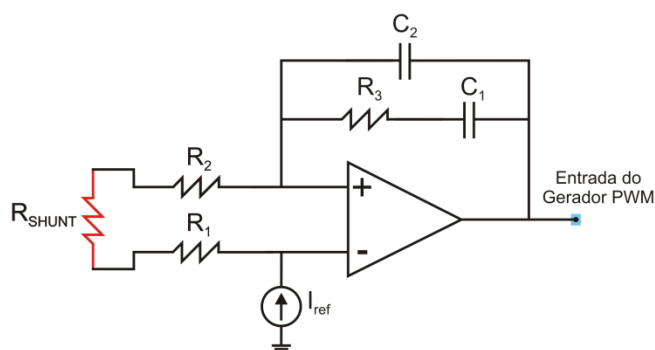


Figura 7.25 – Estrutura do controlador proposto.

A estrutura apresentada na Figura 7.25 é, basicamente, um amplificador na configuração somador não-inversor. As impedâncias do ramo realimentação  $Z_F$  e de entrada  $Z_I$  para a configuração proposta são dadas pelas expressões (6.32) e (6.33), respectivamente.

$$Z_F(s) = \frac{sR_3C_1 + 1}{s(C_1 + C_2) \left( s \left( \frac{R_3C_1C_2}{C_1 + C_2} \right) + 1 \right)} \quad (6.32)$$

$$Z_I = R_2 \quad (6.33)$$

A função de transferência do circuito compensador de corrente, considerando as impedâncias  $Z_F$  e  $Z_I$ , é dada por (6.34).

$$C_I(s) = \frac{V_{Cl}}{V_+} = 1 + \frac{Z_F}{Z_I} \quad (6.34)$$



Substituindo-se (6.32) em (6.34) obtém-se a função de transferência do compensador  $C_I(s)$  que é dada pela expressão (6.35).

$$C_I(s) = \frac{sR_3C_1 + 1}{sR_2(C_1 + C_2) \left( s \left( \frac{R_3C_1C_2}{C_1 + C_2} \right) + 1 \right)} + 1 \quad (6.35)$$

Através da escolha adequada dos parâmetros da Equação (6.35) é possível garantir que a parcela dependente da frequência seja muito maior do que a unidade dentro da banda passante do sistema compensado; Assim, é possível aproximar (6.35) por (6.36).

$$C_I(s) = \frac{sR_3C_1 + 1}{sR_2(C_1 + C_2) \left( s \left( \frac{R_3C_1C_2}{C_1 + C_2} \right) + 1 \right)} \quad (6.36)$$

A expressão (6.36) é mostrada na forma canônica em (6.37) onde é possível então ver com mais clareza as frequências dos pólos e do zero, dadas pelas expressões (6.38), (6.39) e (6.40), respectivamente. O ganho do compensador em faixa plana é dado pela expressão (6.41).

$$C_I(s) = \frac{1}{R_2C_2s} \times \frac{\left( s + \frac{1}{R_3C_1} \right)}{\left( s + \frac{C_1 + C_2}{R_3C_1C_2} \right)} \quad (6.37)$$

$$f_{p1} = 0 \quad (6.38)$$

$$f_{p2} = \frac{C_1 + C_2}{2\pi R_3C_1C_2} \quad (6.39)$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_3C_1} \quad (6.40)$$

$$G_{FP(dB)} = 20 \log \frac{R_3}{R_2} \quad (6.41)$$

A Figura 7.26 apresenta o diagrama de bode do compensador de corrente. O compensador possui dois pólos e um zero. Deve-se projetá-lo de maneira que atue sobre a faixa plana, podendo-se ajustar o ganho. Faz-se então a escolha do zero numa frequência baixa e do pólo numa frequência alta, a fim de se obter uma faixa plana grande.

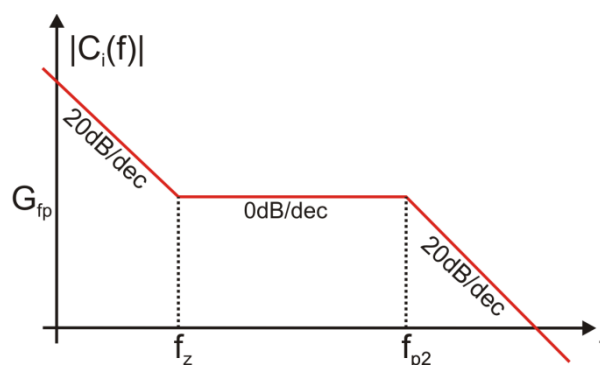


Figura 7.26 – Diagrama de Bode do compensador.

Demais equacionamentos podem ser obtidos no estudo de conversores usados na correção do fator de potência, já que os compensadores e estrutura de controle são muito parecidos. Mais detalhes para a obtenção dos parâmetros podem ser visualizados no Apêndice B, que apresenta a planilha de cálculo do exemplo que será apresentado mais adiante.

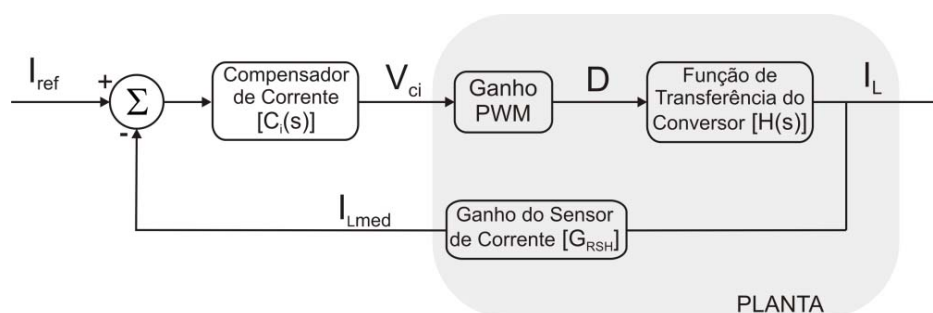


Figura 7.27 – Diagrama de blocos.

### 7.3 Conversor SEPIC

A topologia clássica do conversor SEPIC foi apresentada na Figura 7.5 e um estudo completo, modos de operação, características externas e demais considerações podem ser obtidos em [42]. Considerando a indutância da máquina como uma indutância



equivalente na entrada do conversor, e a bateria como tensão de saída, e levando-se em consideração o uso do conversor no modo de condução contínua teremos duas etapas de operação distintas.

### 7.3.1 Etapas de operação e formas de onda

As etapas de operação da estrutura SEPIC conectada ao gerador eólico-elétrico para carregamento de baterias são análogas às do conversor SEPIC convencional da Figura 7.5, mas com as considerações já feitas e também utilizadas no conversor Boost. Logo, como este é o conversor a ser utilizado para o processamento da energia renovável proveniente do vento no carregamento de um banco de baterias, a estrutura clássica será representada pela Figura 7.28 onde estão apresentadas as correntes e tensões relevantes para o entendimento do funcionamento do conversor e também as convenções de tensões e sentidos de correntes, lembrando que a tensão de entrada está representando a tensão equivalente monofásica gerada internamente na máquina síncrona de imã permanente, e a indutância de entrada representa um equivalente da indutância síncrona da máquina.

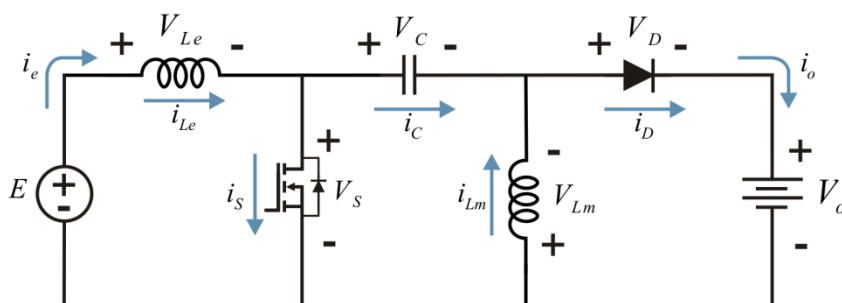


Figura 7.28 – Circuito do conversor SEPIC.

#### 7.3.1.1 Primeira etapa

Durante a primeira etapa, o interruptor  $S$  está conduzindo e o diodo  $D$  está bloqueado, sendo assim o indutor de entrada ( $L_e$ ) armazena energia proveniente da fonte de entrada ( $E$ ). A tensão sobre o capacitor  $C$  é igual à tensão de entrada, como na equação (6.46), enquanto a tensão reversa aplicada no diodo  $D$  é dada pela expressão (6.47). As correntes nos indutores de entrada ( $L_e$ ) e de magnetização ( $L_m$ ) crescem linearmente de acordo com as expressões (6.42) e (6.43), respectivamente, e a

corrente no interruptor  $S$  também cresce linearmente pela composição das correntes nos indutores, como mostrado na equação (6.44), sendo que o indutor equivalente é dado pela equação (6.45).

$$i_{L_e} = \frac{E}{L_e} \quad (6.42)$$

$$i_{L_m} = \frac{E}{L_m} \quad (6.43)$$

$$i_S = i_{L_e} + i_{L_m} = \frac{E}{L_{eq}} \quad (6.44)$$

$$L_{eq} = \frac{L_e L_m}{L_e + L_m} \quad (6.45)$$

$$V_C = E \quad (6.46)$$

$$V_D = -(E + V_o) \quad (6.47)$$

Esta etapa se encerra quando o interruptor  $S$  é comandado a bloquear.

### 7.3.1.2 Segunda etapa

Nesta etapa, ocorre a desmagnetização dos indutores  $L_e$  e  $L_m$ , sendo que o interruptor  $S$  está bloqueado e o diodo  $D$  conduzindo; logo, há transferência da energia desses indutores para a bateria, e a tensão neles passa a ser a própria tensão da bateria ( $V_o$ ). As correntes nos indutores decrescem linearmente pelas relações dadas nas expressões (6.48) e (6.49); já a corrente no diodo  $D$  também decresce linearmente, mas como uma composição das correntes nos indutores segundo a equação (6.50), onde o indutor equivalente ainda é dado pela relação (6.45).

$$i_{L_e} = -\frac{V_o}{L_e} \quad (6.48)$$





$$i_{Lm} = -\frac{V_o}{L_m} \quad (6.49)$$

$$i_D = i_{Le} + i_{Lm} = -\frac{V_o}{L_{eq}} \quad (6.50)$$

A tensão sobre o interruptor  $S$  será dada por (6.51), e esta etapa termina quando o interruptor  $S$  é comandado novamente a conduzir, retornando à primeira etapa.

$$V_S = E + V_o \quad (6.51)$$

Os dois estados topológicos referentes às etapas de operação são vistos na Figura 7.29.

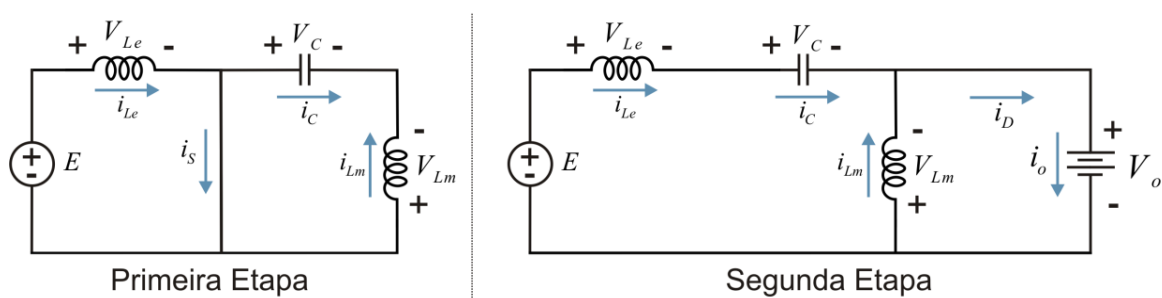


Figura 7.29 – Etapas de operação do conversor SEPIC.

As principais formas de onda referentes ao modo de condução contínua para um período de comutação são vistas na Figura 7.30.

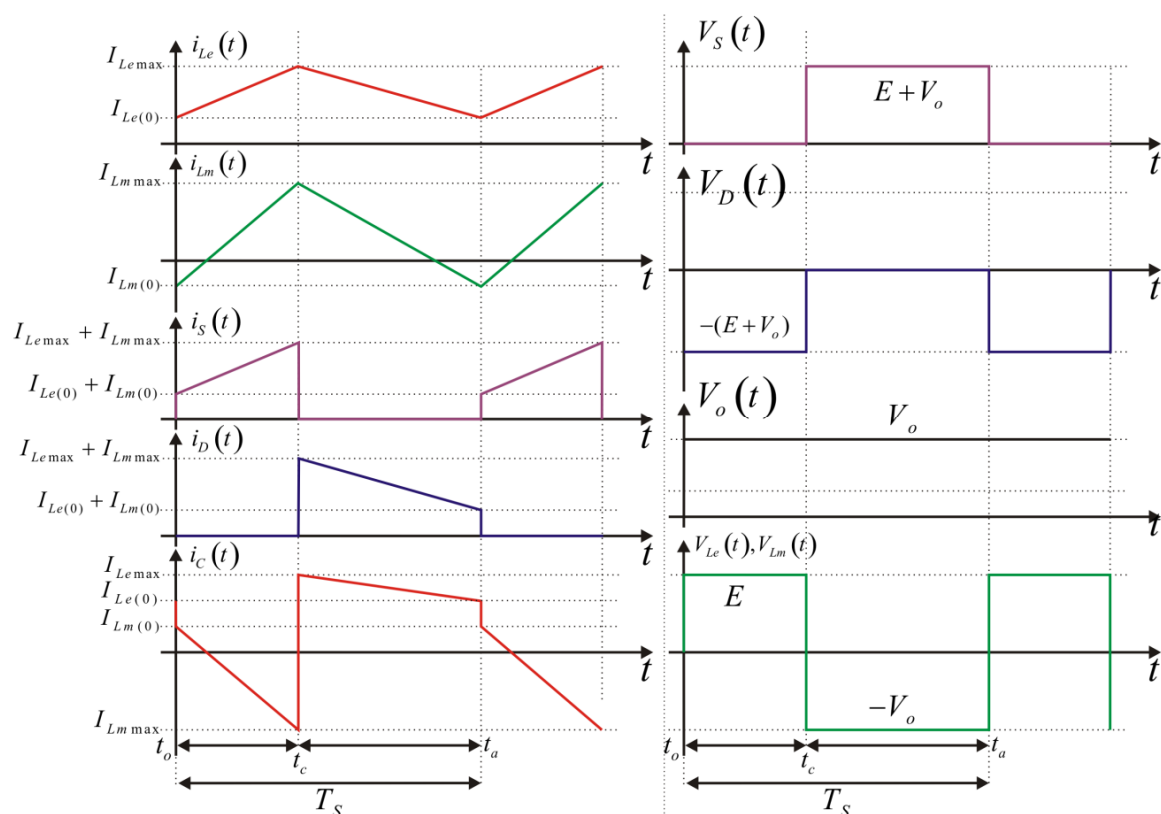


Figura 7.30 – Principais formas de onda do conversor SEPIC no modo de condução contínuo.

### 7.3.2 Modelo linearizado

Assim como feito para o conversor Boost, antes de se obter a função de transferência que relaciona a corrente com a razão cíclica do conversor, é necessário obter um modelo linearizado que represente o conversor. O conversor SEPIC modificado, onde a tensão de saída é imposta por um banco de baterias, é um sistema de terceira ordem e como tal sua modelagem é de difícil obtenção. Porém, se considerarmos que não há variação na tensão do capacitor para pequenas perturbações na razão cíclica, já que a corrente irá variar muito mais rapidamente, e sabendo-se que, do modelo estático, a corrente no indutor ( $L_m$ ) é a própria corrente de saída, que a tensão sobre esse indutor é a igual a tensão de saída e que a tensão do capacitor segue a tensão de entrada teremos a tensão média entre os terminais **a** e **b**, representada pela forma de onda da Figura 7.32. Logo, como o interruptor  $S$  conduz por um tempo igual a  $DT$  e o diodo  $D$  por um tempo  $(1-D)T$ , podemos substituir o interruptor  $S$  e o diodo  $D$  no circuito convencional por uma tensão equivalente, como pode ser visto na Figura 7.31. Esse valor



pode ser calculado integrando-se a forma de onda da Figura 7.32, de modo a obter o seu valor médio, como na equação (6.52), onde o resultado é dado pela equação (6.53). Ainda na Figura 7.31, o capacitor ( $C$ ) foi deslocado no circuito, o que não muda a estrutura e nem o funcionamento da mesma, sendo feita unicamente para a aplicação da teoria usada.

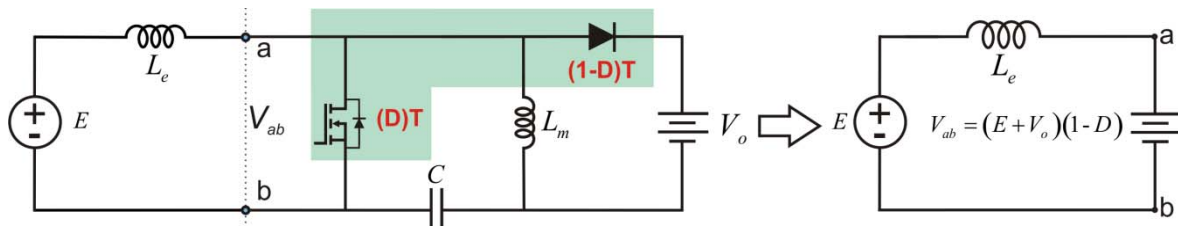


Figura 7.31 – Modelo simplificado do conversor SEPIC.

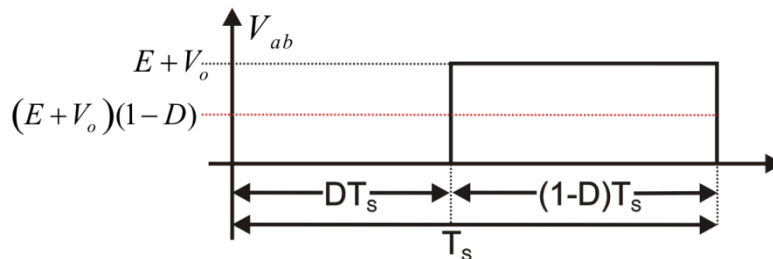


Figura 7.32 – Forma de onda da tensão entre os pontos a e b.

$$V_{ab} = \frac{1}{T} \int_{DT}^T (E + V_o) dt \quad (6.52)$$

$$V_{ab} = (E + V_o)(1 - D) \quad (6.53)$$

### 7.3.3 Primeiro circuito equivalente

A análise proposta feita para o conversor Boost pode ser estendida para qualquer conversor que possua entrada com característica de fonte de corrente. Assim, substituindo na Figura 7.16 o conversor Boost pelo conversor SEPIC com tensão de saída imposta por um banco de baterias, obtém-se o circuito, já simplificado, mostrado na Figura 7.33.

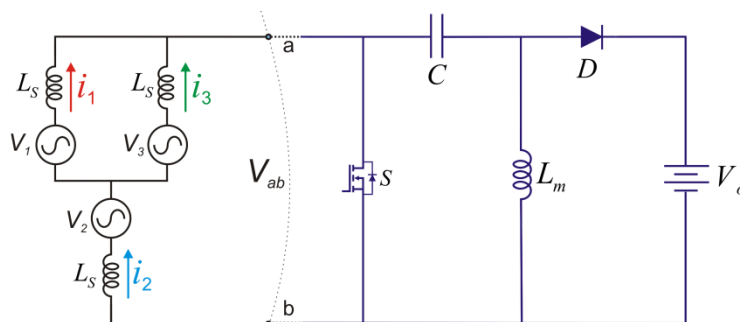


Figura 7.33 – Circuito simplificado com conversor SEPIC.

As expressões (6.7), (6.8) e (6.9) também são válidas para o circuito da Figura 7.33, mas agora a expressão que define a tensão entre os pontos **a** e **b** deve ser modificada, já que se trata de outro conversor, sendo esta expressão dada por (6.53), mas agora em função do tempo, como em (6.54)

$$V_{ab} = (E + V_o)[1 - D(t)] \quad (6.54)$$

Desse modo, aplicando (6.54) em (6.8) e (6.9) e repetindo os cálculos anteriores com a mesma metodologia, obtém-se a expressão (6.55), que pode ser sintetizada no circuito análogo ao do conversor Boost, mas agora para o conversor SEPIC, como na Figura 7.34.

$$\frac{3}{2}V_p \text{sen}(\omega t + 30^\circ) - \frac{3}{2}L_s \frac{di(t)}{dt} = (E + V_o)[1 - D(t)] \quad (6.55)$$

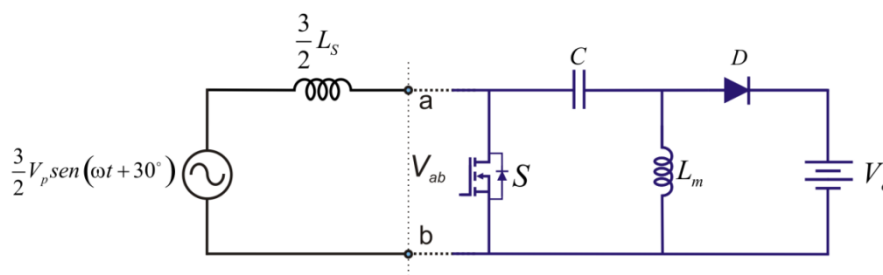


Figura 7.34 – Circuito equivalente monofásico para o conversor SEPIC.

Do mesmo modo que anteriormente, para o cálculo dos parâmetros do conversor considera-se o pior caso, onde a senóide é unitária. Assim, o circuito da Figura 7.34 resume-se ao circuito CC da Figura 7.35.

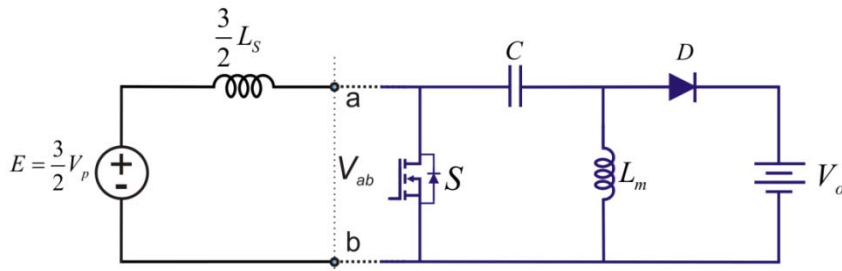


Figura 7.35 – Circuito equivalente CC para o conversor SEPIC.

Para obter a função de transferência que relaciona a variação da corrente no indutor com uma perturbação na razão cíclica, procede-se do mesmo modo que na obtenção da função de transferência do conversor Boost, feita anteriormente. Dessa maneira a função de transferência encontrada é apresentada na equação (6.56), lembrando que essa é uma função de transferência simplificada e de primeira ordem em razão das simplificações.

$$\frac{\Delta I(s)}{\Delta D(s)} = \frac{2(E + V_o)}{3sL_s} \tag{6.56}$$

### 7.3.4 Segundo circuito equivalente

De maneira análoga à segunda etapa de funcionamento da estrutura Boost, ao ligarmos o circuito da Figura 7.15-B ao conversor SEPIC, como representado na Figura 7.36, obtemos um segundo circuito equivalente monofásico, resolvendo o circuito simplificado da Figura 7.37.

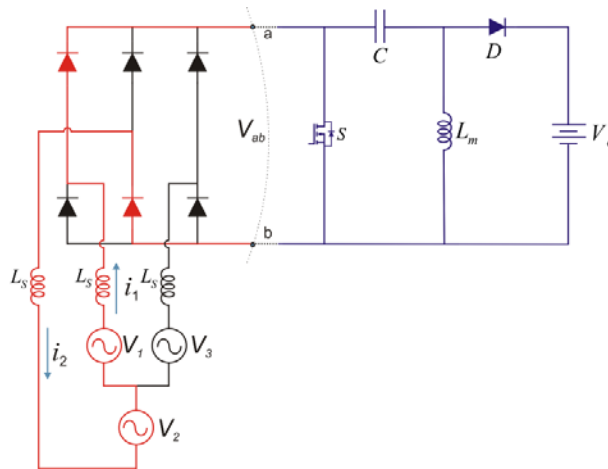


Figura 7.36 – Segunda etapa.

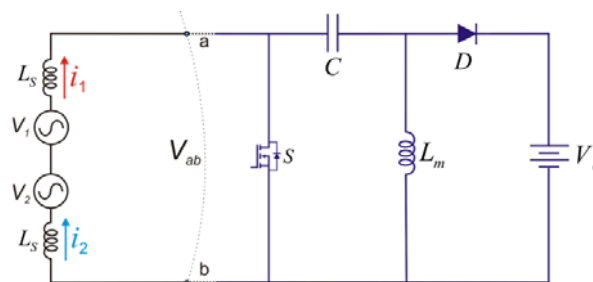


Figura 7.37 – Circuito simplificado.

Mantendo válidas as simplificações feitas na primeira etapa e as relações utilizadas anteriormente, obtemos a equação (6.57), que representa o circuito equivalente monofásico sintetizado na Figura 7.38.

$$\sqrt{3}V_p \text{sen}(\omega t + 30^\circ) - 2L_s \frac{di(t)}{dt} = [1 - D(t)]V_o \quad (6.57)$$

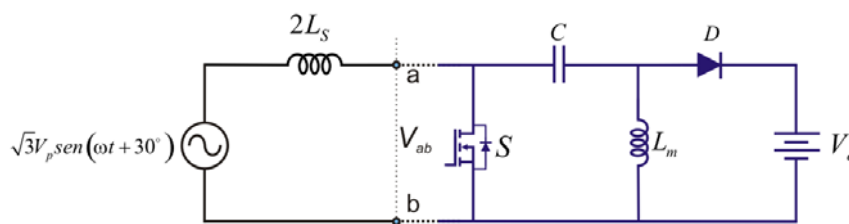


Figura 7.38 – Circuito equivalente monofásico da segunda etapa.

O circuito CC da equivalente resume-se ao circuito da Figura 7.39, e a função de transferência para este circuito é obtida como na segunda etapa e é expressa pela equação (6.58).

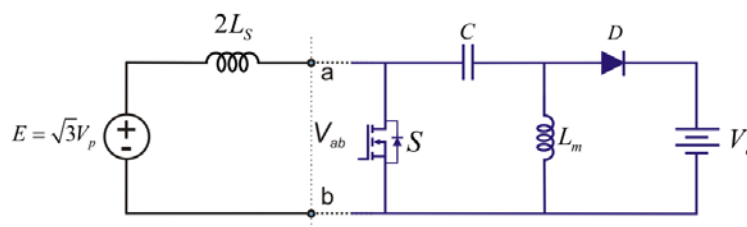


Figura 7.39 – Circuito equivalente CC da segunda etapa.

$$\frac{\Delta I(s)}{\Delta D(s)} = \frac{(V_o + E)}{2sL_s} \quad (6.58)$$



A malha de corrente e o compensador utilizados para o conversor SEPIC serão os mesmos usados no conversor Boost e a análise e o projeto serão análogos. Os resultados não devem ser muito diferentes do conversor Boost, já que o conversor e malha de controle são muito parecidos. Logo, para testar os efeitos das plantas e controle de corrente, será feito somente um exemplo para o conversor Boost, apresentando os resultados para um sistema equivalente monofásico. Posteriormente, será substituída a entrada do conversor pelo sistema eólico e será aplicada a teoria de rastreamento de máxima potência com uma pequena variação que consistirá em perturbar a corrente de referência para então verificar a possibilidade de convergência para um ponto de máxima potência com o controle dessa corrente.

#### 7.4 Análise em malha fechada do conversor Boost com controle de corrente e rastreamento de máxima potência aplicado ao sistema eólico

Conforme comprovado e demonstrado anteriormente, quando é realizado o controle da corrente de entrada em um conversor Boost, estando o mesmo conectado a uma ponte retificadora com indutância Boost a montante da ponte, há variação da planta devido à comutação dos diodos da ponte. Sendo assim, o controlador deverá rejeitar essa mudança de planta, porém, pode ser projetado para uma ou outra planta. Dessa forma foram simulados os modelos monofásicos equivalentes para cada planta com seu devido controlador projetado para esta, como na Figura 7.40. As especificações de projeto e cálculo dos elementos podem ser vistos na planilha do Apêndice B, sendo que uma corrente de referência foi imposta e posteriormente perturbada e observou-se o comportamento da corrente no indutor.

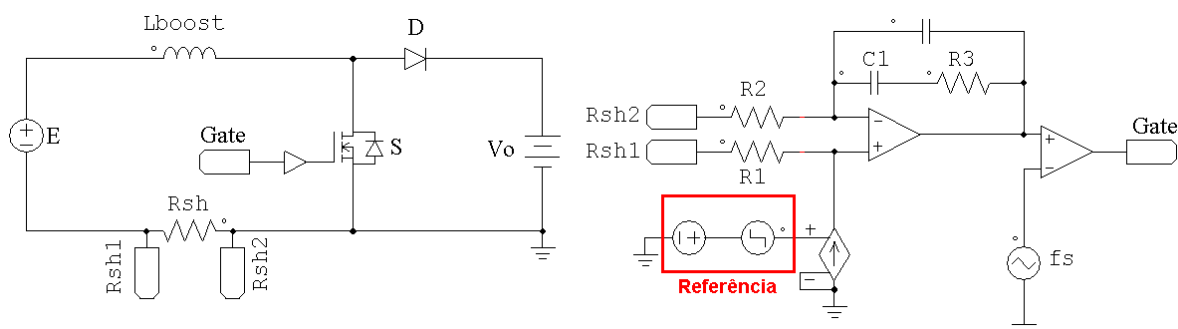


Figura 7.40 – Circuito Boost monofásico equivalente com controlador de Corrente.

O resultado obtido é mostrado na Figura 7.41 e observa-se que, para ambas as plantas e consecutivos controladores, há controle da corrente no indutor e que, após ser inserida uma perturbação na corrente de referência, a corrente a segue passando por um transitório de segunda ordem. As correntes possuem níveis variados já que a tensão de entrada equivalente para uma planta e outra é diferente, como deduzido anteriormente. Com essa simulação, prova-se a possibilidade do controle da corrente de entrada do conversor e a veracidade das plantas e controladores obtidos, lembrando que as funções de transferência foram baseadas em um modelo linearizado de primeira ordem. Logo, o comportamento de segunda ordem observado na resposta não está modelado, mas mesmo assim o controle atua de forma eficiente, já que parte da resposta pode ser considerada linear, como apresentado no detalhe da resposta na Figura 7.41.

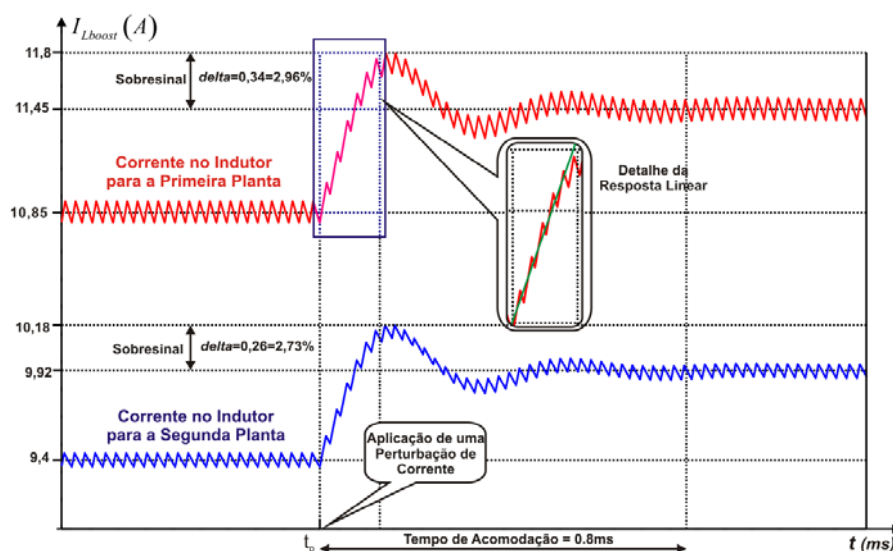


Figura 7.41 – Correntes no indutor Boost para os dois circuitos monofásicos equivalentes.

Uma vez projetado o controlador para as plantas obtidas e provado seu funcionamento no modelo monofásico equivalente, esse deve agora ser testado para o circuito a que foi concebido, ou seja, para um sistema Boost onde há uma ponte retificadora e a indutância Boost situada a montante desta. Espera-se com isto que tanto o controlador para a primeira planta quanto o controlador para a segunda planta tenham a capacidade de impor a corrente na saída da ponte retificadora, de acordo com referência de corrente e também que sejam capazes de rejeitar as perturbações oriundas das mudanças de planta.





Para essa simulação utilizou-se o mesmo estágio de potência e controladores anteriores, mas substituindo, agora, a fonte de entrada e indutância de entrada pelo circuito elétrico equivalente de uma máquina síncrona, como na Figura 7.42.

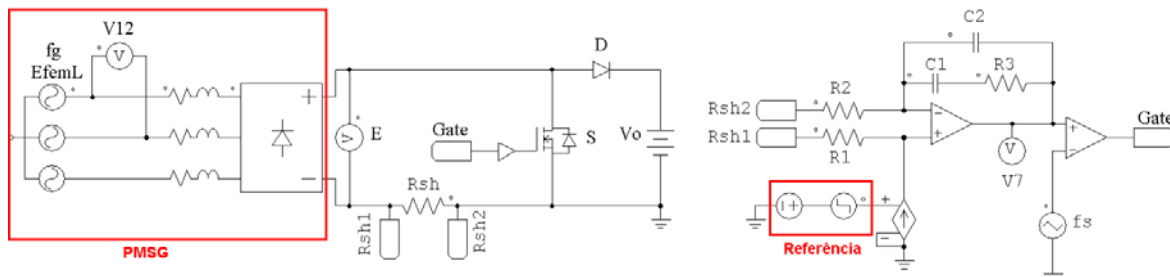


Figura 7.42 – Sistema Boost com indutância a montante da ponte retificadora .

Na Figura 7.43, são apresentadas as correntes na saída da ponte retificadora para cada um dos controladores utilizados, sendo os níveis dessas diferentes devido aos ganhos variados que cada controlador possui, não sendo isso relevante para a análise. O aspecto mais preponderante no resultado obtido é o fato de que ambos os controladores foram capazes de impor a corrente na saída da ponte, seguindo uma referência, mesmo após esta sofrer um degrau. E também ambos rejeitaram a mudança de planta, passando por um transitório equivalente a uma perturbação, mas com níveis de sobre-sinal e tempo de acomodação aceitáveis.

Conclui-se da análise feita que qualquer um dos controladores pode ser utilizado, porém escolhe-se aquele que cujo projeto foi elaborado para a planta dominante, ou seja, a planta que representa a operação de maior tempo.

A Figura 7.44 apresenta o resultado para a mesma simulação, mas somente com o controlador projetado para a primeira planta e mostrando as tensões de linha, tensão média no barramento (saída da ponte) e correntes de linha/fase e saída do retificador. Fica demonstrado nessa o comportamento do sistema análogo àquele em que se tem uma fonte de corrente na saída da ponte.

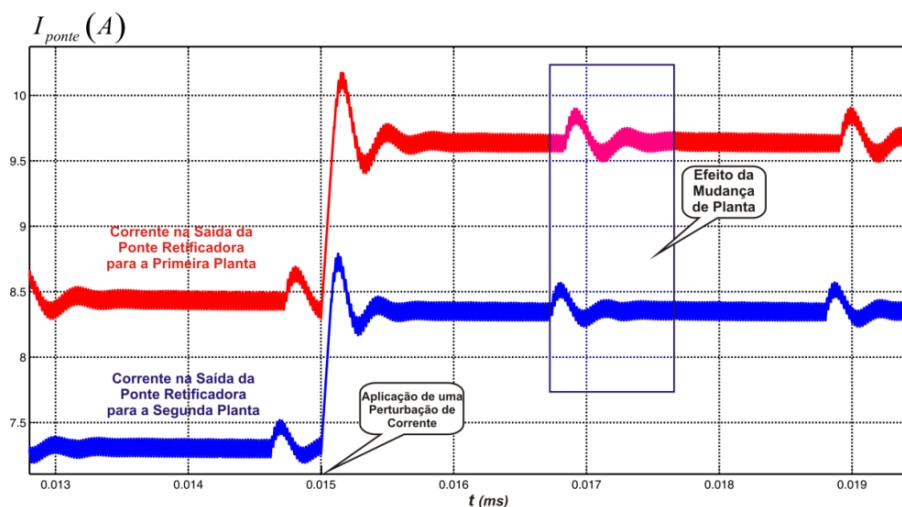


Figura 7.43 – Corrente na saída da ponte retificadora para as plantas projetadas.

Destacam-se, ainda, os setores de operação que distinguem as plantas, mostrando o comportamento da corrente na mudança. A ondulação em alta freqüência da corrente de saída, devido à comutação do conversor, também é evidenciada, lembrando que, como a indutância Boost está a montante da ponte retificadora, há presença dessa ondulação na indutância de linha. A princípio, essa indutância é a própria indutância da máquina; logo, o fator de potência da mesma fica prejudicado e há necessidade, antes de ser utilizada essa teoria, que se analisem os efeitos prejudiciais e perdas acarretadas ao assumir tal proposta. Ainda é necessário que se levante uma curva de resposta em freqüência para a máquina, já que uma indutância projetada inicialmente para operar unicamente em baixa freqüência pode se comportar como outro elemento quando submetida à alta freqüência.

Para sistemas eólicos de pequeno porte e máquinas de até 2 kW de potência, as perdas não são tão expressivas, as harmônicas de corrente injetadas na máquina são de baixa ordem, e a alternativa, se possível, torna-se atraente e de baixo custo, já que no conversor utilizado, principalmente se for Boost, praticamente não haveria elementos passivos (indutores e capacitores) em sua construção. O efeito das harmônicas no tipo de máquina utilizado e uma proposta para se resolver o problema - e que pode ser incorporada à teoria apresentada pode - ser encontrada em [31].

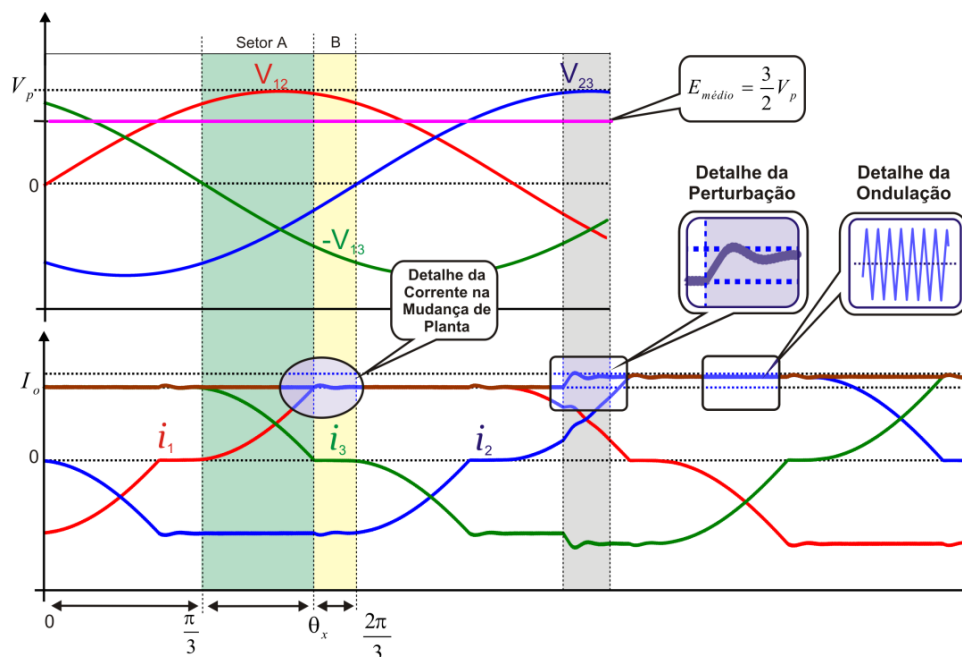


Figura 7.44 – Principais formas de onda para o sistema Boost com ponte retificadora e máquina.

Provada a funcionalidade do controle, adiciona-se ao circuito a estratégia de rastreamento de máxima potência definida no capítulo anterior, de modo que, agora, a referência de corrente será imposta pelo circuito de MPPT. Sendo assim, a corrente sofrerá perturbações cíclicas, de modo que a potência em cada ciclo irá variar, e a diferença de potência obtida (erro) aumentará ou diminuirá a corrente média de modo que o conversor tenda a operar com uma razão cíclica e corrente de máxima potência.

O mesmo circuito anterior foi simulado, mas agora com a adição do algoritmo de máxima potência, como na Figura 7.45, e os ganhos, constantes de tempo, frequência e amplitude de perturbação foram arbitrados com os critérios antes mencionados unicamente com fins de simulação. A Figura 7.46 apresenta os resultados obtidos para o exemplo aplicado, onde se comprova a funcionalidade do algoritmo, já que o sistema partiu de um ponto inicial e em alguns ciclos foi capaz de operar em um ponto de máxima potência. A forma de onda de potência deixa claro o funcionamento e observa-se nela que, inicialmente, a cada perturbação de corrente, a variação de potência torna-se expressiva e o erro grande gerado é aplicado de modo a aumentar o valor médio da corrente. Quando esta chega ao seu máximo, continua sendo perturbada, porém o erro já é quase nulo, não havendo variação na potência, o que indica que esse é o ponto de máxima potência.

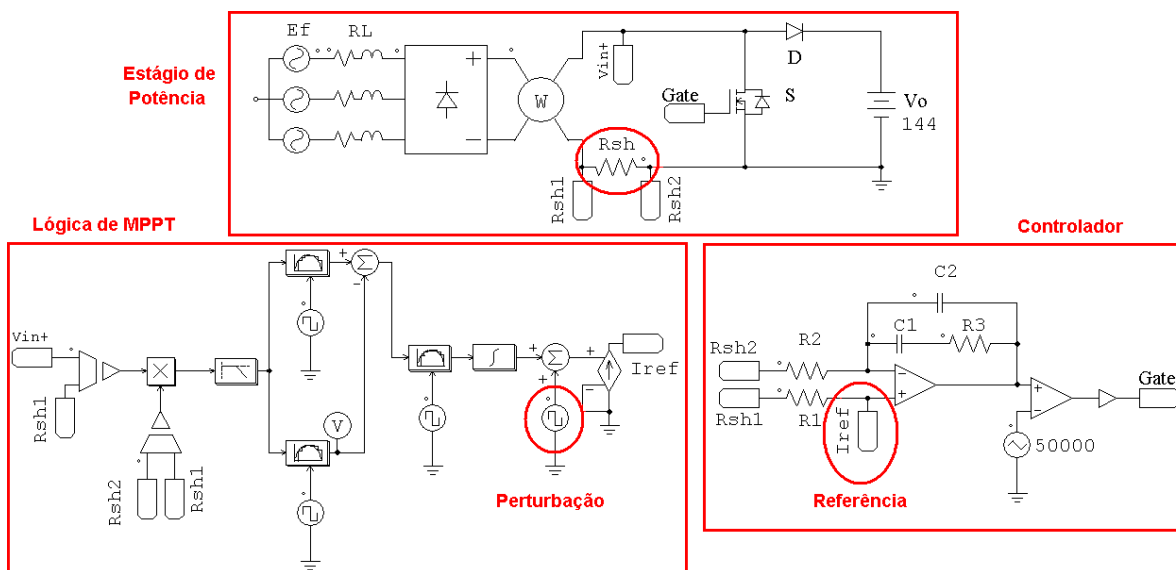


Figura 7.45 – Sistema Boost com rastreamento de máxima potência.

Ainda na Figura 7.46, observam-se os sinais de controle utilizados para realizar o algoritmo de máxima potência, a corrente de linha/fase e os detalhes das formas de onda de potência elétrica e corrente de saída da ponte, apresentando todo o comportamento previsto anteriormente.

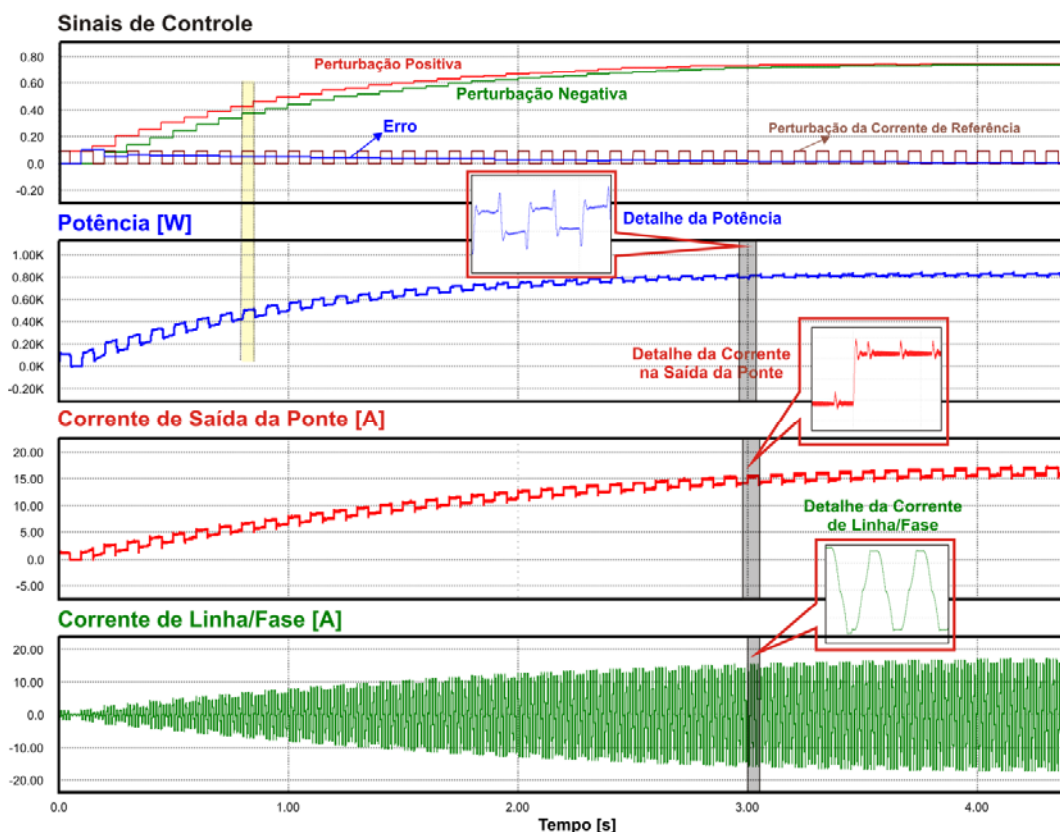


Figura 7.46 – Principais formas de onda do sistema Boost com rastreamento de máxima potência.



Para finalizar o estudo e tentativa de rastreamento de máxima potência para o sistema eólico, utilizando o controle da corrente na saída da ponte retificadora, substituiu-se a entrada do sistema pelo sistema eólico definido no Capítulo 3, de modo que o estágio de potência da Figura 7.45 é substituído pelo da Figura 7.47.

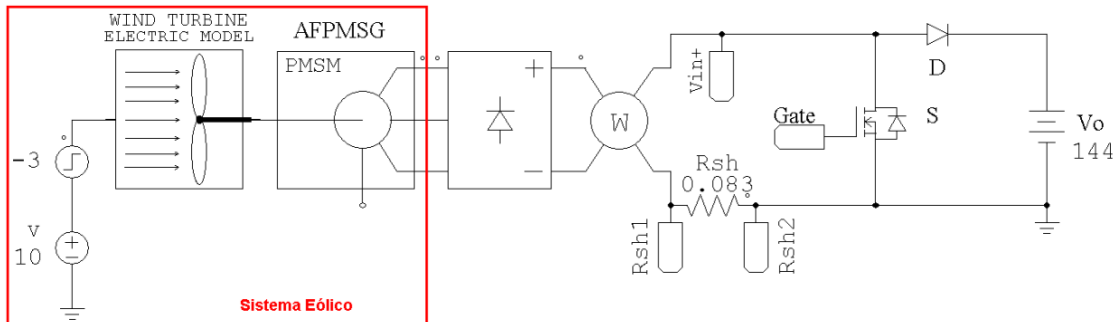


Figura 7.47 – Sistema eólico com rastreamento de máxima potência utilizando controle de corrente.

Contrariamente ao que se pensou inicialmente, antes de se ter conhecimento do real comportamento do sistema eólico, a estratégia de controlar a corrente não se mostrou viável, como pode ser observado na Figura 4.3. Para uma velocidade inicial de 10 metros por segundo, o sistema de rastreamento, que partiu com potência e corrente nula funciona adequadamente e tende a rastrear a potência máxima. Porém, quando o mesmo sistema recebe um decréscimo na velocidade do vento, o sistema de controle entra em uma região de instabilidade para o controle de corrente, já que para tal velocidade menor não existe uma potência disponível com essa corrente.

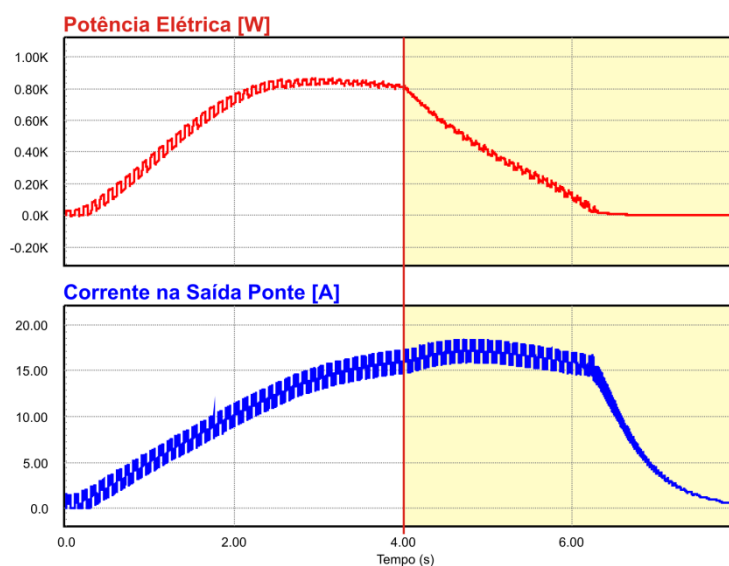


Figura 7.48 – Potência elétrica e corrente na saída da ponte para o sistema proposto.

Este comportamento da corrente no sistema eólico pode ser observado na Figura 6.13, e observa-se, considerando uma das curvas, que, ao se tentar drenar mais corrente da máquina, por menor que seja, o vento não tem capacidade de manter a rotação ou aumentar a mesma para que não haja afundamento da tensão de fase do gerador e conseqüentemente queda abrupta da corrente. A queda é dita abrupta, pois o sistema de MPPT, ao perturbar positivamente a corrente e observar que a potência caiu, calcula uma diferença de potência positiva, já que o ciclo anterior possuía vento maior e conseqüentemente potência maior; então há incremento positivo da referência de corrente, o que faz com que o sistema inicie um ciclo rápido de incrementos que faz com que a máquina freie.

A característica de potência *versus* corrente de saída foi levantada no capítulo anterior e, pela simples verificação da mesma, pode-se concluir a inviabilidade de se realizar o controle por corrente. Porém, o estudo e implementação dessa estratégia foi prévio ao estudo do comportamento do sistema eólico completo, e os resultados obtidos são aqui descritos de modo a se provar a aplicação do sistema de MPPT e podem ser úteis para outras situações. Situações essas que envolvam fontes de energia ditas ideais, nas quais a fonte em si não sofre “degradação” de sua capacidade de fornecer energia, como uma máquina que possua rotação fixa e estável, por exemplo. Esse exemplo, assim como o do caso de uma fonte de tensão ideal, foi apresentado nas simulações e apresentaram bons resultados. Ainda é possível com algum esforço e maior estudo alterar a estratégia de MPPT para se adaptar o controle de corrente, de algum modo que se impeça a entrada na região dita instável. Porém, devido à necessidade de um método barato e mais seguro para o rastreamento, essa estratégia é descartada, e uma nova solução, tendo como alvo o controle da tensão de barramento (saída da ponte retificadora), foi a escolha mais plausível, haja vista os resultados do estudo completo do modelo eólico realizado no capítulo anterior. Esse estudo, análise, simulação, projeto e implementação serão abordados na seqüência.



## 7.5 Controle da tensão na saída da ponte retificadora

Uma vez confirmado o mau funcionamento da estrutura eólica onde se controla a corrente na saída da ponte retificadora, utilizando-se os parâmetros da máquina, parte-se para uma nova abordagem, que consiste em controlar o valor da tensão média na saída da ponte. Quando deseja-se manter a utilização dos parâmetros da máquina e estruturas com características Boost, estaremos controlando o valor da tensão média sobre o interruptor de potência. A Figura 7.49 apresenta o circuito simplificado onde é utilizado um conversor Boost, sendo que a tensão  $V_{ab}$  na saída da ponte retificadora ou sobre o interruptor é que será controlada, a fim de se obter um valor médio de tensão nesse ponto, que extraia a maior potência do gerador eólico. O gerador é representado nesta figura pelo modelo simplificado de máquina elétrica onde a tensão de fase depende da rotação do eixo, que, por sua vez, depende da velocidade do vento.

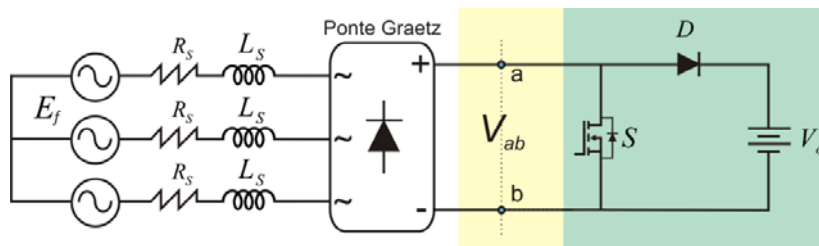


Figura 7.49 – Exemplificação do modelo proposto.

Antes de aplicarmos a proposta de rastreamento ao modelo eólico, é necessário confirmar se o modelo equivalente com máquina elétrica e uma determinada rotação possuem uma curva com um máximo de potência. Para isso, simulou-se o circuito da Figura 7.50 com os parâmetros indicados em que se variou a tensão na saída ponte. A potência medida durante essa variação é apresentada no gráfico da Figura 7.51.

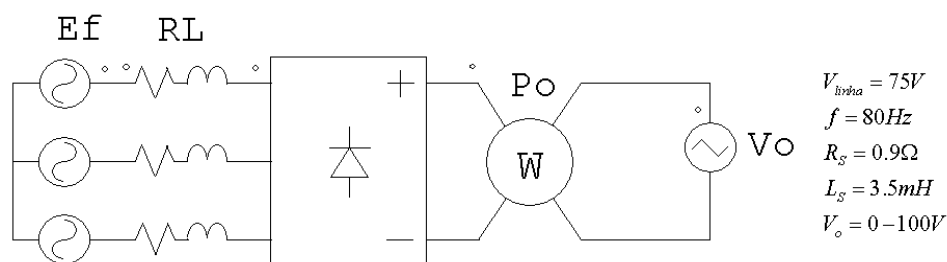


Figura 7.50 – Circuito de simulação para verificação de máxima potência.

Claramente, nota-se que em determinado tempo a tensão aplicada na saída da ponte retificadora foi tal, que o circuito operou de modo a extrair a máxima potência da fonte de entrada.

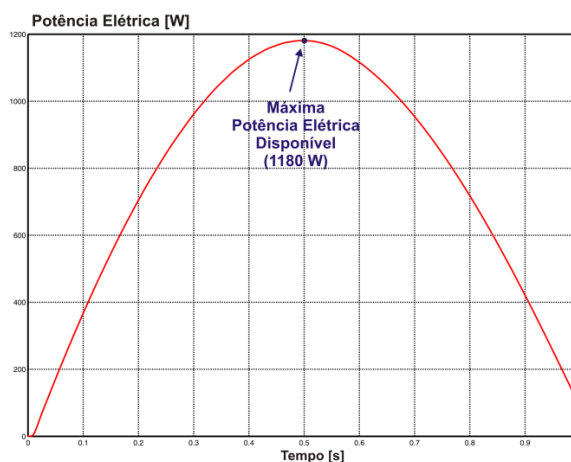


Figura 7.51 – Variação da Potência com varredura da tensão de saída.

Substituindo a fonte de tensão de saída no circuito da Figura 7.50 por um conversor Boost e utilizando a lógica de MPPT, vista no Capítulo 6, de modo a se perturbar, observar e modificar a razão cíclica do mesmo é possível alterar a tensão sobre a saída da ponte retificadora. O circuito simulado da Figura 7.52 realiza essa tarefa, sendo que os parâmetros da fonte de entrada são os mesmos da Figura 7.50, enquanto os parâmetros do conversor e dos componentes do estágio de controle e MPPT foram arbitrados via simulação, respeitando as condições estabelecidas anteriormente.

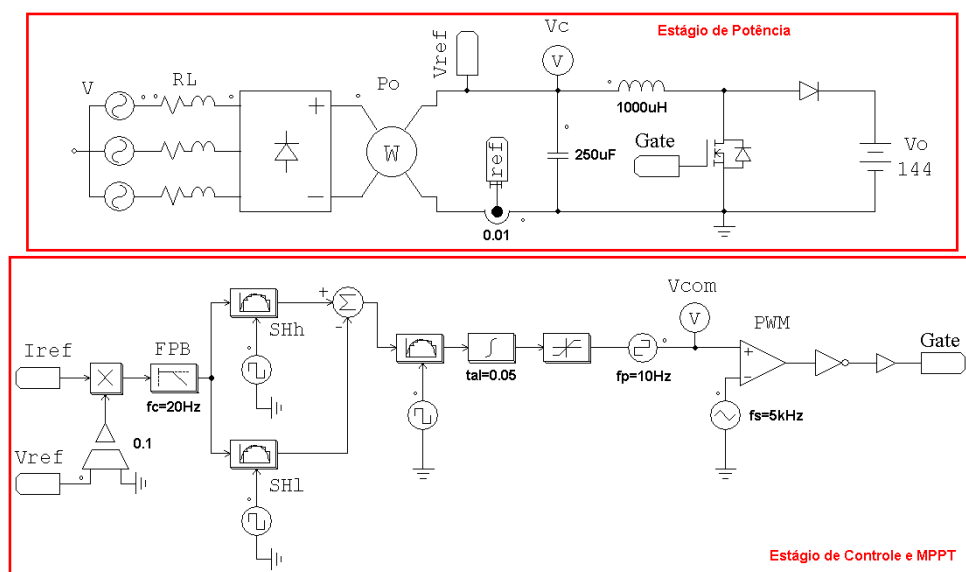


Figura 7.52 – Circuito Boost com controle de razão cíclica e MPPT.





Observa-se na Figura 7.53, que o circuito de controle e MPPT faz com que a potência do sistema entre em regime no seu valor máximo, ou seja, o sistema foi capaz de rastrear a máxima potência, alterando o valor da tensão sobre a saída da ponte retificadora. Esta tensão, assim como o esforço de controle, também podem ser vistos nos gráficos da Figura 7.53.

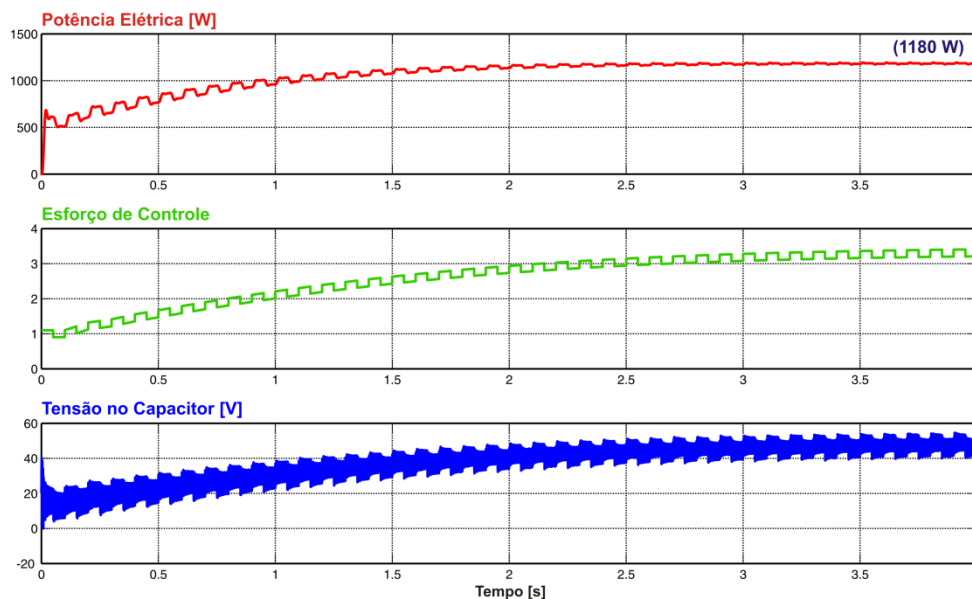


Figura 7.53 – Potência, esforço de controle e tensão de barramento com rastreamento de máxima potência.

Uma vez comprovada a funcionalidade do método no qual se controla uma tensão de barramento mediante perturbações na razão cíclica para drenar a máxima potência de uma fonte representada por um modelo idealizado de máquina elétrica aplica-se o mesmo método ao sistema eólico. Nesse momento, duas possibilidades podem ser consideradas, uma em que se utilizam os parâmetros da máquina elétrica como partes do conversor de potência e outra em que se realiza o desacoplamento dinâmico com a inserção de um capacitor de barramento, como no exemplo anterior. Ambas as possibilidades serão vistas a seguir.

### 7.5.1 Sem capacitor de barramento (utilização dos parâmetros da máquina elétrica)

Primeiramente, considera-se que, assim como no controle de corrente, tenhamos a indutância síncrona da máquina elétrica com parte do conversor de potência. Dessa forma, o estágio de potência, incluindo o modelo de máquina elétrica e de turbina eólica

com estágio de potência Boost é apresentado no circuito de simulação da Figura 7.54, juntamente com o estágio de controle e MPPT visto anteriormente.

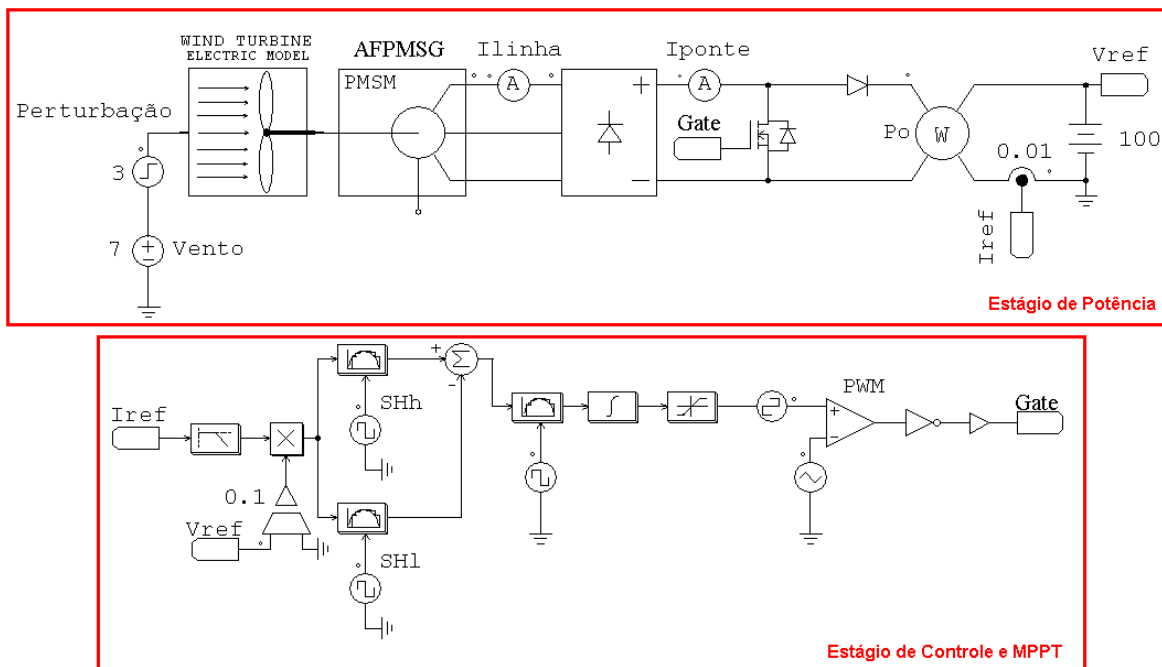


Figura 7.54 – Circuito de simulação do sistema eólico com conversor Boost e controle da tensão na saída da ponte retificadora.

Para esta simulação, utilizou-se na saída do conversor uma fonte de tensão de 100 volts, e os parâmetros da máquina elétrica e do modelo de turbina são os do caso real obtidos anteriormente. Para testar o modelo, utilizou-se uma velocidade do vento de 7 metros por segundo, que, após um determinado tempo, é incrementada e passa a ser de 10 metros por segundo. Os parâmetros do controlador e perturbações foram ajustados via simulação para atender os requisitos de tempo de resposta e instabilidade, conforme explicados anteriormente.

A Figura 7.55 apresenta os principais resultados obtidos na simulação, onde se observa o comportamento da potência elétrica sujeita ao controle estabelecido e comprova-se que houve rastreamento, já que a potência elétrica média atingiu os valores máximos apresentados no gráfico da Figura 6.12 para as respectivas velocidades do vento.

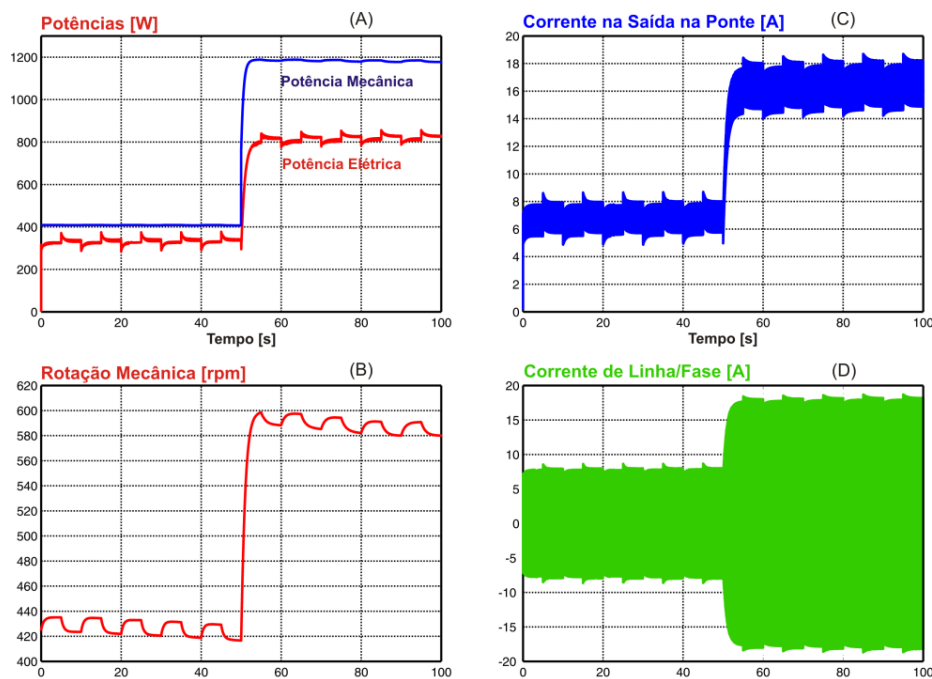


Figura 7.55 – Formas de onda principais do conversor Boost aplicado ao sistema eólico com utilização dos parâmetros da máquina. (A) Potência elétrica e mecânica, (B) Rotação do eixo, (C) Corrente na saída da ponte retificadora, (D) corrente de linha/fase.

Um problema existente na utilização dos parâmetros da máquina elétrica é o aparecimento de ondulações de alta frequência na corrente que circula no estator, como no caso anterior, em que se controlava a corrente na saída da ponte retificadora. Esse aspecto é indesejável, pois implica em uma grande taxa de distorção harmônica, prejudicando o rendimento, danificando a máquina em longo prazo. Para máquina de grande porte essas correntes não são aceitáveis; porém, é possível tolerá-las em máquinas de pequeno porte. A Figura 7.56 apresenta com mais detalhes a corrente na máquina e, com base nessa verificação e na incerteza do comportamento real da máquina, quando submetida a essas altas frequências faz-se necessária a inserção de um capacitor na saída da ponte retificadora, desacoplando deste modo as dinâmicas da máquina e do conversor.

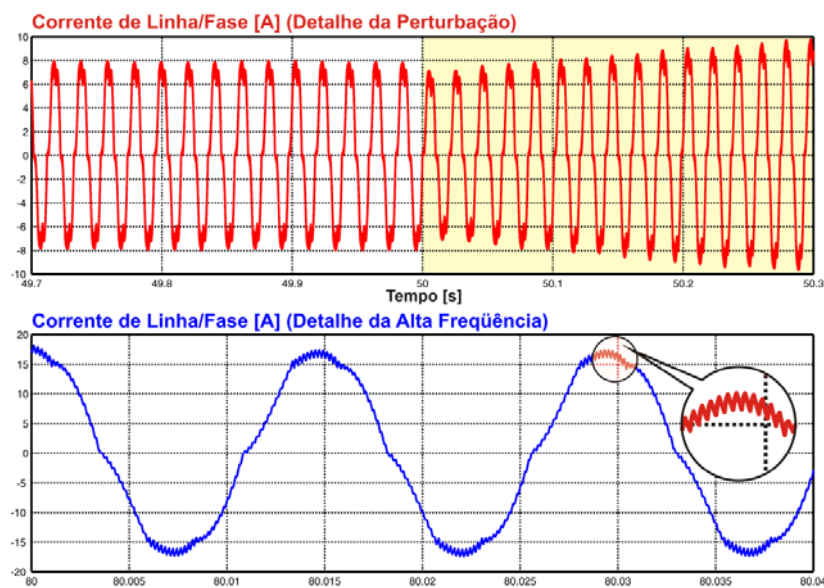


Figura 7.56 – Corrente na máquina elétrica e detalhe da alta freqüência.

## 7.5.2 Com capacitor de entrada

A Figura 7.57 apresenta o novo estágio de potência com a inserção do capacitor e também do indutor Boost que agora se faz necessário. Outro aspecto importante é o fato de a inserção desse capacitor melhorar a estabilidade e segurança do sistema, tornando mais fácil o ajuste dos parâmetros do controlador e dos blocos do sistema de MPPT. Uma vez mantido o capacitor nesse ponto e sabendo que a tensão de saída do conversor será imposta por um banco de baterias, temos a possibilidade de operar o sistema com qualquer outro conversor que desejarmos, sendo essa escolha um critério de projeto.

Nesta nova abordagem, podemos dizer, resumidamente, que a tensão média sobre esse capacitor será alterada pela variação na razão cíclica do conversor, de modo que o valor final será uma tensão que possibilite a extração de máxima potência disponível.

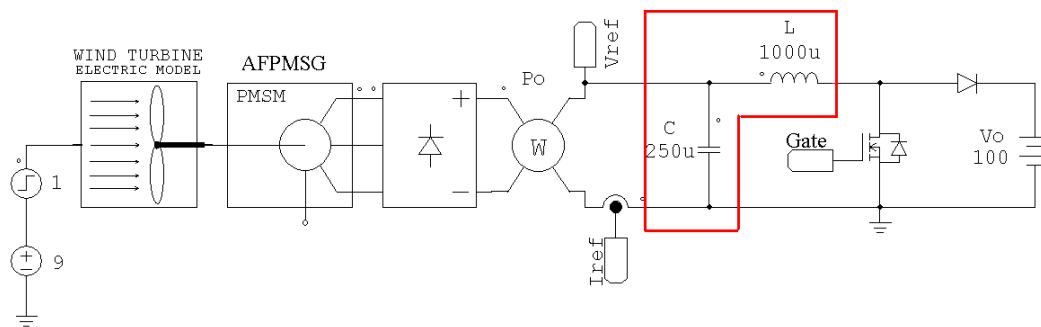


Figura 7.57 – Circuito de potência Boost para o sistema eólico com a inserção de um capacitor de barramento.

Utilizado o mesmo controlador do exemplo anterior, apenas adaptando as constantes de tempo e demais parâmetros do controlador, obtemos os resultados vistos na Figura 7.58, com seus respectivos detalhes. A operação do controle é a mesma anterior e segue o mesmo comportamento apresentado no Capítulo 6; já, as potências atingem o máximo valor para as velocidades do vento simuladas dentro do tempo já esperado. Os valores do capacitor de barramento e do indutor Boost foram arbitrados via simulador, apenas para demonstração do método.

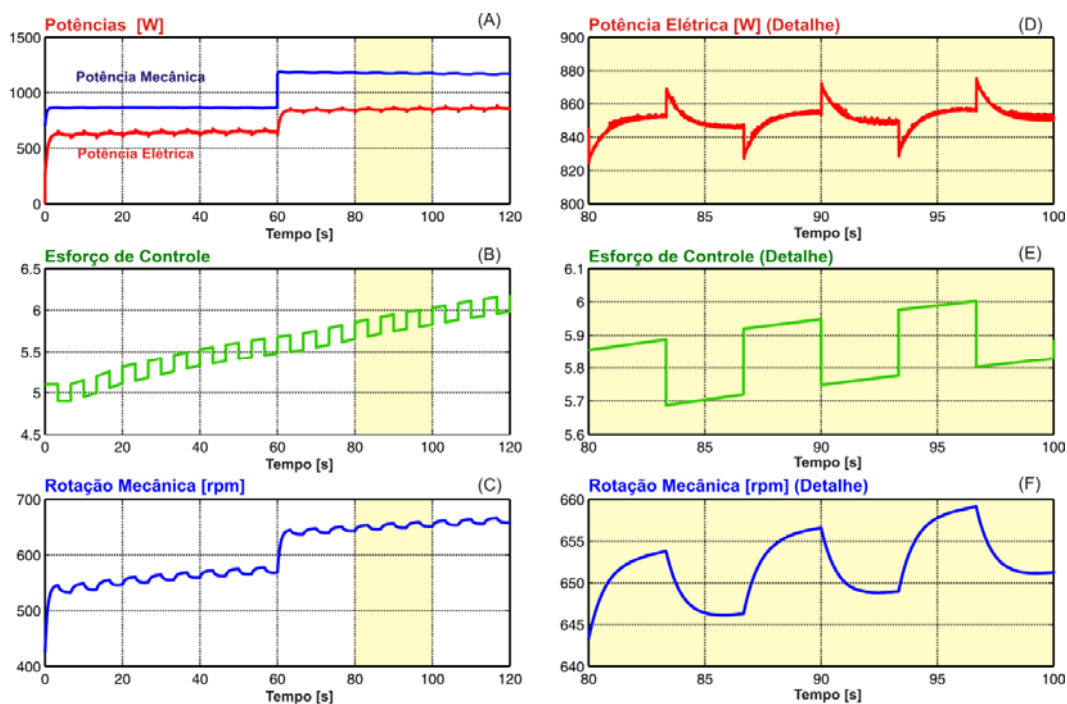


Figura 7.58 – Operação do Boost com MPPT para o sistema eólico com inserção de capacitor de barramento. (A) Potências, (B) esforço de controle, (C) rotação do eixo, (D) detalhe da potência elétrica, (E) detalhe do esforço de controle, (F) detalhe da rotação no eixo.

## 7.6 Conversor Buck aplicado ao sistema eólico

Em sistemas isolados, nos quais há baterias, e o sistema eólico visa, unicamente, ao carregamento dessas para que seja “criado” um barramento para alimentar cargas. Não é necessário haver um sistema de rastreamento de máxima potência, uma vez que isso somente aceleraria o processo de carga da bateria. Após essa concretização, a energia captada só serviria para manter a carga, e o excesso deveria ser descartado. Logo, o sistema convencional seria suficiente e mais econômico, principalmente em regiões onde há ventos constantes e de velocidade média em torno de 7 metros por segundo, que é a velocidade média da maioria das regiões do Brasil já mapeadas.

Em sistemas em que há interconexão com a rede elétrica através de inversores, entregar a potência máxima, sempre que possível, e não descartar energia captada é essencial; logo, o sistema de rastreamento torna-se obrigatório para o bom rendimento do sistema eólico.

A teoria apresentada até o momento é genérica e aplicável para ambos os sistemas, e o conversor estático de potência a ser utilizado depende unicamente das características desejadas na saída, já que o princípio de rastreamento de potência e controle do conversor pode ser generalizado. Sendo assim, recapitulando o que já foi apresentado, temos o conversor Boost como alternativa atraente, já que pode-se elevar a tensão de saída e assim tornar a operação do estágio seguinte (inversor) suavizada, com correntes menores. Outra vantagem é o fato de o conversor Boost possuir entrada com características de fonte de corrente, o que possibilitaria a criação de um estágio de rastreamento de potência sem elementos passivos, se utilizada a indutância interna da máquina e fonte de tensão de saída como partes do conversor. Isso simplificaria e diminuiria os custos; porém, um estudo mais aprofundado, com relação ao controle da corrente de entrada, faz-se necessário, já que visualizamos as complicações e impossibilidades do método quando aplicado ao sistema eólico.

Ainda com relação à interligação com rede, mas agora mantendo o elemento armazenador de energia – baterias - para a situação em que um ou mais equipamentos não podem ficar desenergizados, há a necessidade de um conversor abaixador elevador, para que se possa manter um banco de baterias menor, 48 volts, por exemplo. Caso



contrário, o custo com baterias seria muito elevado. Uma solução viável é a utilização de um conversor SEPIC, como também já explicado, tendo esse, características análogas ao conversor Boost, tanto no que diz respeito à característica de entrada, quanto no que se refere ao aproveitamento das características da máquina. No sistema convencional apresentado, esse conversor poderia ser utilizado, como era a proposta original da presente pesquisa. Um dos inconvenientes desse conversor é o fato de a corrente em sua saída, assim como no conversor Boost, ser pulsada, o que tornaria necessário o uso de um filtro de saída; caso contrário, em longo prazo, as baterias sofreriam danos. Para a interligação com rede, esse fato não é muito relevante, já que um banco de capacitores substitui as baterias.

Quando não se pensa na utilização dos parâmetros da máquina e da fonte de tensão de saída, ou seja, quando se cria um barramento após a retificação, várias outras propostas podem ser levadas em consideração, tendo cada uma suas próprias características, vantagens e desvantagens. O conversor Buck-Boost, por exemplo, se adequaria muito bem, pois, além de ser abaixador e elevador de tensão, possui corrente não pulsada na saída. Porém, tem como grande inconveniente o fato de a tensão de saída ser invertida; já o conversor ZETA [42] resolveria este problema e poderia ser interessante.

O conversor Buck possui a vantagem de apresentar característica de fonte de tensão de entrada e fonte de corrente na saída. Todavia, tem o inconveniente de possuir corrente pulsada na entrada e o interruptor, para o modelo proposto, não estar ligado à “massa” comum, sendo necessário o uso de circuitos auxiliares de comutação. Ainda o fato de ser unicamente abaixador de tensão impossibilita uma flexibilidade maior no rastreamento de potência, restringindo o uso para uma determinada faixa de operação. Porém, para o sistema sob avaliação, isso é pouco relevante e portanto o conversor Buck se adapta muito bem, sobretudo quando o objetivo maior da proposta é avaliar a funcionalidade do algoritmo de rastreamento e comprovação prática dos modelos propostos. Então, toda a teoria de rastreamento de potência estudada até o momento, baseada em perturbações da razão cíclica para a variação da tensão de barramento utilizando um banco de bateria na saída do conversor, será aplicada ao sistema eólico com a implementação de um conversor Buck. Mas, antes disso, faz-se necessário

entender o seu funcionamento básico e projetá-lo para o sistema. A estrutura clássica do conversor Buck é apresentada na Figura 7.59.

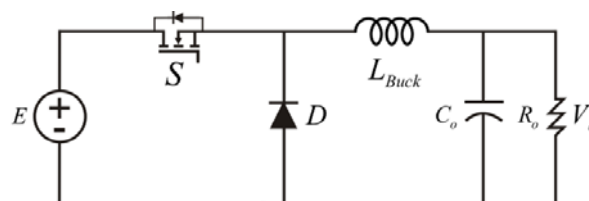


Figura 7.59 – Circuito do conversor Buck tradicional.

### 7.6.1 Etapas de operação e formas de onda

A tensão de entrada para a estrutura Buck utilizada no sistema eólico será variável e dependerá da tensão de barramento (saída da ponte). Já a tensão de saída será constante e imposta pelo banco de baterias. Porém, como a variação da tensão de entrada é muito lenta, quando comparada à comutação, podemos considerar as etapas de operação análogas à estrutura convencional.

Será considerado somente o modo de condução contínuo na operação do conversor, onde a corrente no indutor  $L_{Buck}$  nunca se torna igual a zero; assim, temos duas etapas distintas de operação, detalhadas a seguir. Detalhes maiores do funcionamento do conversor, para o modo de condução citado e outros modos, bem como formas de onda e equacionamento podem ser obtidos em [42] e somente os pontos mais relevantes serão aqui citados, já que a topologia Buck é a mais trivial em eletrônica de potência e muito conhecida em diversas literaturas.

#### 7.6.1.1 Primeira etapa

Nesta etapa, a fonte de entrada transfere energia para a fonte de saída e para o indutor  $L_{Buck}$  e a corrente de saída é igual a corrente no interruptor e na indutância, enquanto a corrente no diodo  $D$  é nula pois este encontra-se reversamente polarizado. Esta etapa encerra-se quando o interruptor  $S$  é bloqueado.

#### 7.6.1.2 Segunda etapa

Nesta etapa, ocorre a desmagnetização do indutor  $L_{Buck}$ , sendo que o interruptor  $S$  está bloqueado, o diodo conduzindo, e a energia armazenada no indutor, durante a





primeira etapa de funcionamento está sendo entregue à bateria. Garante-se condução contínua desde que a corrente no indutor não se anule antes de haver o próximo pulso de comando que leva o circuito a operar novamente na primeira etapa.

Os dois estados topológicos referentes às etapas de operação são vistos na Figura 7.60.

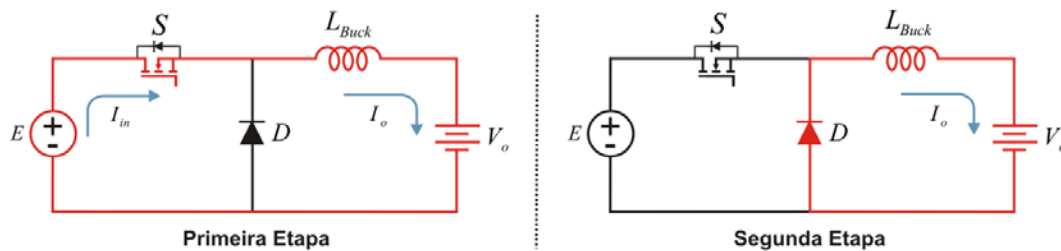


Figura 7.60 – Etapas de operação do conversor Buck tradicional.

As principais formas de onda para um período de operação são apresentadas na Figura 7.61.

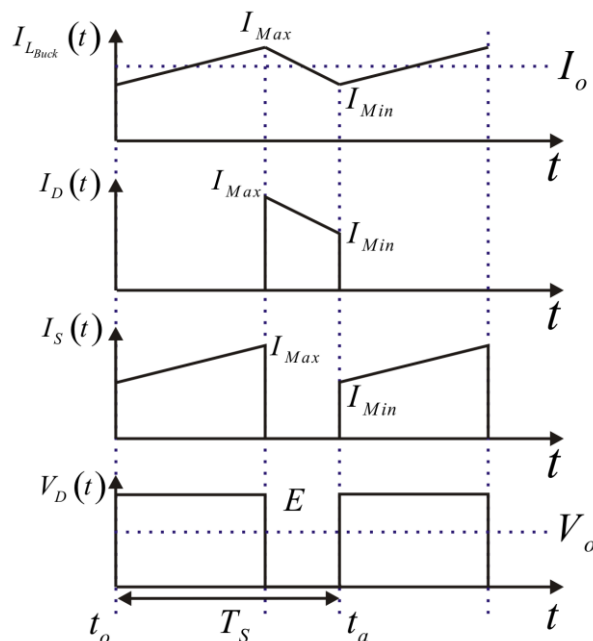


Figura 7.61 – Principais formas de onda do conversor Buck para o modo de condução contínua.

A simulação do conversor Buck para a aplicação no sistema eólico, assim como a determinação dos parâmetros do sistema serão vistas no capítulo seguinte, juntamente com o projeto dos demais elementos necessários ao funcionamento prático da estrutura eólica de pequeno porte.

# CAPÍTULO 8

---

## PROJETO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Conforme explicado no capítulo anterior, ao se adicionar um capacitor de barramento na saída da ponte retificadora, é possível utilizar qualquer conversor de potência em série dependendo do que se deseja. A escolha definida para a implementação foi um conversor Buck e, assim, ao se variar a razão cíclica do conversor, haverá alteração da tensão de barramento já que a tensão de saída é fixa e imposta pelo banco de baterias. Com essa característica, e dada uma velocidade do vento, o sistema de MPPT irá perturbar a razão cíclica, aumentando e diminuindo a tensão nesse capacitor enquanto a potência do sistema é observada. Baseado nessa observação, o valor médio da tensão no capacitor será adaptado para que se obtenha a máxima potência possível.

### 8.1 Metodologia de projeto

A metodologia de projeto é um importante passo para se obter um roteiro definido e estruturado para que seja facilitada a escolha de componentes e parâmetros e, assim, seja definido todo o sistema eólico de pequeno porte. A seguir, serão apresentados os dois principais passos da metodologia proposta, que basicamente consiste da mesma seqüência de estudos apresentada no presente trabalho.

#### 8.1.1 Obtenção de parâmetros

Os principais parâmetros a serem obtidos são as especificações da turbina eólica, como raio das pás e momento de inércia, se possível, e também a realização de ensaio da máquina elétrica para se obter o valor da indutância síncrona e resistência síncrona. Uma vez obtendo esses valores, substituem-se os mesmos no modelo de simulação proposto e finalizado no Capítulo 3. Acrescentam-se uma ponte retificadora na saída da máquina e uma fonte de tensão variável na saída dessa ponte e então se constrói um ábaco de



potência elétrica *versus* tensão de saída para cada velocidade do vento, como o obtido para o presente sistema e apresentado na Figura 6.12.

### 8.1.2 Escolha do conversor

Conhecendo o banco de baterias disponível e também as características desse banco, que podem ser obtidas como no Capítulo 4, e já de posse dos limites do aerogerador do passo anterior, escolhe-se o conversor de potência que melhor se adapte as essas especificações. Para o presente caso, escolheu-se o conversor Buck e conhecendo o funcionamento, utiliza-se o ábaco obtido no passo anterior para definir os seus limites de operação. A Figura 8.1 apresenta novamente o ábaco, mas unicamente mostrando a potência elétrica. Para que o sistema opere, como visto nos ensaios do sistema, há que se ter uma tensão mínima, e como, também, há atuação do controle estol a partir de ventos de 12 metros por segundo, há uma potência máxima que se pode extrair do sistema, sendo esta a do ponto de máxima potência para essa velocidade.

Dados o comportamento das curvas de potência e a localização dos pontos de máxima potência para cada velocidade do vento e também sabendo-se das limitações do sistema, é fácil notar que não há necessidade de se operar em toda faixa de tensão disponível, sendo possível escolher uma região que acolha todos os pontos de máxima potência, sobretudo aqueles de velocidade do vento acima de 7 metros por segundo. A Figura 8.1 apresenta o detalhe dessa região e também os limites de tensão e conseqüentes limites de razão cíclica para o conversor Buck para um banco de baterias de 48 volts. Contudo, para essa restrição, assume-se que para ventos abaixo de 7 metros por segundo nunca se estará operando no ponto de máxima potência; mas, como para estas velocidades há pouca variação de potência entre o máximo e qualquer outro ponto, considera-se aceitável a hipótese. Outro ponto positivo da aplicação desse método refere-se ao fato de que, como o sistema de rastreamento é lento, em razão de dinâmicas envolvidas, a localização exata do ponto de máxima potência de uma determinada velocidade de vento depende da permanência dessa condição de vento por um determinado tempo. Logo, dependendo da região em que a turbina esteja situada, operar no ponto de máxima potência sempre é extremamente complicado e não garantido, já que a velocidade do vento pode altera-se antes de o ponto de máxima ter sido

encontrado. Mas a utilização do conversor de potência com a escolha dessa faixa de operação garante que se opere no mínimo próximo a esses máximos e que, em média, será extraída mais potência do que no caso em que se tinha uma tensão fixa de 48 volts aplicada diretamente sobre a ponte retificadora.

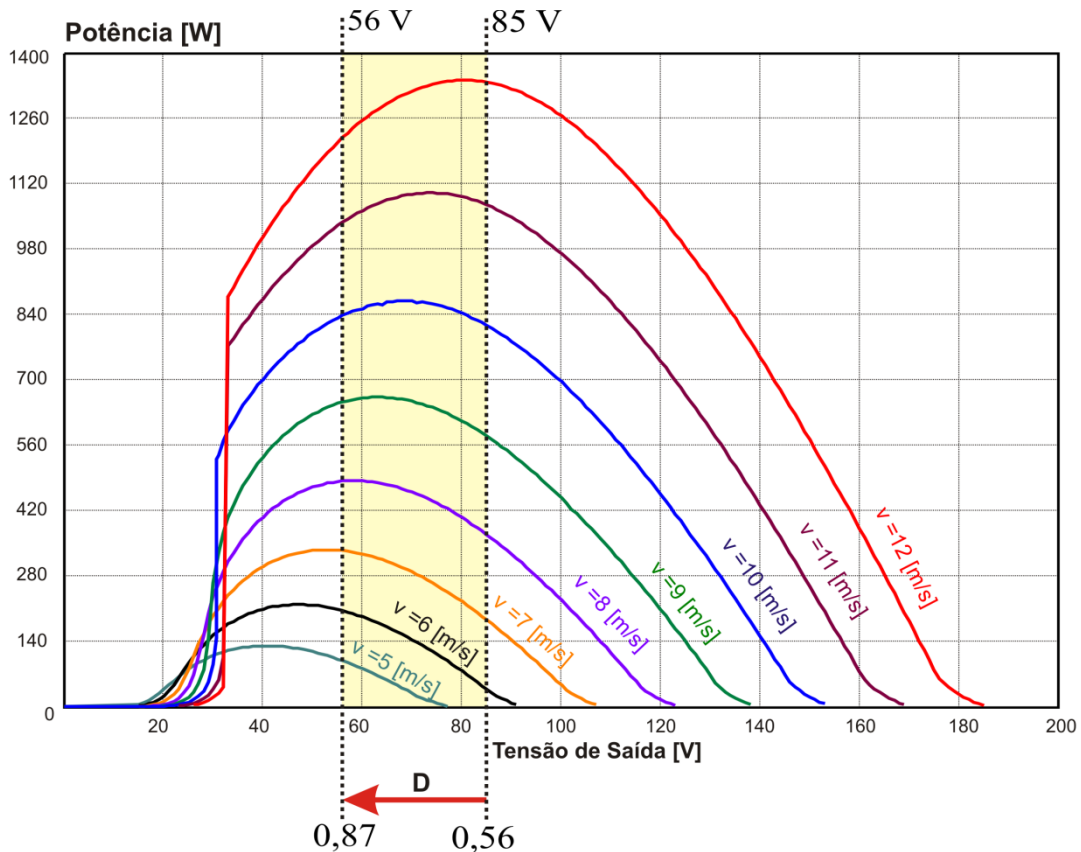


Figura 8.1 – Escolha da faixa de operação do sistema.

## 8.2 Estágio de potência

O estágio de potência completo para o sistema com a escolha do conversor Buck é apresentado na Figura 8.2, sendo que há a necessidade da inserção de um diodo de bloqueio na saída do conversor. Esse diodo é representado por  $D_B$  e seu objetivo é impedir a condução reversa via diodo de roda livre do MOSFET, já que inicialmente o capacitor de barramento estará sem carga. Como a tensão deste capacitor de barramento ( $C_o$ ) irá ser alterada constantemente pelo sistema de controle e MPPT, e também por esta depender da presença e condição de vento disponível, ele poderá estar, em diversas situações, com tensão abaixo da tensão nominal média da bateria. Logo, ou se faz uma



pré-carga ou introduz-se esse diodo de bloqueio, que foi a escolha devido ao custo diante de um sistema de pré-carga. A escolha dos componentes e demais detalhes são apresentados a seguir, sendo que a maioria deles foi superdimensionada para evitar problemas, já que o objetivo é unicamente o teste dos princípios estudados e não a construção de um produto final.

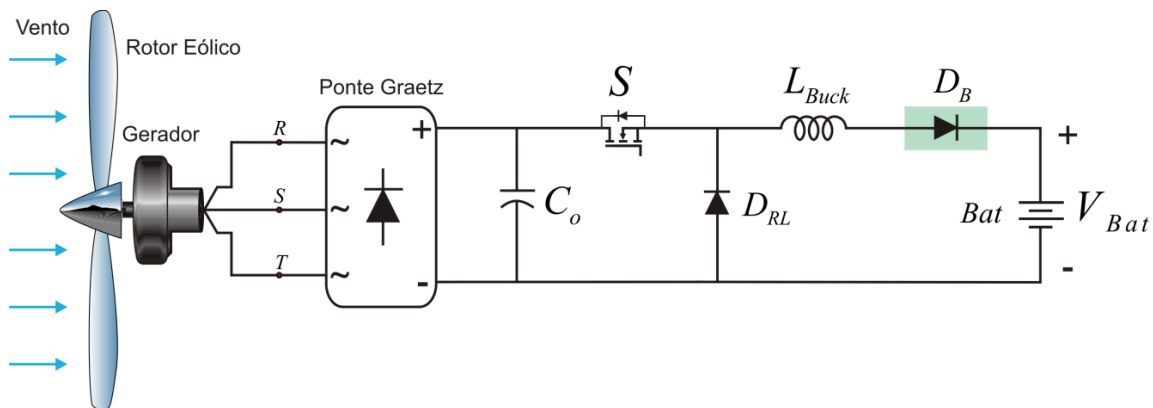


Figura 8.2 – Estágio de potência. Conversor Buck.

### 8.2.1 Ponte retificadora

A ponte de graetz utilizada poderia ser construída com diodos isolados ou três pontes monofásicas, mas visando a um rendimento maior, compactação, segurança e custo menor optou-se por usar um módulo pronto. Este deve ser capaz de suportar uma tensão reversa máxima possível e também a corrente de saída máxima. A tensão reversa máxima que um diodo da ponte que não está conduzindo deve suportar é a própria tensão de barramento, sendo esta dada pela mínima razão cíclica, ou seja, aproximadamente 90 volts. Já a corrente máxima depende da máxima potência que será drenada e a mínima tensão na saída da ponte. Logo, admitindo-se a possibilidade de haver falha no conversor e a própria tensão da bateria ser aplicada aos terminais da ponte, e considerando, por segurança, uma potência superior a máxima temos uma corrente a ser suportada dada pela equação (7.1).

$$I_{Pontemax} = \frac{P_{max}}{V_{C_o, min}} = \frac{1400W}{48V} = 29A \quad (7.1)$$

Diante disso foi escolhida, pela disponibilidade e compatibilidade com a as especificações, uma ponte retificadora *SKD30/02*, cujos detalhes podem ser obtidos no catálogo do fabricante [44].

### 8.2.2 Capacitor de entrada

A principal especificação deste capacitor é a de suportar uma corrente eficaz de valor elevado, já que o conversor Buck possui o inconveniente de ter corrente pulsada em sua entrada. Além disso, deve ser capaz de manter a menor ondulação de tensão possível. Equações que podem se adequar à resolução deste problema são muito encontradas na bibliografia, como em [43], por exemplo. Porém, no presente caso, o que se fez foi ajustar o valor do capacitor para o pior caso de frequência de entrada (menor rotação) via simulação e, após isso, foram simulados diversos casos, observando-se a corrente eficaz no capacitor. O valor de capacitância mínima obtida para garantir baixa ondulação foi de  $250\mu F$ , enquanto a corrente eficaz máxima que se obteve, para situação de vento de 12 metros por segundos, foi de aproximadamente 15 ampères. Capacitores com essa faixa de capacitância que tolerem essa corrente dificilmente são encontrados. Logo, fez-se necessária a associação de capacitores em paralelo para assegurar a corrente no pior caso. Para suprir a necessidade de corrente, escolheu-se uma associação de 3 capacitores eletrolíticos em paralelo do tipo *B4301-B2108-M*, sendo que cada um tem capacitância de  $1000\mu F$  e suportam uma tensão máxima de 200V. O banco de capacitores, portanto, terá uma capacitância de  $3000\mu F$ , muito acima da necessária, mas a única disponível para a corrente desejada. Maiores detalhes sobre os capacitores utilizados podem ser obtidos em [45].

### 8.2.3 Interruptor

Como interruptor de potência, foi utilizado um MOSFET e essa escolha foi realizada de modo que suportasse os limites de tensão e corrente máxima e também possuísse a menor resistência intrínseca possível para reduzir perdas. A tensão máxima que o interruptor deve suportar é a própria tensão de barramento, e a corrente máxima deverá ser calculada como em [42] levando-se em consideração a ondulação de corrente em alta frequência, sendo que a frequência de comutação escolhida foi de  $40kHz$ . Assim,



a tensão máxima que o interruptor deverá suportar é de 90 volts. Já a corrente, do mesmo modo que anteriormente, não será obtida por equações e sim considerada para o pior caso, ou seja, aquele em que temos uma corrente de 30 ampères. Esse superdimensionamento não é o mais indicado em projeto, mas, como já comentado, uma série de fatores não levados em considerações podem vir a prejudicar a estrutura e não garantir os testes necessários e, por não se tratar de um produto, não há necessidade de refinamentos neste momento. Portanto, em razão da disponibilidade, utilizou-se um MOSFET *IRFP260*, sendo que as suas principais características podem ser obtidas em [46].

### 8.2.4 Diodo de roda livre

Assim como no interruptor, a tensão máxima sobre o diodo de roda livre é a própria tensão máxima de barramento. Já a corrente máxima que esse deve suportar será considerada de 30A, caso em que se está carregando o banco de baterias de 48 volts com uma potência ligeiramente acima da máxima por questões de segurança. O diodo escolhido foi o *MUR3020PT* do tipo ultra-rápido para garantir maior rendimento e funcionalidade e suas especificações podem ser obtidas em [47]

### 8.2.5 Diodo de bloqueio

Este diodo foi adicionado à estrutura de potência pelos motivos explicados anteriormente, e seu dimensionamento é feito unicamente pela máxima corrente fornecida ao banco de baterias, já que a tensão reversa sobre o mesmo será baixa, pelo fato de que o conversor vai operar no modo de condução contínuo. Porém, um dos problemas da inserção deste diodo é o fato de haver grandes perdas, já que ele estará sempre conduzindo. Sendo assim, para reduzir as perdas, fez-se uso de um diodo do tipo Schottky dimensionado para suportar 30 ampères e, em razão de disponibilidade, utilizou-se um do tipo *40CPQ80* [48].

### 8.2.6 Indutor

O valor da indutância Buck foi calculado utilizando a expressão (7.2), onde  $(V_{C_o \max})$  representa a máxima tensão na saída na ponte retificadora, enquanto que  $(f_s)$  e  $(\Delta I_o)$  são, respectivamente, a frequência de comutação e a ondulação máxima de corrente que

se deseja na saída. Sendo que se tomou como máxima corrente a mesma usada para o dimensionamento dos demais componentes e utilizou-se uma ondulação de 10%. Uma vez obtida, a indutância foi simulada e ajustada no simulador e o cálculo da mesma e o projeto físico do indutor utilizado podem ser obtidos na planilha do Apêndice C. Maiores detalhes a respeito do cálculo da indutância e projeto do indutor podem ser obtidos em [49].

$$L_{Buck} = \frac{V_{C_o \max}}{4 f_s \Delta I_o} \quad (7.2)$$

### 8.3 Fonte auxiliar

Como há necessidade de uma fonte de alimentação para o circuito de comando e demais circuitos auxiliares e por haver uma tensão contínua bem estabilizada proveniente da bateria, utilizou-se esta tensão para construir uma fonte auxiliar do tipo linear. Como os circuitos integrados usados possuem diferentes tensões de alimentação, foi necessário projetar uma fonte com duas saídas distintas, sendo elas de 15 e 5 volts. Como há dificuldade de se encontrar no mercado reguladores lineares integrados para tensões acima dos 35 volts, projetou-se um, com base no método clássico, onde se utiliza um transistor bipolar e um diodo zener para obter, na saída deste, uma fonte estabilizada de 15 volts. O projeto e escolha dos componentes foi feito como em [50] e, em cascata com esta saída de 15 volts, foi ligado um regulador convencional de 5 volts (7805). A Figura 8.3 apresenta o circuito da fonte auxiliar com todos os componentes necessários para um bom funcionamento. Como particularidade cita-se o uso de um capacitor de polipropileno na saída da tensão de 15 volts, pois essa saída irá alimentar o circuito de comutação e, portanto, deverá suprir uma corrente pulsada de alta frequência. O diodo zener representado por  $D_{z2}$  foi adicionado para gerar uma queda de tensão e assim diminuir os esforços sobre o regulador 7805. A potência máxima das saídas de 15 e 5 volts são de 1,5 watts e 0,25 watts respectivamente.



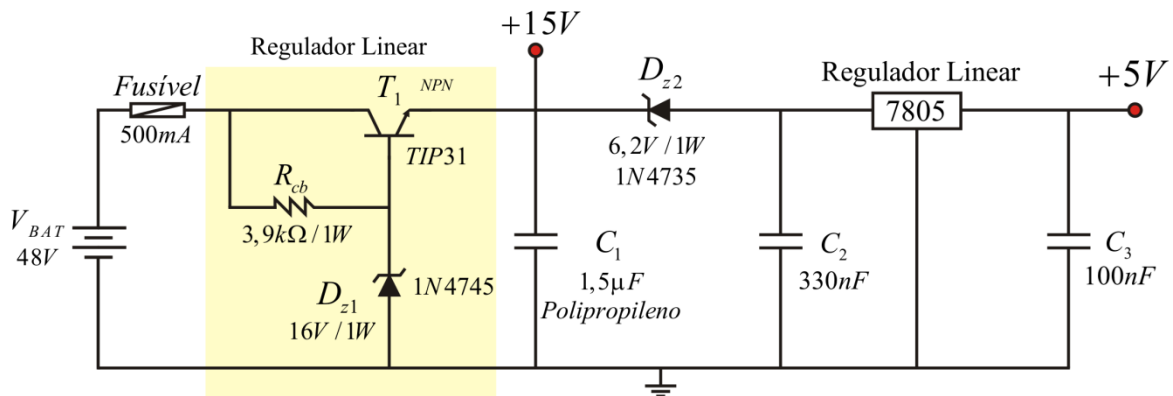


Figura 8.3 – Circuito da Fonte Auxiliar.

## 8.4 Sensores de corrente e tensão

O sistema de MPPT visa a controlar a potência elétrica do sistema de modo que se extraia a máxima possível; assim, é necessário fazer a leitura da mesma. Nos circuitos anteriores, a potência do sistema era obtida a partir das leituras de corrente e tensão na saída da ponte retificadora, mas, pelo princípio de conservação de energia, esta pode ser obtida em qualquer ponto. Logo, optou-se por fazê-la, lendo tensão e corrente na saída do sistema, ou seja, sobre a bateria. Como a tensão da bateria pouco varia ao longo do tempo, pode ser considerada uma constante e, assim, a potência pode ser lida como um “reflexo” da corrente, não havendo necessidade da leitura de tensão. Porém, para realizar o controle de carga da bateria, o valor da sua tensão faz-se necessário. A Figura 8.4 apresenta o estágio de potência com a inserção dos dois sensores, sendo que, para o sensor de tensão, utilizou-se um simples divisor resistivo utilizando resistores de precisão com um capacitor de filtragem sobre o resistor que se faz a medida. As equações que representam o ganho e a frequência de corte desse sensor são representadas, respectivamente, pelas expressões (7.3) e (7.4). Para o sensor de corrente foi escolhido um resistor shunt devido ao custo e à não-necessidade de isolamento sendo este do tipo **PBV** de  $10m\Omega$  cujos detalhes podem ser vistos em [51]. O projeto dos mesmos e a escolha dos parâmetros podem ser obtidos na planilha do Apêndice C.

$$K_t = \frac{V_s}{V_{Bat}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (7.3)$$

$$f_{cn} = \frac{R_1 + R_2}{2\pi R_1 R_2 C_1} \quad (7.4)$$

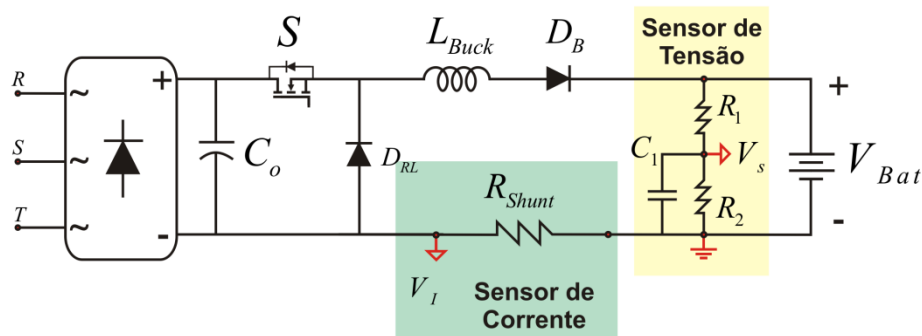


Figura 8.4 – Sensores de Tensão e Corrente.

## 8.5 Circuito auxiliar de comutação

Devido aos referenciais utilizados, não foi possível dispor o interruptor de potência de modo a se obter os pulsos de gatilho na referência comum da fonte de alimentação auxiliar, havendo necessidade de um circuito auxiliar para realizar a comutação do MOSFET. Três são as opções clássicas para realizar esse processo: usando transformador isolador, um sistema de isolamento óptico ou um circuito de *bootstrap*, sendo esta última a opção escolhida, em razão do baixo custo e por haver um circuito integrado sendo comercialmente oferecido para esse fim. A Figura 8.5 apresenta o estágio de potência com um circuito clássico de *bootstrap*, onde basicamente tem-se a fonte auxiliar de 15 volts, mantendo um capacitor de *bootstrap*, representado por C<sub>b</sub>, e que está ligado ao source do MOSFET. Dessa maneira, quando há um pulso de comando proveniente do estágio de controle, o terminal positivo do capacitor é ligado ao gate do MOSFET, realizando a comutação.

Para que o sistema funcione adequadamente, há a necessidade de que o capacitor de *bootstrap* esteja permanentemente carregado, porém, no circuito apresentado, dois problemas são encontrados: um deles é o fato de o capacitor de entrada não estar sempre carregado, e o outro é a inclusão do diodo de bloqueio, ambos impedindo que haja um caminho para circulação de corrente da fonte auxiliar que carregue o capacitor. O primeiro ponto negativo é automaticamente resolvido pelo fato de se usar um MOSFET, e assim há um caminho de circulação de corrente via diodo intrínseco. Assim,



enquanto o sistema não possui energia na entrada (ausência de vento) o sistema está comutando com a razão cíclica inicial.

Na presença de vento e início de rotação, o capacitor de barramento começa a elevar sua tensão e quando essa se torna superior à tensão do capacitor de *bootstrap*, o diodo intrínseco é bloqueado e assim o circuito se depara com o segundo problema, já que não há transferência de energia da entrada para a saída, pois a tensão de entrada é menor do que a de saída, e o diodo  $D_B$  está bloqueado.

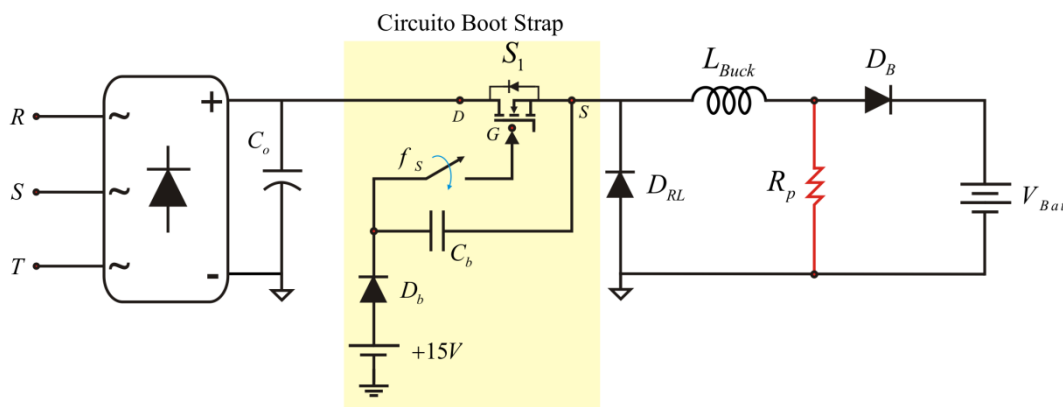


Figura 8.5 – Circuito *bootstrap* aplicado ao conversor Buck.

Para resolver esse problema, adicionou-se um resistor de carga entre o indutor e o diodo de bloqueio. Assim, o conversor está operando com uma carga mínima antes da tensão de entrada ser suficiente para conduzir o diodo de bloqueio e, com isso, garante-se a carga permanente do capacitor de *bootstrap*. O valor desse resistor deve ser o maior possível, para que haja poucas perdas, e com valor suficiente para que a carga do capacitor não seja muito lenta. O valor escolhido e usado no projeto foi de  $2k\Omega$ , sendo que esse foi ajustado em bancada.

A Figura 8.6 apresenta o circuito integrado *IR2127* utilizado para realizar o circuito de *bootstrap*. Mantendo-se a tensão no capacitor de *bootstrap*, como explicado acima o CI irá, ao receber um sinal de comando proveniente do circuito de PWM, conectar, internamente, os pinos 8 e 7, de modo que o sinal de comando é então transferido para o gate do MOSFET com a referência do pino 5. Maiores detalhes sobre o funcionamento dos circuitos de *bootstrap* podem ser obtidos em [52], já informações mais detalhadas do circuito integrado usado são apresentadas em [53]. O capacitor utilizado foi do tipo tântalo de baixa tensão de capacitância igual a  $1\mu F$ , sendo esse um valor geralmente

utilizado. O cálculo do resistor de gate e demais componentes podem ser obtidos no Apêndice C.

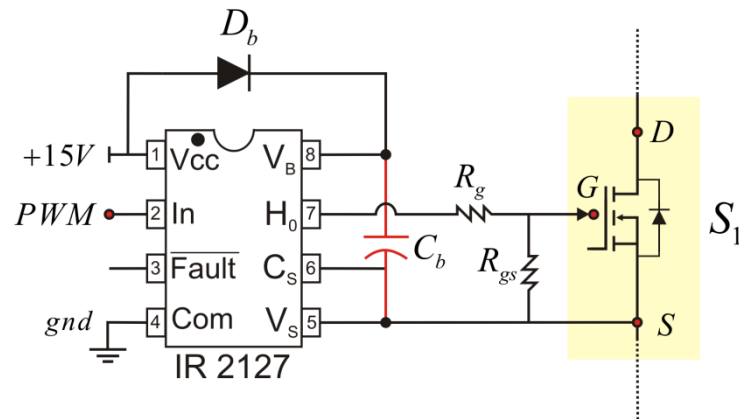


Figura 8.6 – Configuração do circuito integrado utilizado para realizar o *bootstrap*.

## 8.6 Filtro

O sensor de corrente utilizado, por ser um resistor *shunt*, deve possuir a menor perda possível; logo, a menor resistência. Desse modo, para que a leitura da tensão sobre ele, que corresponde a uma imagem da corrente, tenha valores compatíveis com a entrada do microcontrolador que será utilizado, há a necessidade de se aplicar um ganho a essa leitura. Como na simulação, ao ler essa corrente, estamos, também, levando em conta a sua componente de alta frequência, isso é indesejável. Logo, há necessidade de usar um filtro passa baixas para eliminarmos essa alta frequência e também, com esse filtro, é possível aplicar o ganho mencionado.

Para realizar essa tarefa, utilizou-se um ampop com uma configuração de filtro passa baixas com razão de rejeição de modo comum (**CMRR**: *common-mode rejection ratio*). A escolha por usar a rejeição de modo comum é explicada pelo fato de que, devido ao baixo valor da resistência *shunt*, é possível que ruídos sejam lidos. Então, utilizando esse modo, garante-se que qualquer fonte de ruído próxima, que afete ambos os terminais do sensor em amplitude e fase, seja rejeitada.

O ampop utilizado foi o *LM358*, e o principal motivo dessa escolha foi o fato de ele possuir alimentação assimétrica, não necessitando a construção de fonte auxiliar simétrica, o que facilita o projeto. Maiores detalhes sobre essa configuração no modo escolhido podem ser obtidos em [54] enquanto informações para o ampop utilizado são



encontradas em [55]. Na Figura 8.7 está representada a configuração do circuito passa baixa com CMRR e também a pinagem do circuito integrado utilizado. O equacionamento do circuito leva a obtenção da função de transferência que representa a tensão de saída com a tensão diferencial sobre o resistor *shunt*, como apresentado na equação (7.5) e também as equações de ganho e frequência de corte, apresentadas respectivamente nas equações (7.6) e (7.7). Já o dimensionamento e escolha dos componentes da configuração apresentada podem ser obtidos no Apêndice C.

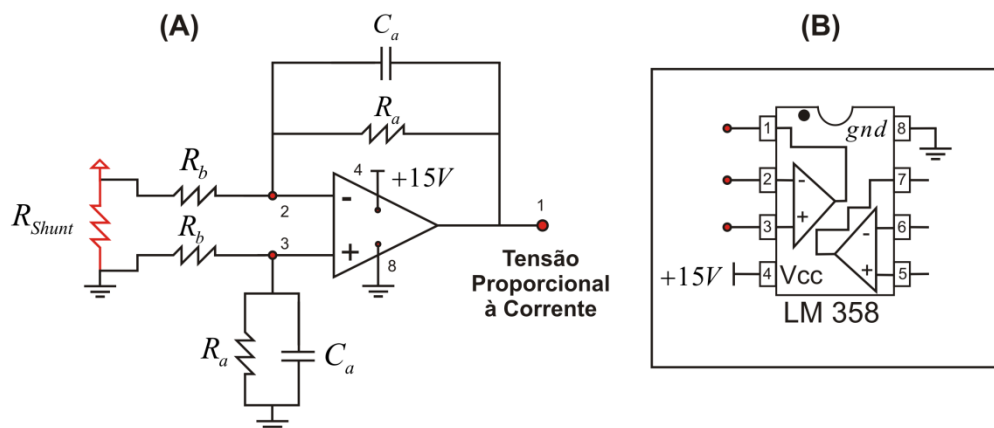


Figura 8.7 – Filtro passa baixa com rejeição de modo comum. (A) Configuração utilizada, (B) esquema do CI utilizado.

$$V_{pino} = \frac{R_a / R_b}{(1 + sR_a C_a)} (V_{shunt}) \quad (7.5)$$

$$Ganho = K = \frac{R_a}{R_b} \quad (7.6)$$

$$f_{corte} = \frac{1}{2\pi R_a C_a} \quad (7.7)$$

## 8.7 Microcontrolador

O sistema de controle e MPPT do conversor Buck é o mesmo utilizado para o conversor Boost anterior como na Figura 7.54, sendo que os estágios condizentes aos sensores de tensão e corrente, filtro, e circuito auxiliar de comutação já foram apresentados. Para fechar a malha e finalizar o estágio de controle, resta realizar a

implementação dos amostradores e sustentadores, multiplicador, somador, controlador proporcional integral (PI), circuitos de perturbação de razão cíclica e disparo sincronizado dos amostradores e sustentadores e, por fim, circuito PWM. Este último é o responsável por enviar os pulsos de comando para o circuito auxiliar de comutação que, por sua vez, irá atuar sobre o MOSFET.

Esta implementação pode ser feita de dois modos, analógico ou digital; entretanto, é lógico, pelo grande número de componentes, que a solução analógica é impraticável, já que seria muito custosa e não agregaria novidades. Portanto, optou-se pela solução digital, em que um único circuito integrado, contendo todos os recursos necessários, realizaria as tarefas citadas. Consultando catálogos e por disponibilidade escolheu-se o microcontrolador *PIC 16F684*, que apresenta baixo custo e é facilmente encontrado. A Figura 8.8 apresenta a pinagem do CI utilizado, assim como um resumo do que cada um dos pinos irá fazer.

A tensão adquirida no divisor resistivo (sensor de tensão) é lida diretamente por um conversor AD no pino 9, assim como a tensão filtrada e amplificada pelo filtro oriunda do resistor *shunt* (sensor de corrente) é lida em outro AD no pino 8. Essas duas medidas são multiplicadas via *software*, já que, conforme visto anteriormente, não precisam de velocidade e estão atreladas pela frequência com que se perturba o sistema, que, em geral, será lenta, não necessitando, assim, multiplicação via *hardware*. Os amostradores e sustentadores também são implementados por *software*, pois são unicamente medidas feitas em determinado instante e no instante posterior, sincronizadas e defasadas corretamente.

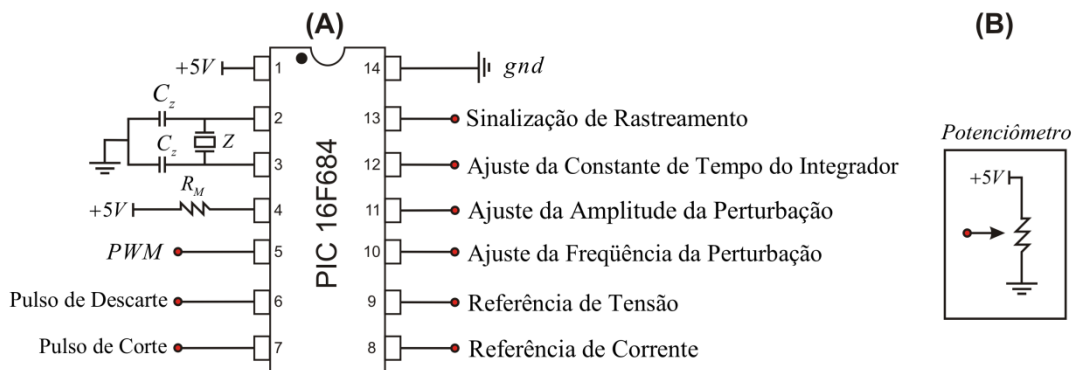


Figura 8.8 – Microcontrolador utilizado. (A) Configurações, (B) regulação.



O controlador PI é programado por *software* através de sua equação recursiva, e o sinal na saída deste corresponderá ao valor médio da razão cíclica que é, então, somado a uma perturbação de onda quadrada com uma determinada amplitude e frequência de perturbação. Este sinal, interno ao microcontrolador, que corresponde ao esforço de controle é a entrada para PWM interno, configurado para uma frequência de  $40kHz$ , que então irá gerar os pulsos de comando no pino 5.

O valor da amplitude e frequência da perturbação, assim como constante de tempo do integrador, são parâmetros que foram atribuídos em simulação, e o fato de não se ter uma equação específica para obtenção precisa desses parâmetros, e em razão de o modelo eólico não reproduzir fielmente todos os fenômenos que existem na prática, e por ser a dinâmica da turbina aproximada no modelo, a configuração desses parâmetros será feita externamente. Para isso utilizou-se um potenciômetro, para cada uma dessas 3 constantes, ligadas a 3 conversores AD nos pinos 11, 12 e 13. Os pulsos para acionar os relés de segurança, que serão explicados posteriormente, também são implementados digitalmente, e utilizam os pinos 6 e 7.

Os demais pinos são utilizados para alimentação, sinalização e configuração do oscilador de cristal. Demais detalhes do circuito integrado utilizado podem ser obtidos em [56] e os detalhes do programa serão vistos a seguir.

### 8.7.1 Programa

O programa a ser gravado no microcontrolador que realiza as tarefas citadas anteriormente foi desenvolvido em linguagem C para microcontroladores PIC, utilizando a sintaxe apresentada em [57] e basicamente o mesmo seguirá o algoritmo apresentado no fluxograma da Figura 8.9. Primeiramente, é realizada a leitura de todos os conversores analógico-digitais e, após o armazenamento dos valores lidos em variáveis, inicia-se por verificar as condições de carga da bateria e acionar, se necessário, as proteções. Uma vez feito isso e tendo uma razão cíclica inicial estabelecida, o controle irá perturbar positivamente a razão cíclica com a amplitude lida e, após metade do período, antes de ocorrer a próxima perturbação, a potência, chamada de  $P_{High}$ , é lida e armazenada. A perturbação que segue tem amplitude, chamada de perturbação negativa; é então aplicada e, novamente, antes de ocorrer a próxima perturbação, a potência é lida e

armazenada, mas agora em  $P_{Low}$ . É necessário lembrar que apesar dos termos usados serem chamados de perturbações positivas e negativas, esses na verdade são simplesmente pulsos retangulares que compõem uma envoltória para um valor médio. Logo, positivo se refere a um pulso maior que esse valor médio, e negativo a um pulso de amplitude menor que o valor médio, mas ambos positivos.

De posse das duas medidas de potência, faz-se então a diferença dessas e o erro encontrado é aplicado de modo a incrementar ou decrementar o valor médio da razão cíclica. Nesse ponto entra equação recursiva que representa o controlador PI e que irá incrementar, de acordo com o valor da constante de tempo o valor da razão cíclica.

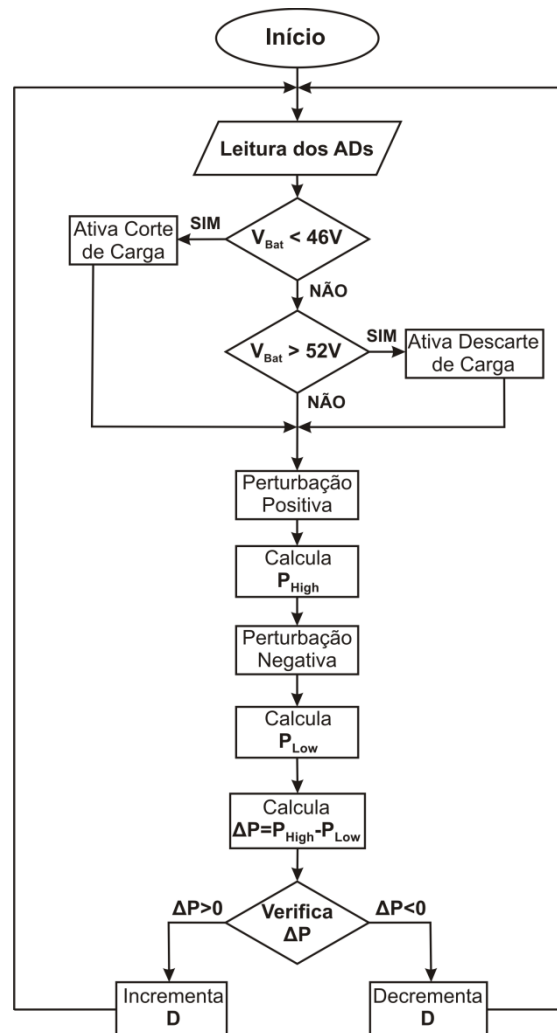


Figura 8.9 – Fluxograma do algoritmo de controle e MPPT.

Por comodidade e após diversos testes, optou-se por realizar incrementos a passos fixos, determinados no código-fonte, já que o sistema é lento de qualquer modo. Sendo





assim, a análise do erro, positivo ou negativo, irá fazer com que haja incremento ou decremento da razão cíclica em degraus determinados. O código-fonte completo pode ser visto no Apêndice A.

## 8.8 Proteções

O carregamento de baterias para o sistema convencional exige que tenhamos determinadas proteções para não causar danos às baterias. Embora o maior objetivo seja aplicar os métodos de rastreamento, quando se visa à injeção de corrente na rede elétrica, e pelo fato de estarmos realizando a implementação de um sistema convencional conhecido com o acréscimo de um conversor de potência, o uso de proteções para as baterias faz-se necessário.

Proteções de bateria que se baseiam no estado de sua carga são extremamente complicadas e exigem sensores diversos. Porém, como o foco no presente momento, não são as baterias, somente duas proteções básicas serão levadas em consideração, sendo elas a proteção de sobre-tensão e a de sub-tensão. Logo, quando há carga na bateria, e essa passa a ter em seus terminais uma tensão maior do que a máxima estabelecida e não há cargas suficientes para descarregá-la, há necessidade de parar o fornecimento de energia para a mesma ou então aumentar a carga ligada a ela. Como a bateria faz parte do conversor, desligá-la de seu circuito de carregamento não é possível. Logo, assim como no sistema comercial, optou-se pelo incremento de carga, ou seja, no momento em que uma determinada tensão acima da estabelecida e monitorada nos terminais pelo sensor de tensão for percebida, uma carga auxiliar, chamada de resistência de descarte, é conectada à bateria através de um relé. Sendo assim, parte da energia acumulada na bateria, assim como a energia proveniente do gerador nesse momento, serão desviadas para essa carga, protegendo a bateria de receber mais carga e também drenando parte de sua carga, para que a tensão em seus terminais diminua, até que o sistema de descarte seja desativado, fazendo como que o sistema volte a operar normalmente.

A Figura 8.10-B apresenta o circuito de proteção de sobre-tensão utilizado; utilizou-se um relé do tipo normalmente aberto *DNI0212* [58], sendo que a alimentação da bobina de comutação desse relé é feita com o uso da própria tensão da bateria através de

um transistor bipolar, que é acionado pelo microcontrolador. O valor da resistência de descarte é pequeno, de modo que o descarte seja feito rapidamente, sendo o valor desta de  $5\Omega$ . A escolha deste valor foi a mesma do sistema comercial, sendo que podemos escolhê-la de modo a dissipar uma determinada potência, como na equação (7.8). Já a determinação do relé é feita a partir da corrente que passará por ele, como na equação (7.9).

$$P_D = \frac{V_{Bat\ max}}{R_D} = \frac{52V}{6\Omega} = 450W \quad (7.8)$$

$$I_D = \frac{V_{Bat\ max}}{R_D} = \frac{52V}{6\Omega} = 8,6A \quad (7.9)$$

As cargas ligadas às baterias podem ser de dois tipos básicos, CC de baixa tensão, como lâmpadas incandescentes ou motores CC, por exemplo, ou CA de tensão mais elevada, sendo esse tipo de ligação feito através de inversores. Em ambos os casos, serão essas cargas as responsáveis por drenar da bateria uma determinada carga e, quando a geração de energia é nula ou insuficiente para manter a carga das mesmas, haverá queda de tensão à medida que as baterias perderem carga. Devido a isso há necessidade, para proteger as baterias e também as cargas ligadas a ela, de se cortar o fornecimento de energia quando o nível de tensão atingir um nível mínimo estabelecido. Isso também é feito pelo uso de um relé que é conectado entre a bateria e as cargas, sendo esse normalmente fechado. A Figura 8.10-A apresenta o circuito de proteção de subtensão aplicado, sendo que o relé escolhido foi o *HAT900* [59], escolhido em razão da corrente máxima que as cargas podem drenar. O seu acionamento é feito pelo microcontrolador quando o sensor de tensão monitorar um nível de tensão abaixo de  $46V$  nos terminais da bateria, sendo que a alimentação da bobina auxiliar é feita da mesma forma que na proteção de sobretensão.

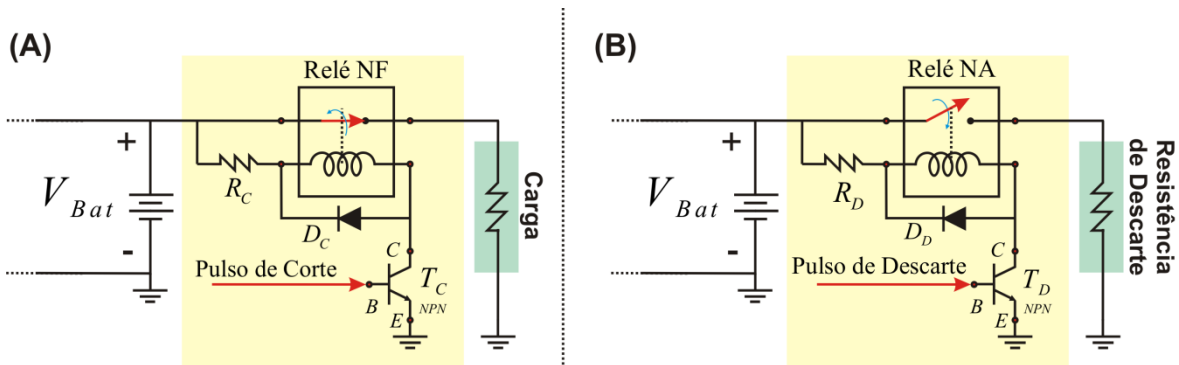


Figura 8.10 – Circuitos auxiliares de proteção. (A) Circuito de corte de carga, (B) circuito de descarte de energia.

### 8.9 Simulação do sistema com conversor Buck

Uma vez calculados todos os componentes de potência do conversor Buck e definida a estratégia de controle e MPPT, como a utilizada no conversor Boost, há necessidade de simular a integração desse conversor aos demais componentes do sistema eólico. Tal circuito de simulação é apresentado na Figura 8.11, sendo que foram suprimidas as proteções e circuitos auxiliares de comutação e fonte auxiliar e também foi mantido o circuito de controle analógico.

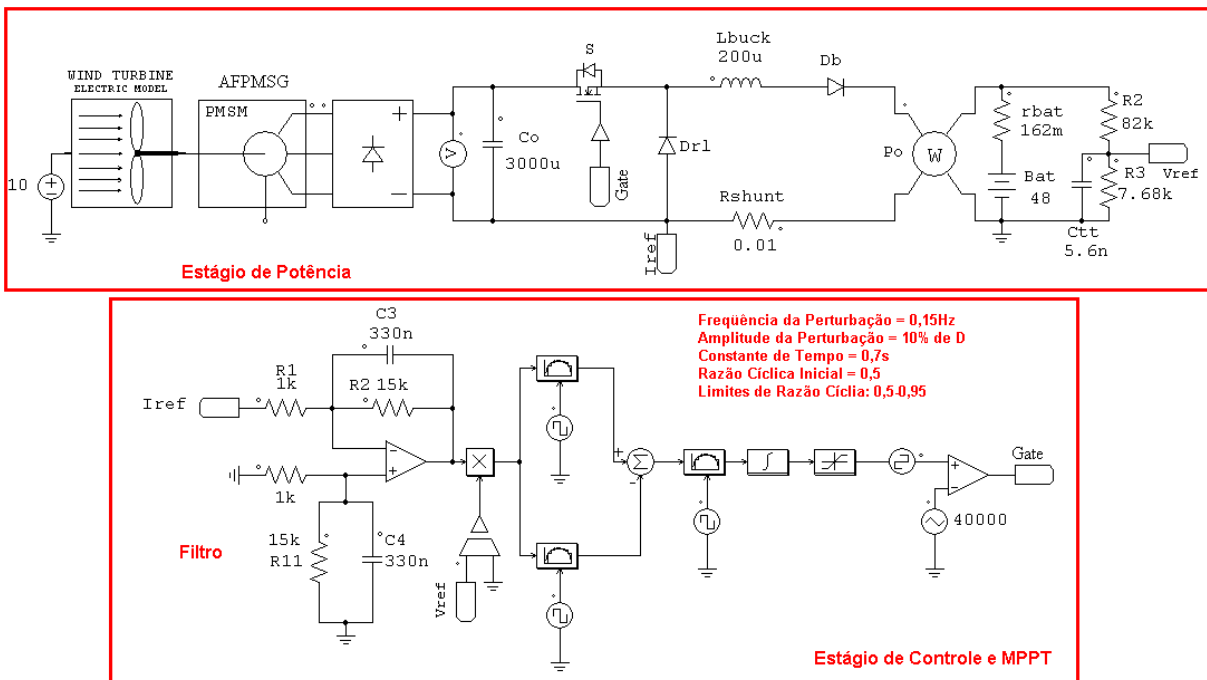


Figura 8.11 – Circuito de simulação do conversor Buck com parte dos componentes reais.

As configurações das frequências de perturbação, amplitude desta, constante de tempo do integrador e demais detalhes não calculados, foram ajustados via simulador e, para a validação do método usando o conversor Buck, utilizou-se um vento de 10 metros por segundo. As principais formas de onda, já atingindo regime permanente, são apresentadas na Figura 8.12, sendo que os resultados foram similares aos obtidos no conversor Boost, visto no Capítulo 7, quando utilizada mesma condição de vento.

Nota-se, nessa figura, que a tensão do capacitor está sendo alterada na frequência com que se perturba a razão cíclica, sendo que o valor médio está sendo decrementado, representando um aumento da razão cíclica e conseqüente elevação da potência até o ponto de máxima comprovado pelo ábaco da Figura 8.1.

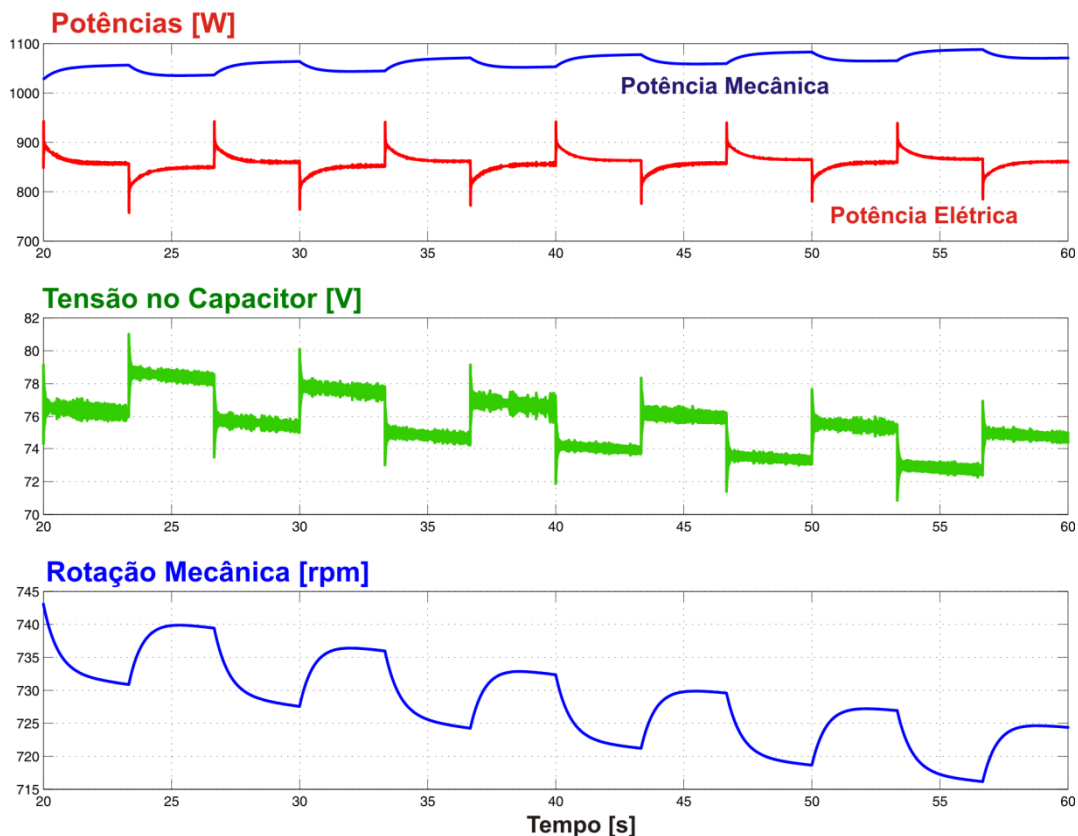


Figura 8.12 – Principais formas de onda para o sistema eólico com conversor Buck.

## 8.10 Layout e protótipo

Com todos os componentes dimensionados e escolhidos, montou-se o circuito final para confecção do *layout*. Na construção do protótipo, decidiu-se utilizar a montagem de todos os componentes que dissipam calor sobre um único dissipador, para redução do



sobre o banco de capacitores de entrada e, com uma razão cíclica fixa, elevou-se essa tensão até se obter na saída uma corrente de 20 ampères, que corresponde aproximadamente a potência nominal.

A Figura 8.14 apresenta os pulsos de gatilho sobre o MOSFET, e nesta constatamos que a geração dos pulsos PWM está sendo feita de modo correto, na freqüência escolhida e com a razão cíclica determinada. Porém, o mais importante é que, o fato de o MOSFET estar recebendo os pulsos adequadamente comprova haver funcionamento do circuito auxiliar de comutação.

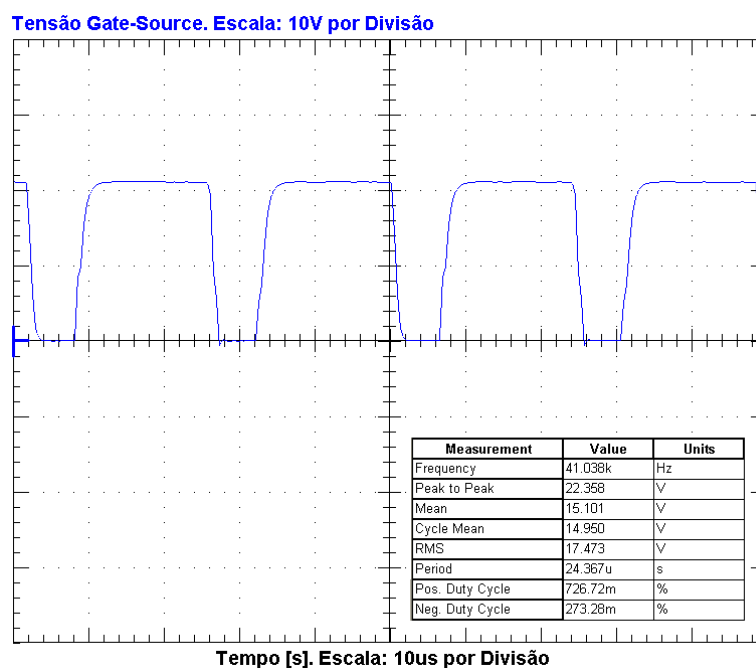


Figura 8.14 – Tensão de gate e source no MOSFET.

A tensão e a corrente sobre o MOSFET são apresentadas na Figura 8.15 e, por esses resultados, comprova-se que há eficiência na comutação e que a escolha do semicondutor está coerente, e também que não há necessidade de outros circuitos auxiliares. Na Figura 8.16 estão apresentadas formas de onda de tensão e corrente no diodo de roda livre, sendo que essas estão dentro das especificações, não havendo sobretensão o que dispensa o uso de “grampeadores” ou *snubbers*.

Para finalizar os testes em malha aberta, é apresentada na Figura 8.16 a forma de onda da corrente no indutor que é a mesma que passa pelo diodo de bloqueio e que está sendo injetada no banco de baterias. Nota-se, claramente, que essa corrente é a soma das formas de onda da corrente no diodo e no interruptor, ou seja, quando o interruptor



conduz (primeira etapa), tem-se a transferência de energia da fonte para a carga, e conseqüentemente a corrente é crescente. Na segunda etapa, roda livre, o diodo conduz e temos a forma de onda da corrente decrescente através do mesmo.

Ambas as formas de onda apresentadas, assim como as etapas, estão de acordo com o demonstrado no Capítulo 7, comprovando-se o funcionamento da estrutura Buck implementada.

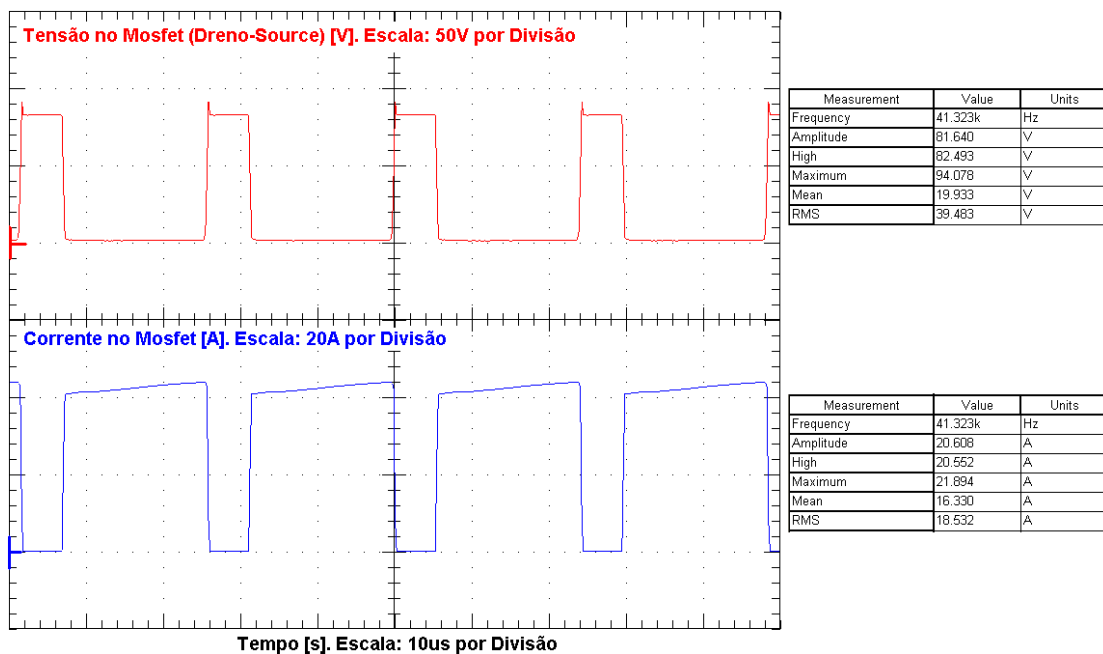


Figura 8.15 – Tensão dreno-source e corrente no MOSFET.

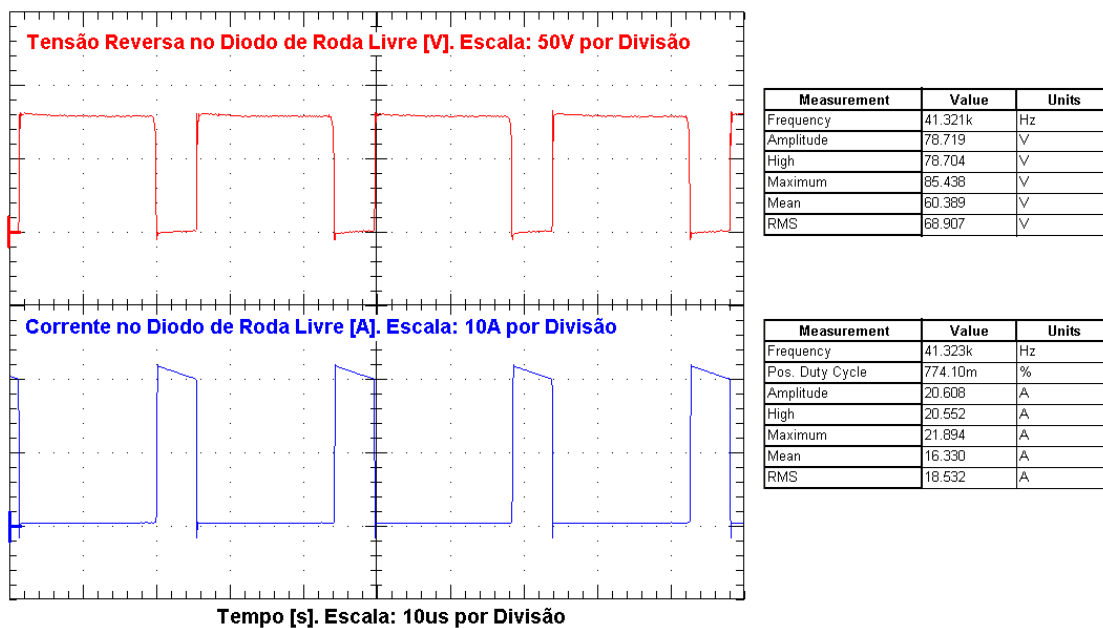


Figura 8.16 – Tensão reversa e corrente no diodo de roda livre.

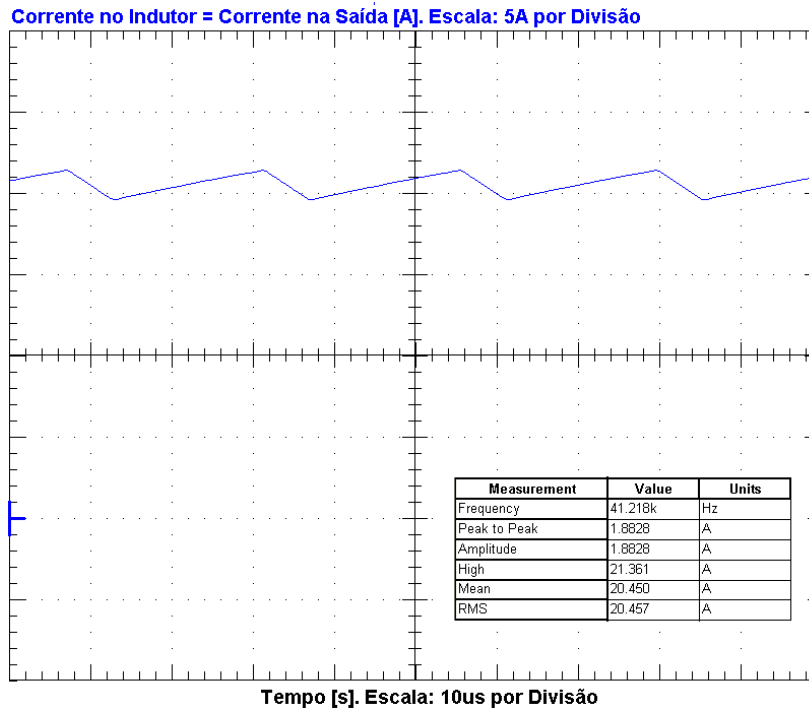


Figura 8.17 – Corrente no indutor.

Para finalizar o teste em malha aberta, o conversor foi deixado ligado por aproximadamente uma hora, e mediu-se o aquecimento nos principais componentes, e todos se mantiveram dentro dos limites, não havendo necessidade, então, de dissipador com maior área.

## 8.12 Ensaio com ponte retificadora e PMSG com razão cíclica fixa

Ainda em malha aberta, mas agora sendo substituída a fonte de tensão contínua de entrada pela máquina elétrica usada no aerogerador, e mantendo a mesma razão cíclica do ensaio anterior, repetiu-se o ensaio. A única diferença é que, agora, tem-se a utilização da ponte retificadora e a tensão contínua de entrada é mantida pelo capacitor de barramento e, inevitavelmente, teremos uma baixa frequência presente no circuito de potência.

A Figura 8.18 apresenta a tensão de linha e corrente de linha/fase na máquina elétrica, sendo que esses resultados são análogos aos apresentados para o sistema clássico no Capítulo 5, já que há imposição de tensão na saída da ponte retificadora pelo conversor de potência. Tal imposição acarreta o grampeamento da tensão de linha nesse valor, o que, por consequência, gera uma distorção na forma de onda de tensão e





corrente como explicado no Capítulo 5, mas que para o método de rastreamento e sistema de pequeno porte não é de grande relevância.

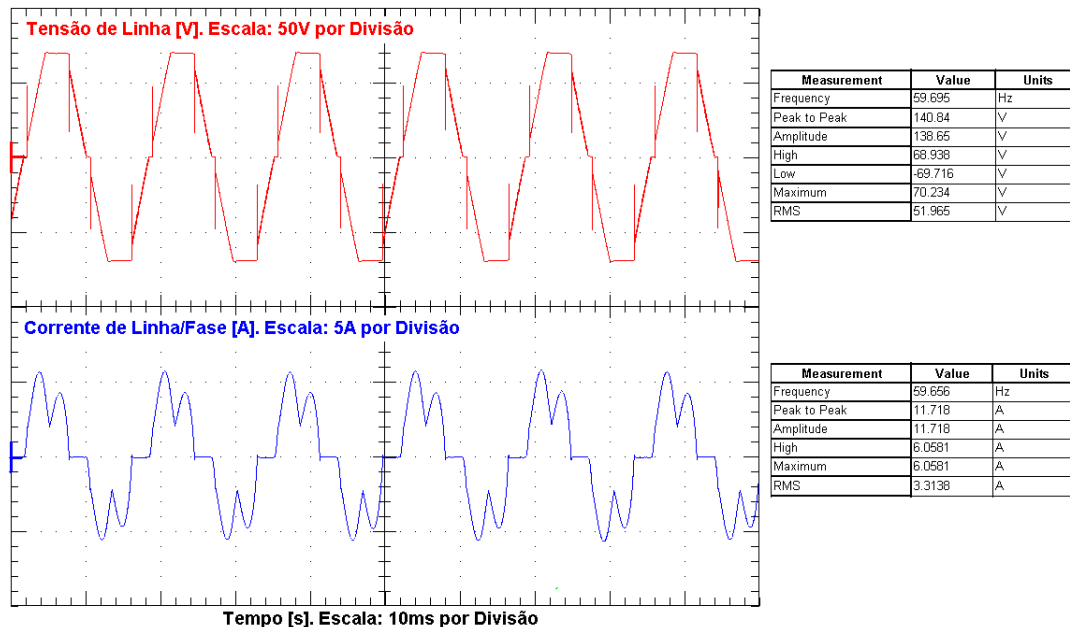


Figura 8.18 – Tensão de linha e corrente de linha/fase no gerador.

A tensão no capacitor de barramento, imposta pelo conversor, e a corrente retificada na saída da ponte - que é tanto maior quanto maior for a rotação da máquina - são apresentadas na Figura 8.19.

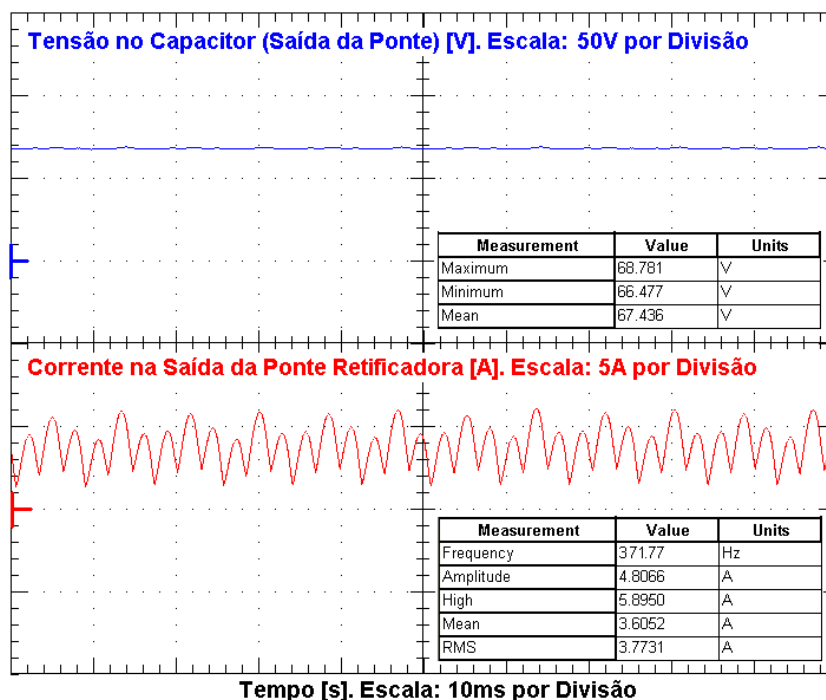


Figura 8.19 – Tensão sobre o capacitor de barramento e corrente na saída da ponte retificadora.

Como dito, haverá uma componente de baixa frequência que aparecerá em todas as correntes avaliadas; porém, desde que tomados os devidos cuidados, essa não irá causar problemas para o sistema de controle, já que as leituras são feitas em intervalos muito maiores que o período desta baixa frequência. Na Figura 8.20, é apresentada, em uma escala de tempo grande, a corrente no indutor, que é a mesma injetada na bateria, onde podemos visualizar com clareza a baixa frequência mencionada. Ainda na mesma, mas para um período muito menor, podemos ver o detalhe da alta frequência e, assim, a ondulação de corrente no indutor, novamente comprovando que, apesar da baixa frequência, a estrutura Buck está operando corretamente.

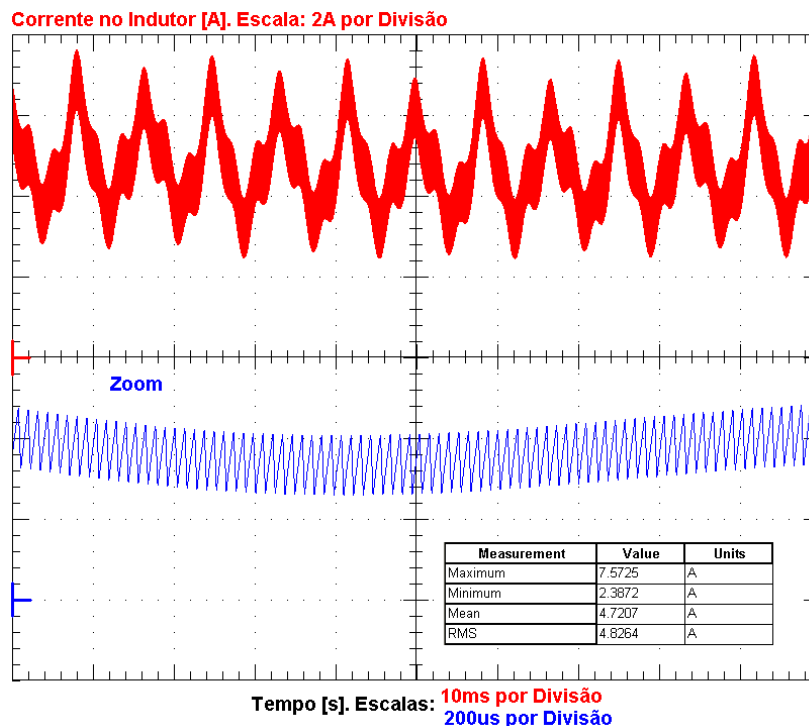


Figura 8.20 – Corrente no indutor.

### 8.13 Ensaio com fonte de tensão e resistência série (comprovação do algoritmo de rastreamento)

Uma vez testado o conversor em malha aberta, é necessário, antes de ligá-lo ao sistema completo, fechar a malha e testar o algoritmo de controle e MPPT. Uma maneira de realizar esse teste é fazer a ligação de uma fonte de tensão em série com uma resistência à entrada do conversor Buck de modo análogo ao usado na simulação feita no Capítulo 6. A Figura 8.21 apresenta um esboço de como foi realizada a ligação e, se



equacionarmos esse circuito de modo a obter a razão cíclica que maximiza a potência, chegaremos à expressão (7.10). Do mesmo modo, pelas etapas de operação, chegamos às equações que representam a corrente no indutor e a fonte de entrada, dadas por (7.11) e (7.12), respectivamente.

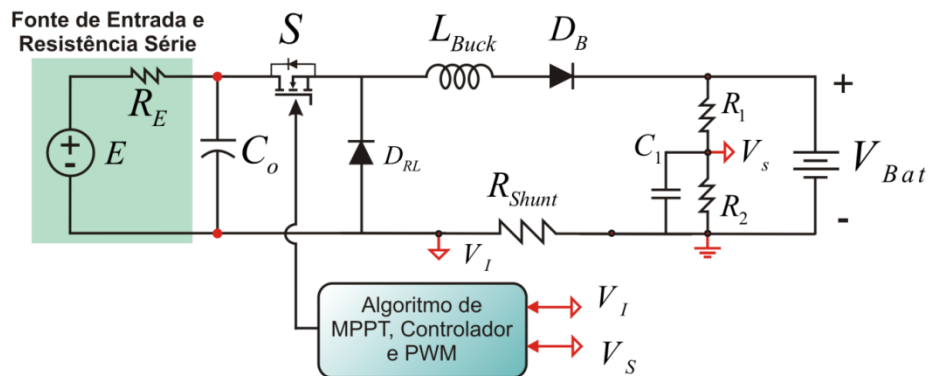


Figura 8.21 – Circuito usado para o ensaio em malha fechada.

$$D_{Máx. Pot.} = \frac{2V_{Bat}}{E} \quad (7.10)$$

$$I_{LBuck} = \frac{\left(E - \frac{V_{Bat}}{D}\right)}{RD} \quad (7.11)$$

$$I_E = \frac{\left(E - \frac{V_{Bat}}{D}\right)}{R} \quad (7.12)$$

Dois testes para comprovar o algoritmo são necessários: um deles consiste na obtenção da máxima potência a partir de aumento da razão cíclica e outro a partir da diminuição desta. Ou seja, comprovar que se consegue rastreamento de potência pelos dois lados da curva. Porém, o teste desta estrutura para que se rastreie a máxima potência é extremamente complicado. Pois, se analisarmos as equações, notaremos que para a tensão de saída de 48 volts, em que o sistema foi projetado, somente para tensões de entrada elevadas teremos uma razão cíclica de máxima potência abaixo da unidade, ou seja, se ligarmos o sistema de controle, ele sempre fará com que a razão cíclica suba até o seu limite máximo.

Outro problema é que o sistema de perturbações, quando aplicado ao sistema eólico, tem como resposta uma variação bem definida de potências, possibilitando leitura e visualização das mesmas de modo claro. Já nesta implementação de teste só se consegue essa definição se a resistência série com a fonte de alimentação for de baixo valor, acarretando a elevação da corrente acima dos limites estabelecidos, o que poderia comprometer o conversor.

Sendo assim, para realizar os testes, primeiramente reduziu-se a tensão de saída para 24 volts, pois, com esta tensão, ainda é possível manter a fonte auxiliar e os demais componentes funcionando e com isso é possível aplicar valores menores de tensão na entrada. Então se ligou uma resistência de valor pequeno ( $2,2\Omega$ ) em série com a fonte de tensão de entrada elevou-se a tensão da mesma até o circuito Buck operar. Esta tensão inicial foi de 27 volts e a razão cíclica inicial de 0,5, estando, para essa situação no modo de operação descontínuo. Em seguida, aplicou-se um degrau de tensão de 20 volts na tensão de entrada e observou-se a corrente de saída, que é um espelho da potência, já que a tensão de saída é fixa.

Como esperado, os sistema de controle e MPPT aplica as perturbações no sistema e, a partir das leituras de corrente, aumenta-se o valor médio da mesma, aumentando a potência, como pode ser observado no gráfico da corrente na Figura 8.22.

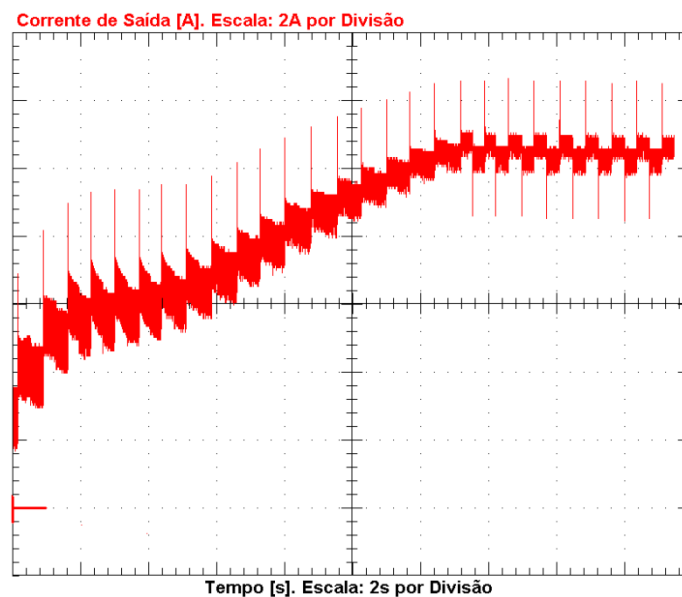


Figura 8.22 – Demonstração de aumento da potência com aumento da razão cíclica (região A) utilizando resistência de valor pequeno.



Como explicado, para esta configuração, a razão cíclica de máxima potência é maior que a unidade, porém o objetivo era avaliar o comportamento do algoritmo; e como se utilizou uma resistência baixa, observa-se claramente os aumentos de corrente ao se perturbar a razão cíclica. E também é possível visualizar o aumento do valor médio desta razão cíclica, sendo que a mesma satura no limite máximo estabelecido, mantendo uma corrente máxima que continua sendo perturbada.

Esta região apresentada representa o lado direito da curva de potência, sendo que, neste temos, ao ser aumentada a razão cíclica, um aumento de potência. Se continuarmos elevando a tensão de entrada em determinado momento estaremos operando do lado esquerdo da curva, ou seja, para aumentar a potência, teríamos que diminuir a razão cíclica. Porém, como citado, para tal resistência, estaríamos elevando muito a corrente, passando dos limites máximos que o conversor pode suportar.

Logo, repetiu-se o ensaio que representa a região do lado direito, mas agora com uma resistência em série com a fonte de valor maior ( $9\Omega$ ), e o resultado para esse ensaio é apresentado na Figura 8.23, novamente havendo aumento da razão cíclica com conseqüente aumento da potência. Porém, agora, como esperado e explicado, devido à baixa sensibilidade, às perturbações, não é possível observar com nitidez os degraus de corrente. Mas as medidas realizadas comprovam o funcionamento e, a razão cíclica novamente é grampeada em seu limite máximo.

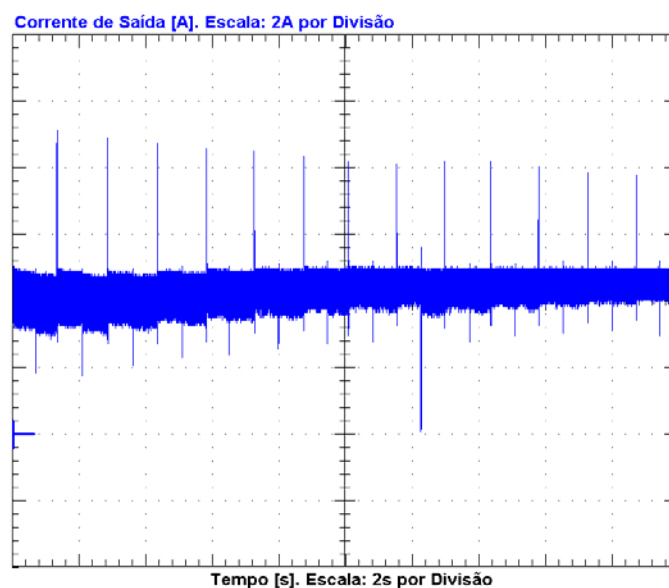


Figura 8.23 – Demonstração de aumento da potência com aumento da razão cíclica (região A) utilizando resistência de valor grande.

Agora, com o sistema operando na condição anterior, elevou-se a tensão de entrada a 95 volts e novamente observou-se a corrente de saída. O resultado é apresentado na Figura 8.24 e, apesar da falta de nitidez na forma de onda de corrente de saída, devido à sensibilidade, é possível notar que o sistema partiu de uma razão cíclica máxima e potência de saída de 215W para uma razão cíclica menor com potência maior.

Esses resultados foram analisados pelos valores médios de corrente e pela ondulação da mesma, sendo que claramente nota-se um aumento da ondulação, o que representa a diminuição da razão cíclica. Pelos resultados apresentados, apesar das complicações, prova-se o funcionamento do conversor em malha fechada e também se comprova a eficiência do método de rastreamento de potência aplicado, já que o sistema operou como esperado. Os resultados obtidos ainda podem ser comprovados por simulações simples para verificar as razões cíclicas de máxima potência; mas, como o maior interesse era verificar o comportamento do sistema, esses dados não são apresentados.

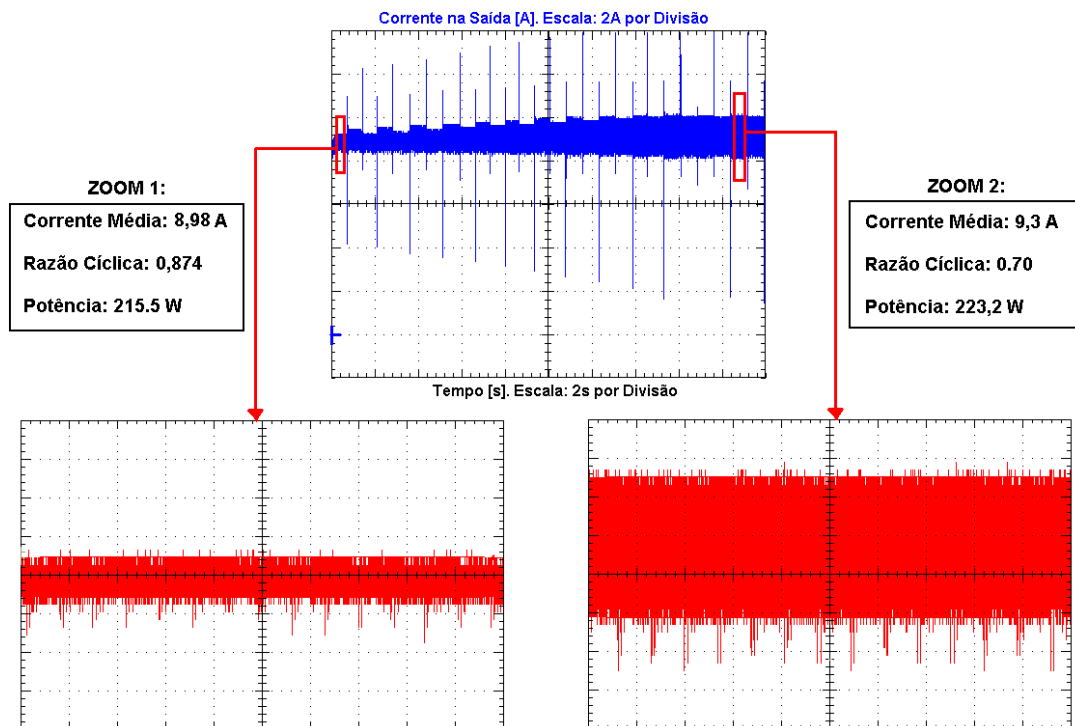


Figura 8.24 – Demonstração de aumento da potência com diminuição da razão cíclica (região B), utilizando resistência de valor elevado.



## 8.14 Apresentações de resultados práticos com o sistema completo

Tendo-se testado o conversor em malha aberta com fonte de tensão contínua de entrada e com o gerador síncrono a ímã permanente, confirmando-se a robustez do estágio de potência, e concluídos os ajustes e testes em malha fechada com o algoritmo de rastreamento, o passo final é a ligação do conversor à turbina eólica.

Esta última etapa de ensaio não foi bem-sucedida devido à falta de condições para se realizar tais ensaios, ou seja, do modo como o sistema foi concebido, para se ter um rastreamento efetivo da máxima potência em uma determinada velocidade do vento, o mesmo precisa permanecer constante na mesma velocidade por alguns segundos, ou pelo menos durante o tempo necessário para que o sistema de rastreamento realize um ou dois ciclos de perturbações e assim encontre um ponto razoavelmente próximo à máxima potência.

Logo, devido a essa concepção, o sistema é projetado para operar com velocidade variável e não com vento variável. O vento é uma força naturalmente variável, mas, para o sistema, essa variação deve ser mais lenta do que a dinâmica do conjunto; caso contrário, jamais se obterá uma operação contínua no ponto de máxima potência. Outro fator relevante para a dificuldade de ensaiar o sistema reside no fato de haver necessidade de um instrumento de medição de velocidade do vento para que se possa fazer comparações com o sistema simulado.

Deste modo, efetuou-se a ligação do conversor ao sistema completo, e diversas tentativas de medidas foram realizadas, mas em razão dos motivos explicados e aliado ao fato de o aerogerador utilizado estar instalado em uma região de ventos turbulentos e de velocidades variadas, poucos resultados satisfatórios puderam ser obtidos.

Na Figura 8.25 estão apresentados dois exemplos do funcionamento, sendo que, na Figura 8.25-A, utilizou-se uma perturbação com frequência maior e assim o sistema apresenta pouca variação a estas. Observa-se que o sistema operou em um máximo de potência de aproximadamente 500 watts, fato que se deveu ao aumento gradativo da velocidade do vento no ponto de razão cíclica em que o conversor se encontrava, mas que, devido à alta frequência da perturbação, o sistema não consegue ver variação e assim não é capaz de realizar um rastreamento eficiente.

Já na Figura 8.25-B a frequência da perturbação foi escolhida de modo a respeitar as dinâmicas da máquina, como salientado anteriormente. Notam-se claramente as perturbações de razão cíclica que fazem com que a corrente varie. Porém, em razão dessa perturbação, obrigatoriamente, ser de baixa frequência, o período em que o vento deve manter-se constante para que o algoritmo leve o sistema a operar na máxima potência é muito grande. Logo, nessa região onde se realizou os testes, não foi possível concretizar o rastreamento, e em ambas as figuras destaca-se a variação do vento com uma dinâmica mais rápida ou muito próxima da dinâmica do sistema.

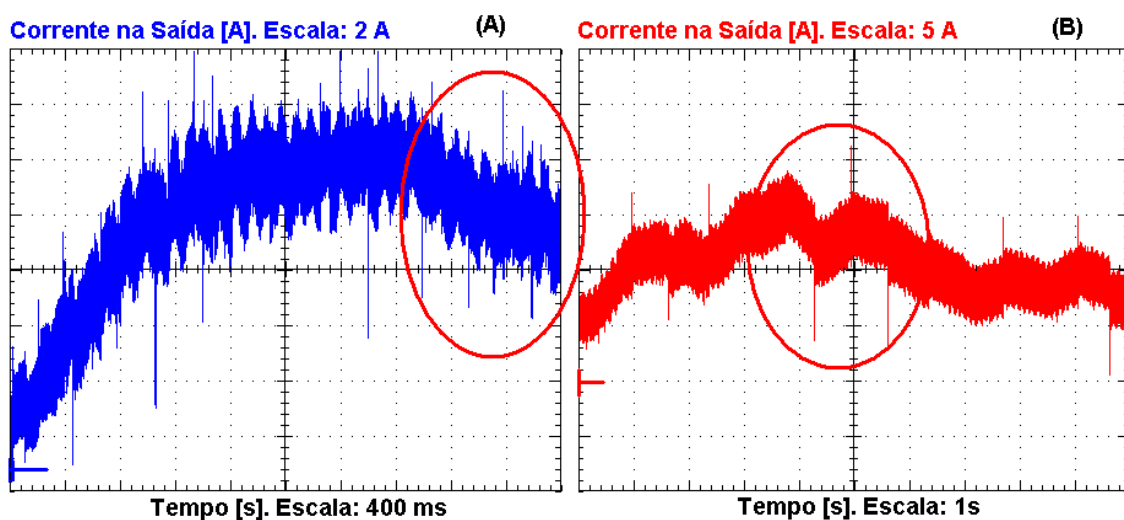


Figura 8.25 – Resultados práticos do sistema completo.

Apesar dos resultados inconclusivos do sistema completo, pela teoria apresentada e metodologia de projeto abordada, o rendimento de tal sistema é superior ao do sistema convencional, já que se restringe a operação dentro de uma região próxima dos pontos de máxima potência. E também se acredita que, em regiões onde o vento possua maior constância, o sistema funcionará como se espera.

## 8.15 Trabalhos futuros

Como continuação ao trabalho desenvolvido, podemos citar o aperfeiçoamento dos testes realizados, aplicando-os em regiões de vento mais constante e com menos turbulência ou, ainda, em túneis de vento ou, de modo mais experimental, com a construção de um emulador de ventos, como em [31].





A abordagem de controle por corrente levantada no trabalho e que não apresentou resultados satisfatórios também pode ser revista e refinada como uma nova opção para se usar em sistema de geração de pequeno porte, onde os geradores possuem rotação fixa.

O sistema completo aqui abordado visa ao carregamento de um banco de baterias e, por ser de pequeno porte, não houve preocupação com harmônicas na máquina ou métodos refinados de controle de carga. Logo, também pode ser realizado um esforço para aperfeiçoar esses aspectos.

E, por fim, todo conjunto desenvolvido pode ser interligado a um inversor e interconectado com a rede elétrica, de modo a injetar-lhe energia, principalmente quando não se necessita de armazenamento, eliminando assim as baterias. A técnica de rastreamento e controle usada também pode ser incorporada ao próprio inversor, sendo este o único conversor ligado à máquina.

# CONCLUSÃO GERAL

---

No decorrer do trabalho, um sistema eólico de pequeno porte para carregamento de baterias foi devidamente estudado, contemplando todos os blocos que o compõe e, por fim, implementou-se um conversor ligado a este que teve como principal objetivo a otimização do sistema e o rastreamento de máxima potência.

A modelagem matemática de uma turbina eólica generalizada e a revisão bibliográfica das principais características usadas em turbinas eólicas de eixo horizontal de três pás possibilitaram a construção de um modelo de simulação que facilitou a compreensão e estudos maiores sem a necessidade de se recorrer à prática.

Os blocos completos que permitem simular um aerogerador de pequeno porte foram finalizados com o estudo do gerador síncrono a ímã permanente de fluxo axial, sendo que a teoria utilizada para a construção e união dos blocos que emulam turbina e máquina elétrica pode ser generalizada. E, a partir deles, é possível, pela simples modificação nos parâmetros do modelo, simular qualquer tipo de sistema eólico, usando o *software* proposto.

Com o modelo de simulação de aerogerador de pequeno porte concebido e uma revisão de elementos armazenadores de energia, pode-se simular o sistema de pequeno porte para carregamento de baterias no modo convencional. Desta análise, concluiu-se que o fato de se usar a ligação direta de uma tensão fixa ao sistema dá ao mesmo uma característica de carga que não pode ser alterada, tendo dependência única das características dos blocos que o compõem.

Com base nesta característica, iniciou-se o estudo de uma proposta que aperfeiçoasse o sistema, analisando-se as diferenças entre a potência mecânica e a potência elétrica. A principal diferença detectada foi quanto aos pontos de máxima potência de uma e de outra, por serem de amplitudes diferentes e deslocadas entre si, o que demonstrou a não-viabilidade de se fazer controle de potência mecânica, caso que ocorre muito na prática.

Ainda utilizando-se o modelo fez uma análise da resposta da potência mecânica e elétrica diante das perturbações de vento e de tensão de saída, sendo que o resultado



mais importante foi a comprovação de que o sistema possui uma dinâmica lenta devido à inércia do conjunto e que será tanto mais lenta quanto maior for essa inércia. Outro aspecto importante foi a detecção de um comportamento de segunda ordem na potência elétrica quando sujeita a uma perturbação de carga.

Como se pretendia utilizar um conversor de potência para alterar as características de carga do sistema, ligou-se uma fonte de tensão controlada no modelo, substituindo a fonte de tensão fixa e, com isso, testou-se a possibilidade de controle de potência, tanto mecânica quanto elétrica. Para uma referência constante e invariável, ambos os controles demonstraram-se possíveis, e a potência de saída seguiu a referência. Já quando o sistema foi submetido a referências cíclicas de potência, comprovou-se que ele só é capaz de segui-la se a frequência da mesma for tal que o período entre uma perturbação e outra for inferior ao tempo de resposta dinâmica do sistema, fato explicado pela observação anterior.

Uma vez feita a caracterização do sistema, estudou-se uma idéia de rastreamento de máxima potência baseada no princípio de perturbar e observar, de modo que, pelo erro entre amostragens, decide-se quanto ao aumento da referência que controla a potência. Utilizando o princípio citado, elaborou-se um modelo de simulação para realizar essa tarefa e testou-se o mesmo em um conversor Boost. Ainda no estudo do modelo convencional, por fim, levantaram-se todas as curvas do sistema, para diversas velocidades do vento e diferentes tensões de saída, e, com isso pôde-se avaliar as vantagens e desvantagem de um sistema convencional com um possível sistema que venha a operar de modo otimizado com rastreamento de potência.

Com o modelo eólico de pequeno porte concluído, com todas as principais características levantadas e também com um método de rastreamento de potência definido e testado, realizou-se um estudo em que possíveis conversores de eletrônica de potência pudessem ser interligados entre o gerador e o banco de baterias de modo a controlar e rastrear a máxima potência elétrica para qualquer situação de vento.

Primeiramente, no estudo dos conversores de potência, fez-se uma análise dos conversores Boost e SEPIC operando no modo de condução contínuo, aplicados ao sistema de modo que a indutância da máquina síncrona fizesse parte do conversor e, assim, controlava-se a corrente na saída da ponte retificadora, utilizando um controlador

de corrente cuja referência era alterada pelo algoritmo de rastreamento de máxima potência. Porém, como apresentado nos resultados de simulação, apesar de se ter obtido sucesso na modelagem e obtenção de modelos monofásicos e plantas simplificadas, que possibilitaram o controle e rastreamento de potência para situações idealizadas, não houve sucesso nessa abordagem quando aplicado ao sistema eólico. O motivo principal do não-funcionamento, como explicado detalhadamente, deveu-se ao fato de o modelo em si não poder receber um controle de corrente com o método de MPPT utilizado, sendo que o sistema tende à instabilidade.

Logo, utilizou-se o mesmo conversor Boost, mas com controle da tensão na saída da ponte retificadora, e, como esperado, nessa situação o sistema rastreou a máxima potência e duas possibilidades foram levadas em consideração. A primeira delas foi a de não se usar um capacitor de barramento e assim continuar utilizando os parâmetros da máquina elétrica como parte do conversor; e a segunda foi desacoplando dinamicamente os estágios com a inserção de um capacitor de barramento. Apesar dos resultados do primeiro caso serem piores, já que se está sujeito a instabilidades e ao aparecimento de corrente com componentes de alta frequência na máquina elétrica, ambos os métodos funcionaram adequadamente. O princípio básico, portando, utilizou o método de MPPT para gerar uma referência de razão cíclica que irá atuar sobre a mudança da tensão média na saída da ponte retificadora, de modo que haverá uma tensão ótima que irá impor uma determinada rotação na máquina, para cada velocidade do vento, de modo que o sistema sempre opere na máxima potência ou próximo dela.

Usar um banco de capacitores na saída da ponte possibilita, agora, que seja usado qualquer tipo de conversor, sendo a escolha um critério de projeto. Logo, por simplicidade e robustez, implantou-se um conversor Buck, cujo controle irá se basear no mesmo princípio usado no conversor Boost. A metodologia de projeto e os cálculos para obtenção dos componentes do conversor foram baseados, sobretudo, nas curvas que representam o sistema e que foram obtidas pelo modelo desenvolvido.

Uma vez realizado o projeto, foram realizados testes, em malha aberta para comprovar o funcionamento da estrutura e robustez do conversor; e em malha fechada para provar o método de MPPT, sendo que a principal diferença foi quanto à implementação, já que no simulador utilizaram-se blocos analógicos, enquanto que na



prática fez-se uma adaptação digital. Os resultados para ambos os testes foram satisfatórios, comprovando a funcionalidade do conversor, tanto com fonte de tensão ideal na entrada, quanto com o acoplamento da máquina elétrica. Porém, pela dificuldade de se realizar os testes em malha fechada, como explicado, a visualização de resultados mais concretos no que se refere ao rastreamento da máxima potência ficou prejudicada, mas, ainda assim, foi possível observar que a resposta ocorre conforme esperado, comprovando o método.

Por fim, os testes com o sistema completo foram realizados, mas, devido aos fatores apresentados, como falta de condições de vento adequado e muita turbulência, não foi possível obter resultados para uma análise completa. O principal motivo, conforme explicado, deve-se ao fato de a dinâmica do vento estar muito próxima ou ser mais rápida do que a dinâmica do sistema; porém, acredita-se que, em regiões onde o vento se mantenha constante em uma determinada velocidade por mais tempo, o sistema venha a funcionar adequadamente.

Assim, para concluir, afirma-se que, apesar dos resultados práticos de rastreamento não terem, na região testada, apresentado bons resultados, que a utilização de um conversor de potência, seja ele qual for, desde que projetado adequadamente, levando-se em conta as curvas de potência do sistema, fará com que, em média, se extraia mais potência do que no sistema convencional onde se têm baterias ligadas diretamente à máquina. Também se conclui que os modelos propostos, tanto de simulação do sistema quando dos conversores, podem ser extrapolados para sistemas diferentes, de pequeno ou grande porte, assim como a proposta de rastreamento de potência sendo que as sugestões de continuação do trabalho foram expostas no final do último capítulo.

Conclusões mais específicas podem ser obtidas no corpo de cada capítulo e nas referências bibliográficas citadas, sendo que como referências bibliográficas extras, utilizadas na pesquisa, citam-se as referências que vão de [59] a [77].

# REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

---

- [1] **BOYLE, G.** *Renewable Energy - Power for a Sustainable Future*. Oxford University : Oxford, 1996.
- [2] **GALIZIA RIBEIRO DE CAMPOS, Fábio.** *Geração de Energia a Partir de Fonte Eólica com Gerador Assíncrono Conectado a Conversor Estático Duplo*. São Paulo : 2004. Dissertação (Mestre em Engenharia) - Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétrica, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo.
- [3] **DUNN, P.** *Renewable Energies*. London : Peter Peregrinus Ltd, 1986.
- [4] **CRESESB.** *Energia Eólica - Princípios e Aplicações*. 2003. Fonte: <http://www.cresesb.cepel.br>. Acesso em: 14 jan. 2008.
- [5] **FARRET, F.A.** *Aproveitamento de Pequenas Fontes de Energia Elétrica*. Santa Maria : UFSM, 1999.
- [6] **REIS, L. B.** *Energia Elétrica para o Desenvolvimento Sustentável*. 2ª Edição. São Paulo : Edusp, 2001.
- [7] **JACOBS, M. L.** Experience with Jacobs Wind-Driven Electric Generating Plant. *Proceedings, 1st Wind Energy Conversion Systems Conference, Washington, DC*. 1973, pp. 155-158.
- [8] **MANWELL, J. F., MCGOWAN, J. G. e ROGERS, A. L.** *Wind Energy Explained - Theory, Design and Application*. s.l. : John Wiley & Sons Ltd, 2002.
- [9] **(GEWEC), Greenpeace and Global Wind Energy Council.** *Global Wind Energy Outlook 2006*. 2006.
- [10] **FAIRLEY, P.** Steady as She Blows [Wind Power, Energy Storage]. *Spectrum, IEEE (Issue 8)*. Aug. de 2003, Vol. 40, pp. 35 - 39.
- [11] **PATEL, Mukund R.** *Wind and Solar Power Systems*. s.l. : CRC Press, 1999.
- [12] **JOHNSON, Gary L.** *Wind Energy Systems*. Manhattan : "Electronic Edition", 2001.
- [13] **BLANCO, G. A., et al.** Modeling and Simulation of a Permanent Wind Generator by Using SimPowerSystem of MatLAB/Simulink. *9º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*. 2007.
- [14] **FITZGERALD, A.E., KINGSLEY JR., C. e KUSKO, A.** *Máquina Elétricas*. s.l. : MacGraw-Hill do Brasil,Ltda., 1975.
- [15] **KOSOW, Irving I.** *Máquinas Elétricas e Transformadores*. 10ª Edição. São Paulo : Globo, 1994.
- [16] **MARTIGNONI, A.** *Máquinas de Corrente Alternada*. Porto alegre : Globo, 1970.
- [17] **DÍEZ, P. F.** *Energía Eólica*. Catánbria, Espanha : s.n., 2004. Departamento de Ingeniería Electrica y Energetica, Universidad de Cantabria, Espanha.



<http://personales.ya.com/universal/TermoWeb/EnergiasAlternativas/eolica/index.html>  
Acesso em: 15 de janeiro de 2008.

[18] **PEREIRA, M. M.** *Um Estudo do Aerogerador de Velocidade Variável e Sua Aplicação para Fornecimento de Potência Elétrica Constante*. Juiz de Fora-MG : 2004. Dissertação (Mestre em Engenharia) - Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Juiz de Fora.

[19] **ENERSUD.** *GERAR246 - Manual*. 2005.

[20] **BURTON, Tony, et al.** *Wind Energy Handbook*. s.l. : John Wiley & Sons, Ltd, 2001.

[21] **FATEEV, E. M.** *Wind Motors and Wind Power Stations*. Moscow : s.n., 1948.

[22] **HEIR, S.** *Grid integration of Wind Energy Conversion Systems*. Chicester, UK : John Wiley & Sons Ltd, 1998.

[23] **GIERAS, J. F., WANG, R. e KAMPER, M. J.** *Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines*. Dordrecht : Kluwer Academic Publishers, 2004. ISBN 1-4020-2661-7.

[24] **DESHPANDE, U. S.** Recent Advances in Materials for Use in Permanent Magnet Machines a Review. *IEEE Electric Machines and Drives Conference (IEMDC'03)*. 1-4 de June de 2003, Vol. 1, pp. 509-515.

[25] **WIDYAN, M. S.** *Design, Optimization, Construction and Test of Rare-Earth Permanent-Magnet Electrical Machines with New Topology for Wind Energy Applications*. Berlin : 2006. Doktor der Ingenieur - Fakultät IV – Elektrotechnik und Informatik der Technischen Universität Berlin.

[26] **PARVIAINEN, A.** *Design of Axial-Flux Permanent-Magnet Low-Speed Machines and Performance Comparison Between Radial-Flux and Axial-Flux Machines*. Lappeenranta : 2005. Thesis for the degree of Doctor of Science - Lappeenranta University of Technology, Finland.

[27] **GIERAS, J. F. e WING, M.** *Permanent Magnet Motor Technology: Design and Applications*. 2nd ed. New York : Marcel Dekker, 2002.

[28] **SPOONER, E. e CHALMERS, B. J.** 'TORUS' - A Slotless, Toroidal-Stator, Permanent-Magnet Generator. *IEE PROCEEDINGS-B*. 1992, Vols. 139, n.º 6.

[29] **SINGH, Bhim, SINGH, B. P. e DWIVEDI, S.** A State of Art on Different Configurations of Permanent Magnet Brushless Machines. *IE(I) Journal-EL*.

[30] **AYDIN, M., HUANG, S. e LIPO, T. A.** Axial Flux Permanent Magnet Disc Machines: A Review. *Wisconsin Power Electronics Research Center*. 2004.

[31] **ADEGAS, Fabiano D., et al.** Maximum Power Point Tracker for Small Wind Turbines Including Harmonic Mitigation. *2006 European Wind Energy Conference & Exhibition*. 2006.

[32] **REIS, M. M., OLIVEIRA Jr., D. S. e CARVALHO, P. C. M.** Estudo de Viabilidade Econômica de Geradores Eólicos de Pequeno Porte no Modo Autônomo.

[33] **PSIM.EXE.** Versão 6.0. Programa para Simulação de Circuitos Elétricos. PowerSim Inc.. 2001-2003. Fonte: <http://www.powersimtech.com>. Acesso em: 25 ago. 2006 .

- [34] **COELHO, Kefas D.** *Estudo de uma Fonte Ininterrupta de Corrente Contínua de Baixa Potência Gerenciada por um Microcontrolador*. Florianópolis : 2001. Dissertação (Mestre em Engenharia) - Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [35] **LAZZARIN, Telles B.** *Estudo e Implementação de um Carregador de Baterias com uma Técnica de Avaliação de sua vida Útil*. Florianópolis-SC : 2006. Dissertação (Mestre em Engenharia) - Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [36] **CAPELATO, M. D.** *Estudo da Viabilidade de Células Eletroquímicas de Chumbo-Dióxido de Chumbo em Sais Solúveis de Chumbo*. São Paulo : 1988. Tese (Doutor em Engenharia) - USP.
- [37] **NOLL, Valdir.** *Sistema de Controle e Monitoração de um Banco de Baterias por Meio*. Florianópolis : 1993. Dissertação (Mestre em Engenharia) - Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina - LAMEP.
- [38] **ANDERSEN, Romero L.** *Sistema de Interligação entre Módulos Geradores de Energia a partir de Células de Combustível do Tipo PEM e um Banco de Baterias*. Florianópolis : 2006. Dissertação (Mestre em Engenharia) - Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [39] **MOURA.** *Baterias Estacionárias da Linha Moura Clean*. Fonte: <http://www.moura.com.br>. Acesso em: 18 set. 2008.
- [40] **KIM, Yoon-Ho e HA, Hoi-Doo.** Design of Interface Circuits With Electrical Battery Models. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. February de 1997, Vol. 44.
- [41] **NILSSON, James W. e RIEDEL, Susan A.** *Circuitos Elétricos*. Quinta Edição. Rio de Janeiro : LTC - Livros Técnicos e Científicos Editora S.A., 1999.
- [42] **BARBI, I. e MARTINS, D. C.** *Conversores CC-CC Básicos Não Isolados*. Florianópolis : Edição do Autor, 2000.
- [43] **BARBI, I.** *Eletrônica de Potência*. 6ª Edição. Florianópolis : Edição do Autor, 2006.
- [44] **SKD30.** *Datasheet*. SEMIKRON. Fonte: <http://www.semikron.com>. Acesso em: 24 jun. 2008.
- [45] **B43501.** *Datasheet*. EPCOS. Fonte: <http://www.epcos.com>. Acesso em: 25 jun. 2008.
- [46] **IRFP260.** *Datasheet*. International Rectifier. Fonte: <http://www.irf.com>. Acesso em: 10 jun. 2008.
- [47] **MUR3020PT.** *Datasheet*. Motorola. Fonte: <http://motorola.com/sps>. Acesso em: 10 jun. 2008.
- [48] **40CPQ100.** *Datasheet*. International Rectifier. Fonte: <http://www.irf.com>. Acesso em: 10 jun. 2008.
- [49] **BARBI, Ivo.** *Projeto de Fontes Chaveadas*. Florianópolis : Edição do Autor, 2001.
- [50] **Semiconductor, National.** *Linear Applications Handbook*. 1994.





- [51] **PBV**. *Datasheet*. Isabellenhütte Heusler GmbH & Co KG. Fonte: <http://www.isabellenhuetten.de/de/das-unternehmen>. Acesso em: 24 jun. 2008.
- [52] **CAVALCANTE, Fabiana da Silveira**. *Reatores Eletrônicos para Lâmpadas de Vapor de Sódio de alta Pressão de 70W*. Florianópolis : 2001. Dissertação (Mestre em Engenharia) - Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [53] **IR2127**. *Datasheet*. International Rectifier. Fonte: <http://www.irf.com>. Acesso em: 13 maio 2008.
- [54] **PERTENCE JR., Antonio**. *Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos*. 6ª Edição. Porto Alegre : Bookman, 2003.
- [55] **LM358**. *Datasheet*. 2002. STMicroelectronics. Fonte: <http://www.st.com>. Acesso em: 18 jun. 2008.
- [56] **PIC16F684**. *Datasheet*. Microchip Technology Inc.. Fonte: <http://www.microchip.com>. Acesso em: 10 jun. 2008.
- [57] **PEREIRA, Fábio**. *Miicrocontroladores PIC: Programação em C*. Tatuapé - São Paulo : Editora Érica, 2003. ISBN 85-7194-935-2.
- [58] **DNI0212**. *Datasheet*. DNI. Fonte: <http://www.dni.com.br>. Acesso em: 15 de jul. 2008.
- [59] **HAT900**. *Datasheet*. HASCO Brasil. Fonte: <http://www.hasco.com.br>. Acesso em: 15 jul. 2008.
- [60] **BONACORSO, Nelso G**. *Sistema Microcontrolado Usado no Controle e Monitoração de Banco de Baterias*. Florianópolis : 1991. Dissertação (Mestre em Engenharia) - Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [61] **DUAN, Rou-Young, LIN, Chung-You e WAI, Rong-Jong**. Maximum-Power-Extraction Algorithm for Grid-Connected PMSG Wind Generation System. *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on*. Novembro de 2006. 10.1109/IECON.2006.347510.
- [62] **ELTAMALY, Ali M**. Modeling of Wind Turbine Driving Permanent Magnet Generator with Maximum Power Point Tracking System. *Journal of King Saud University. Engineering Sciences*. 2007, Vol. 19, 2.
- [63] **CHEN, Z**. Grid Power Quality With Variable Speed Wind Turbines. *IEEE Transaction on Energy Conversion*. Julho de 2001, Vol. 16, 2.
- [64] **CHEN, Z. e SPOONER, E**. Simulation of a Direct Drive Variable Speed Wind Energy Converter. *International Conference on Electric Machine ICEM'98*. 1998, Vol. 3, pp. 2045–2050.
- [65] **SLOOTWEG, J. G., POLINDER, H. e KLING, W. L**. Initialization of Wind Turbine Models in Power System Dynamics Simulations. *Power Tech Proceedings, 2001 IEEE Porto*. 2001, Vol. 4, p. 6. ISBN: 0-7803-7139-9.
- [66] **OLIVEIRA JÚNIOR, Demercil S, et al**. Avaliação do Aproveitamento da Energia Elétrica Gerada por um Sistema Eólico para Carregamento de Baterias.
- [67] **ROVIO, T., et al**. Axial and Radial Flux Generators in Small-Scale Wind Power Production. *Institute of Electromagnetics, Tampere University of Technology*.

- [68] **REIS, M. M., et al.** A Grid Connected Variable Speed Wind Energy Conversion System. *9º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*. 2007.
- [69] **VERGAUWE, Jan, MARTINEZ, A. e RIBAS, A.** Optimization of a Wind Turbine Using Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG).
- [70] **REIS, F. S., et al.** Utilização de PFC(s) em Sistemas de Conversão de Energia Eólicos na Minimização de Harmônico. *VII Conferência Internacional de Aplicações Industriais - INDUSCON*. 2006.
- [71] **CHALMERS, B. J. e SPOONER, E.** An Axial-Flux Permanent Magnet Generator for a Gearless Wind Energy System. *IEEE Transaction on Energy Conversion*. Junho de 1999, Vol. 14, 2.
- [72] **MULJADI, E., DROUILHET, S. e HOLZ, R.** Analysis of Permanent Magnet Generator for Wind Power Battery Charging. *Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS apos;96., Conference Record of the 1996 IEEE*. 1996, Vol. 1, pp. 541 - 548.
- [73] **CHEN, Yicheng e PILLAY, Pragasen.** Axial-Flux PM Wind Generator With a Soft Magnetic Composite Core. *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*. Outubro de 2005, Vol. 1, pp. 231 - 237. 10.1109/IAS.2005.1518315.
- [74] **LI, Wei, ABBEY, Chad e JOÓS, Géza.** Control and Performance of Wind Turbine Generators Based on Permanent Magnet Synchronous Machines Feeding a Diode Rectifier. *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*. Junho de 2006, pp. 1-6. 10.1109/PESC.2006.1711746.
- [75] **ALATALO, Mikael.** Permanent Magnet Machines with Air Gap Windings and Integrated Teeth Windings. *Technical Report 288, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden*. 1996.
- [76] **AZZOUZI, J., BARRAKAT, G. e DAKYO, B.** Analytical Modeling of an Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Generator for Wind Energy Application. *Electric Machines and Drives, 2005 IEEE International Conference on*. May de 2005, pp. 1255-1260. ISBN: 0-7803-8987-5.
- [77] **BLAABJERG, F. e IOV, F.** Wind Power - A Power Source Now Enable by Power Electronics (Sessão Plenária). *9º Congresso de Eletrônica de Potência*. 2007.



# APÊNDICE-A

---

## CÓDIGO-FONTE

```
#include <16F684.h>           // Inclui Biblioteca do PIC Utilizado.
#device adc=10               // Configura Dispositivo AD de 10 para 8 bits.
// Configuração dos "Fusíveis":
#fuses NOWDT,HS,PUT,NOPROTECT,BROWNOUT,NOIESO,NOCPD,MCLR,FCMEN
// *****
#use delay(clock=2000000)    // Seta Clock Externo.
// ***** DEFINIÇÕES *****

#define CANAL_FREQUENCIA    4
#define CANAL_AMPLITUDE     2
#define CANAL_TENSAO        5
#define CANAL_CORRENTE      6
#define CANAL_CONST         1
#define RELE_DESCARTE       PIN_C4
#define RELE_CORTE          PIN_C3

// ***** VARIÁVEIS GLOBAIS *****
int trata_timer0;

// ***** FUNÇÕES *****

// Função de Configuração dos ADs:
void configuraAD()
{
    setup_comparator(NC_NC_NC_NC);
    setup_adc_ports(sAN1|sAN2|sAN4|sAN5|sAN6|VSS_VDD);
    setup_adc(ADC_CLOCK_DIV_64);
    setup_vref(FALSE);
}
// Função de Leitura dos ADs:

long int le_AD(int CANAL,int N)
{
    int j;
    long int Acumulador=0;
    trata_timer0=0;
    set_adc_channel(CANAL);
    delay_ms(1);
    // Média das Variáveis:

    for (j=0;j<N;j++)
    {
        delay_ms(1);
        Acumulador=Acumulador+read_adc();
    }
    return (Acumulador/N);
}
```



```
// ***** PROGRAMA PRINCIPAL *****

int main()
{
    int flag,delta;
    long int V,Ihigh,Ilow,cont,cont2,D = 350, Dsup = 480,Dinf = 305,T;
    cont=0;
    configuraAD();
    enable_interrupts(global|int_timer0); // Habilita Interrupções.
    setup_timer_0(RTCC_INTERNAL|RTCC_DIV_256); // Configura Timer 0.
    setup_timer_2(T2_DIV_BY_1,127,1); // Configura TIMER 2.
    setup_ccpl(ccp_pwm); // Seta CCP no modo PWM.
    output_low(RELE_DESCARTE); // Inicia relé de descarte
    em nível lógico zero
    output_low(RELE_CORTE); // Inicia relé de corte em
    nível lógico zero
    delay_ms(500);

    while(true)
    {
        delta = 2 + le_AD(CANAL_AMPLITUDE,10)/40; // Amplitude da
        Perturbação -> delta=2(0.006) a delta=25(0.05)
        T = 4*le_AD(CANAL_CONST,10); // Ajuste da Constante
        de Tempo -> T=0 a T=4096
        if(trata_timer0)
        {
            trata_timer0=0;
            set_timer0(get_timer0()); // Máxima Frequência da Perturbação = 10Hz

            // Mínima Frequência da Perturbação = 0.098Hz
            cont2=le_AD(CANAL_FREQUENCIA,10)/2;
            if(cont >= cont2)
            {
                cont = 0;
                V=le_AD(CANAL_TENSAO,10);

                // Proteções:

                if(V < 721)
                {
                    output_low(RELE_DESCARTE);
                    output_high(RELE_CORTE);
                }
                else if((V > 721) && (V < 815))
                {
                    output_low(RELE_DESCARTE);
                    output_low(RELE_CORTE);
                }
                else
                {
                    output_high(RELE_DESCARTE);
                    output_low(RELE_CORTE);
                }
            }

            // Caso em que a perturbação é positiva:
            if (flag==1)
            {
                V=le_AD(CANAL_TENSAO,10); // Leitura de tensão
                Ihigh=le_AD(CANAL_CORRENTE,10); // Leitura de corrente
                flag=0;
            }
        }
    }
}

```

```
// Reinicializar o processo caso a corrente seja reduzida:
if(Ihigh < 100)
    D = 406;

set_pwm1_duty((long int)(D-delta)); //value*(1/clock)*t2div
}

// Caso em que a perturbação é negativa:
else
{
    V=le_AD(CANAL_TENSAO,10); // Leitura de tensão
    Ilow=le_AD(CANAL_CORRENTE,10); // Leitura de corrente
    flag=1;

    set_pwm1_duty((long int)(D+delta)); //value*(1/clock)*t2div

    // Cálculo do delta de potência:
    if(Ihigh > Ilow)
    {
        D = D + 10;
    }
    else
    {
        D = D - 10;
    }

    // Limite inferior de razão-cíclia -> D=0.5 (0.5*508=254)
    if(D < (Dinf + delta))
    {
        D = Dinf + delta;
    }

    // Limite superior de razão-cíclia -> D=0.996 (506 para ter folga até 508, que corresponde a D=1)
    if(D > (Dsup - delta))
    {
        D = Dsup - delta;
    }
}
}
cont++;
}
}

// ***** TIMER *****

#int_timer0

timer_func()
{
    trata_timer0=1;
}

// *****
```



## APÊNDICE-B

---

### **PLANILHA DE CÁLCULO DO CONVERSOR BOOST E CONTROLADORES DE CORRENTE**

A planilha que será apresentada a seguir é condizente ao cálculo dos parâmetros do conversor Boost e dos controladores de corrente para estudo e a simulação apresentada no Capítulo 7. A planilha apresentada nesse apêndice e a planilha do Apêndice C foram elaboradas no *software* MathCad®.





### Dados e Cálculos Preliminares do Sistema Eólico

Número de Pólos da Máquina (AFPMSG):		$p := 14$
Rotação da Máquina em rpm (nominal):		$\omega_{rpm} := 700$
Rotação da Máquina em rpm (máxima):		$\omega_{rpmh} := 800$
Rotação da Máquina em rpm (mínima):		$\omega_{rpml} := 150$
Constante da Máquina (Devido ao Fluxo Magnético):		$k_{\omega rpm} := 62.02 \cdot 10^{-3}$
Freqüência Elétrica no Gerador (nominal):	$f_g := \frac{\omega_{rpm} \cdot p}{120} \cdot \text{Hz}$	$f_g = 81.667 \cdot \text{Hz}$
Freqüência Elétrica no Gerador (máxima):	$f_{gh} := \frac{\omega_{rpmh} \cdot p}{120} \cdot \text{Hz}$	$f_{gh} = 93.333 \cdot \text{Hz}$
Freqüência Elétrica no Gerador (mínima):	$f_{gl} := \frac{\omega_{rpml} \cdot p}{120} \cdot \text{Hz}$	$f_{gl} = 17.5 \cdot \text{Hz}$
Tensão Eficaz Induzida na Máquina por Fase (Nominal):	$E_{fem} := k_{\omega rpm} \cdot \omega_{rpm} \cdot V$	$E_{fem} = 43.414 \text{ V}$
Tensão de Pico por Fase (Nominal):	$E_{femp} := \sqrt{2} \cdot E_{fem}$	$E_{femp} = 61.397 \text{ V}$
Tensão Eficaz Induzida na Máquina por Fase (Máxima):	$E_{femh} := k_{\omega rpm} \cdot \omega_{rpmh} \cdot V$	$E_{femh} = 49.616 \text{ V}$
Tensão de Pico por Fase (Máxima):	$E_{femph} := \sqrt{2} \cdot E_{femh}$	$E_{femph} = 70.168 \text{ V}$
Tensão Eficaz Induzida na Máquina por Fase (Mínima):	$E_{feml} := k_{\omega rpm} \cdot \omega_{rpml} \cdot V$	$E_{feml} = 9.303 \text{ V}$
Tensão de Pico por Fase (Mínima):	$E_{fempl} := \sqrt{2} \cdot E_{feml}$	$E_{fempl} = 13.156 \text{ V}$
Indutância Série (Estatórica)		$L_S := 3.5 \text{ mH}$
Resistência Série (Estatórica)		$R_S := 0.9 \Omega$
Rendimento:		$\eta := 0.9$

## Dados de Entrada do Boost e Cálculos Preliminares

Tensão de Entrada Nominal para o Caso 1:	$E_1 := \frac{3}{2} E_{femp}$	$E_1 = 92.095 \text{ V}$
Tensão de Entrada Nominal para o Caso 2:	$E_2 := \sqrt{3} E_{femp}$	$E_2 = 106.342 \text{ V}$
Tensão de Entrada Máxima para o Caso 1:	$E_{1max} := \frac{3}{2} \cdot E_{femph}$	$E_{1max} = 105.251 \text{ V}$
Tensão de Entrada Máxima para o Caso 2:	$E_{2max} := \sqrt{3} \cdot E_{femph}$	$E_{2max} = 121.534 \text{ V}$
Tensão de Entrada Mínima para o Caso 1:	$E_{1min} := \frac{3}{2} \cdot E_{fempl}$	$E_{1min} = 19.735 \text{ V}$
Tensão de Entrada Mínima para o Caso 2:	$E_{2min} := \sqrt{3} \cdot E_{fempl}$	$E_{2min} = 22.788 \text{ V}$
Tensão de Saída Nominal:		$V_o := 144 \text{ V}$
Tensão de Saída Máxima:		$V_{omax} := 156 \text{ V}$
Tensão de Saída Mínima:		$V_{omin} := 138 \text{ V}$
Potência de Saída Nominal:		$P_o := 1000 \text{ W}$
Freqüência de Chaveamento:		$f_s := 50 \text{ kHz}$
Razão Cíclica Máxima Caso 1:	$D_{1max} := \frac{V_{omax} - E_{1min}}{V_{omax}}$	$D_{1max} = 0.873$
Razão Cíclica Nominal Caso 1:	$D_{1nom} := \frac{V_o - E_1}{V_o}$	$D_{1nom} = 0.36$
Razão Cíclica Mínima Caso 1:	$D_{1min} := \frac{V_{omin} - E_{1max}}{V_{omin}}$	$D_{1min} = 0.237$
Razão Cíclica Máxima Caso 2:	$D_{2max} := \frac{V_{omax} - E_{2min}}{V_{omax}}$	$D_{2max} = 0.854$
Razão Cíclica Nomina Caso 2:	$D_{2nom} := \frac{V_o - E_2}{V_o}$	$D_{2nom} = 0.262$
Razão Cíclica Mínima Caso 2:	$D_{2min} := \frac{V_{omin} - E_{2max}}{V_{omin}}$	$D_{2min} = 0.119$
Indutância Boost do Caso 1:	$L_{Boost1} := \frac{3}{2} L_S$	$L_{Boost1} = 5.25 \cdot \text{mH}$
Indutância Boost do Caso 2:	$L_{Boost2} := 2 L_S$	$L_{Boost2} = 7 \cdot \text{mH}$

Resistência do Indutor Boost para o Caso 1:	$R_{i1} := \frac{3}{2}R_S$	$R_{i1} = 1.35 \cdot \Omega$
Resistência do Indutor Boost para o Caso 2:	$R_{i2} := 2R_S$	$R_{i2} = 1.8 \Omega$
Corrente de Saída Máxima:	$I_o := \frac{P_o}{V_{o\min}}$	$I_o = 7.246 \text{ A}$
Corrente Média na Entrada para o Caso 1:	$I_{in1} := \frac{P_o}{\eta \cdot E_1}$	$I_{in1} = 12.065 \text{ A}$
Corrente Média na Entrada para o Caso 2:	$I_{in2} := \frac{P_o}{\eta \cdot E_2}$	$I_{in2} = 10.448 \text{ A}$
Ondulação de Corrente na Entrada	$\Delta I_L := \frac{E_1}{2f_s L_{\text{Boost1}} \cdot I_{in1}}$	$\Delta I_L = 0.015$

## PROJETO DO CONTROLADOR 1

Vetor de Freqüência para obtenção dos Diagramas de Bode:	$f := 0\text{Hz}, 10\text{Hz}.. 10^6\text{Hz}$
Função Transfêrencia da Planta 1:	$H_I(f) := \frac{V_o \cdot A^{-1}}{L_{\text{Boost1}} \cdot 2\pi f \cdot i}$
Ganho em DB de Planta 1:	$\text{DB}_{\text{HI}}(f) := 20 \cdot \log( H_I(f) )$
Fase em Graus da Planta 1:	$\text{fase}_{\text{HI}}(f) := \arg(H_I(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$

## Ganho PWM

Tensão de Pico da Onda Dente de Serra (Arbitrada):	$V_s := 6\text{V}$
Máxima Derivada na Corrente do Indutor $L_{\text{Boost1}}$ :	$dI_L := \frac{E_1}{L_{\text{Boost1}}}$ $dI_L = 1.754 \times 10^4 \frac{\text{A}}{\text{s}}$
Derivada da Dente de Serra:	$dV_s := V_s \cdot f_s$ $dV_s = 3 \times 10^5 \frac{\text{m}^2 \cdot \text{kg}}{\text{A} \cdot \text{s}^4}$
Se $dV_s > dI_L$ , não haverá multiplus cruzamentos	
Ganho PWM para transformar $V_c$ em $D$	$G_{\text{pwm}} := \frac{V}{V_s}$ $G_{\text{pwm}} = 0.167$

## Compensador de Corrente

Definição do Pico da Corrente de Referência:

$$I_{ref} := 100 \cdot 10^{-6} \text{ A}$$

Tensão sobre  $R_{sh}$  para ter uma boa Resposta e Baixa Dissipação

$$V_{sh} := 1 \text{ V}$$

Resistor  $R_{sh}$

$$R_{sh} := \frac{V_{sh}}{I_{in1}}$$

$$R_{sh} = 0.083 \Omega$$

Resistor  $R_1$

$$R_1 := \frac{I_{in1}}{I_{ref}} \cdot R_{sh}$$

$$R_1 = 10 \cdot \text{k}\Omega$$

Potencia sobre o resistor shunt

$$P_{sh} := R_{sh} \cdot I_{in1}^2$$

$$P_{sh} = 12.065 \text{ W}$$

Definição da Freqüência do Zero:

$$f_z := \frac{f_s}{10}$$

$$f_z = 5 \times 10^3 \cdot \text{Hz}$$

Definição da Freqüência do Pólo 1:

$$f_{p1} := 0$$

A Freqüência do Pólo 2 é 2 vezes maior que a de Freqüência de Chaveamento :

$$f_{p2} := 2f_s$$

$$f_{p2} = 1 \times 10^5 \cdot \text{Hz}$$

Freqüência de Cruzamento:

$$f_c := \frac{f_s}{10}$$

$$f_c = 5 \cdot \text{kHz}$$

Ganho de faixa plana

$$G_{fp} := 20 \cdot \log \left( \frac{L_{Boost1} \cdot 2\pi \cdot f_c \cdot V_s}{V_o \cdot R_{sh}} \right) \quad G_{fp} = 38.372$$

Resistor  $R_2$

$$R_2 := R_1$$

$$R_2 = 10 \cdot \text{k}\Omega$$

Resistor  $R_3$

$$R_3 := R_2 \cdot 10^{\frac{G_{fp}}{20}}$$

$$R_3 = 829.124 \cdot \text{k}\Omega$$

Capacitor  $C_1$

$$C_1 := \frac{1}{2\pi R_3 \cdot f_z}$$

$$C_1 = 38.391 \cdot \text{pF}$$

Capacitor  $C_2$

$$C_2 := \frac{1}{2\pi R_3 \cdot (f_{p2} - f_z)}$$

$$C_2 = 2.021 \cdot \text{pF}$$

Função Transferência do Controlador:

$$C_{SI}(f) := \frac{R_3 \cdot C_1 \cdot 2\pi f i + 1}{R_2 \cdot (C_1 + C_2) \cdot 2\pi f \cdot i \cdot \left( \frac{R_3 \cdot C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \cdot 2\pi f \cdot i + 1 \right)}$$

Ganho em DB do Controlador:

$$DB_{CSI}(f) := 20 \cdot \log(|C_{SI}(f)|)$$

Fase em Graus do Controlador

$$fase_{CSI}(f) := \arg(C_{SI}(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$

## Função Transferência de Malha Aberta

Função de Transferência de Malha Aberta:

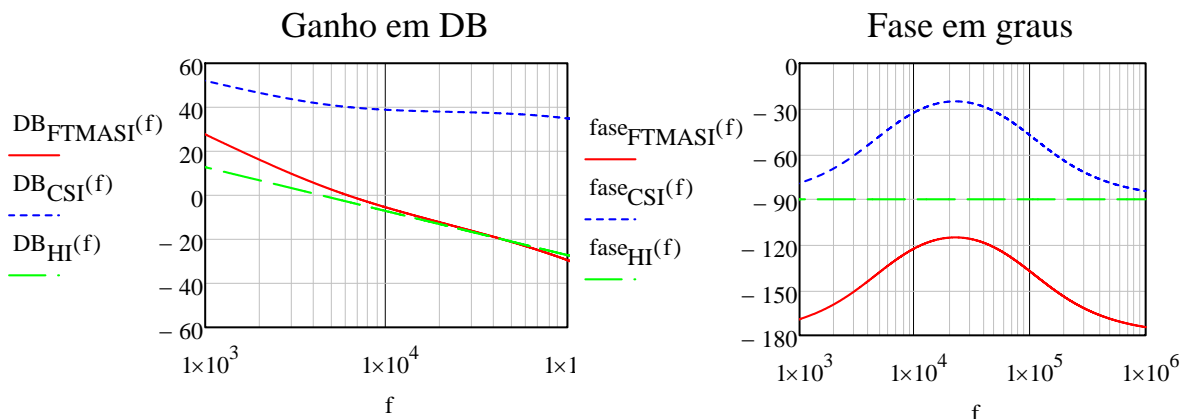
$$FTMA_{SI}(f) := C_{SI}(f) \cdot G_{pwm} \cdot H_I(f) \cdot R_{sh} \cdot \Omega^{-1}$$

Ganho em DB da FTMA:

$$DB_{FTMASI}(f) := 20 \cdot \log(|FTMA_{SI}(f)|)$$

Fase em Graus de CSI

$$fase_{FTMASI}(f) := \arg(FTMA_{SI}(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$



## PROJETO DO CONTROLADOR 2

Vetor de Freqüência para obtenção dos Diagramas de Bode:

$$f := 0\text{Hz}, 10\text{Hz}.. 10^6\text{Hz}$$

Função Transfêrencia da Planta 2:

$$H_{I2}(f) := \frac{V_o \cdot A^{-1}}{L_{Boost2} \cdot 2\pi f \cdot i}$$

Ganho em DB de Planta 2:

$$DB_{HI2}(f) := 20 \cdot \log(|H_{I2}(f)|)$$

Fase em Graus da Planta 2:

$$fase_{HI2}(f) := \arg(H_{I2}(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$

## Ganho PWM

Tensão de Pico da Onda Dente de Serra (Arbitrada):

$$V_{s2} := 6\text{V}$$

Máxima Derivada na Corrente do Indutor  $L_{Boost2}$ :

$$dI_{L2} := \frac{E_2}{L_{Boost2}}$$

$$dI_{L2} = 15.192 \cdot \frac{\text{V}}{\text{mH}}$$

Derivada da Dente de Serra:

$$dV_{s2} := V_{s2} \cdot f_s$$

$$dV_{s2} = 3 \times 10^5 \cdot V \cdot \text{Hz}$$

Se  $dVs > dIL$ , não haverá multiplus cruzamentos

Ganho PWM para transformar  $V_c$  em D

$$G_{pwm2} := \frac{V}{V_{s2}}$$

$$G_{pwm2} = 0.167$$

## Compensador de Corrente

Definição do Pico da Corrente de Referência:

$$I_{ref2} := 100 \cdot 10^{-6} \text{ A}$$

Tensão sobre  $R_{sh}$  para ter uma boa Resposta e Baixa Dissipação

$$V_{sh2} := 1 \text{ V}$$

Resistor  $R_{sh2}$

$$R_{sh2} := \frac{V_{sh2}}{I_{in2}}$$

$$R_{sh2} = 0.096 \Omega$$

Resistor R1b

$$R_{1b} := \frac{I_{in2}}{I_{ref2}} \cdot R_{sh2}$$

$$R_{1b} = 10 \cdot \text{k}\Omega$$

Potencia sobre o resistor shunt

$$P_{sh2} := R_{sh2} \cdot I_{in2}^2$$

$$P_{sh} = 12.065 \text{ W}$$

Definição da Freqüência do Zero:

$$f_{z2} := \frac{f_s}{10}$$

$$f_z = 5 \cdot \text{kHz}$$

Definição da Freqüência do Pólo 1:

$$f_{p12} := 0$$

A Freqüência do Pólo 2 é 2 vezes maior que a de Freqüência de Chaveamento :

$$f_{p22} := 2f_s$$

$$f_{p2} = 100 \cdot \text{kHz}$$

Freqüência de Cruzamento:

$$f_{c2} := \frac{f_s}{10}$$

$$f_c = 5 \cdot \text{kHz}$$

Ganho de faixa plana

$$G_{fp2} := 20 \cdot \log \left( \frac{L_{Boost2} \cdot 2\pi \cdot f_{c2} \cdot V_{s2}}{V_o \cdot R_{sh2}} \right)$$

$$G_{fp2} = 39.622$$

Resistor R2

$$R_{2b} := R_{1b}$$

$$R_{2b} = 10 \cdot \text{k}\Omega$$

Resistor R3

$$R_{3b} := R_{2b} \cdot 10^{\frac{G_{fp2}}{20}}$$

$$R_{3b} = 957.39 \cdot \text{k}\Omega$$

Capacitor C1

$$C_{1b} := \frac{1}{2\pi R_{3b} \cdot f_z}$$

$$C_{1b} = 33.248 \cdot \text{pF}$$

Capacitor C2

$$C_{2b} := \frac{1}{2\pi R_{3b} \cdot (f_{p2} - f_z)}$$

$$C_{2b} = 1.75 \cdot \text{pF}$$

Função Transferência do Controlador: 
$$C_{SI2}(f) := \frac{R_{3b} \cdot C_{1b} \cdot 2\pi f i + 1}{R_{2b} \cdot (C_{1b} + C_{2b}) \cdot 2\pi f \cdot i \cdot \left( \frac{R_{3b} \cdot C_{1b} \cdot C_{2b}}{C_{1b} + C_{2b}} \cdot 2\pi f \cdot i + 1 \right)}$$

Ganho em DB do Controlador: 
$$DB_{CSI2}(f) := 20 \cdot \log(|C_{SI2}(f)|)$$

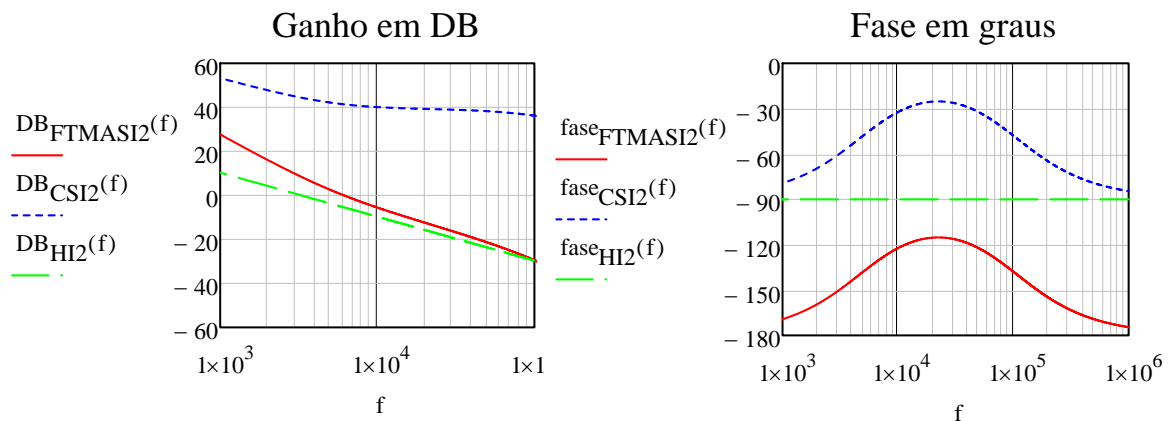
Fase em Graus do Controlador 
$$fase_{CSI2}(f) := \arg(C_{SI2}(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$

## Função Transferência de Malha Aberta

Função de Transferência de Malha Aberta: 
$$FTMA_{SI2}(f) := C_{SI2}(f) \cdot G_{pwm2} \cdot H_{I2}(f) \cdot R_{sh2} \cdot \Omega^{-1}$$

Ganho em DB da FTMA: 
$$DB_{FTMASI2}(f) := 20 \cdot \log(|FTMA_{SI2}(f)|)$$

Fase em Graus de CSI 
$$fase_{FTMASI2}(f) := \arg(FTMA_{SI2}(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$



## APÊNDICE-C

---

### **PLANILHA DE CÁLCULO DOS COMPONENTES DO CONVERSOR BUCK IMPLEMENTADO**

Os parâmetros do conversor Buck e circuitos auxiliares usados na implementação final, no Capítulo 8, são apresentadas na planilha a seguir.



### Dados e Cálculos Preliminares:

Tensão média máxima do barramento CC:

$$V_B := 100V$$

Frequência de Comutação:

$$f_s := 40kHz$$

Corrente de carga:

$$I_o := 30A$$

Ondulação máxima de corrente:

$$\Delta I_{o\%} := 10\%$$

$$\Delta I_o := I_o \cdot \Delta I_{o\%}$$

$$\Delta I_o = 3000 \cdot mA$$

Indutância para o método de dois níveis de tensão:

$$L_o := \frac{V_B}{4 \cdot f_s \cdot \Delta I_o}$$

$$L_o = 0.208 \cdot mH$$

O valor crítico de indutância que leva o conversor a operar no MCD é dado por:

$$L_{crit} := \frac{V_B}{8 \cdot f_s \cdot I_o}$$

$$L_{crit} = 0.01 \cdot mH$$

Reajuste do valor mínimo da indutância para que a estrutura não entre no MCD

$$L_o := \begin{cases} L_o & \text{if } L_o \geq L_{crit} \\ L_{crit} & \text{otherwise} \end{cases} \quad L_o = 0.208 \cdot mH$$

### ***Projeto Físico do Indutor***

Dados:

Fator de ocupação da janela:

$$K_w := 0.62$$

Densidade de Corrente:

$$J := 550 \frac{A}{cm^2}$$

Máxima indução magnética:

$$B_{max} := 0.33T$$

Permeabilidade do Ar:

$$\mu_o := 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$$

### ***Dimensionamento do Núcleo***

O dimensionamento do núcleo deve ser feito para os maiores valores de indutância e de corrente de saída, apesar de não ocorrerem simultaneamente.

Corrente eficaz de saída:

$$I_{oef} := I_o$$

$$I_{oef} = 30000 \cdot mA$$

Corrente máxima:

$$I_{oM} := I_o \cdot (1 + \Delta I_{o\%})$$

$$I_{oM} = 33000 \cdot mA$$

Produto de áreas (Perna x Janela):

$$A_e A_w := \frac{L_o \cdot I_o M \cdot I_{oef}}{B_{max} \cdot K_w \cdot J}$$

$$A_e A_w = 18.328 \cdot \text{cm}^4$$

Adotando-se os núcleos da Thornton:

**Tipo NEE: 65/33/26**

*Perna central*

$$A_{e_{NEE}} = 5.32 \cdot \text{cm}^2$$

*Janela*

$$A_w := 2 L_{w_{NEE}} \cdot H_{w_{NEE}}$$

$$A_w = 5.478 \cdot \text{cm}^2$$

$$A_w \cdot A_{e_{NEE}} = 29.143 \cdot \text{cm}^4$$

*Comprimento médio do caminho magnético*

$$MPL := L_{e_{NEE}}$$

$$MPL = 14.7 \cdot \text{cm}$$

### **Teste das características do núcleo**

Comprimento do Entreferro:

$$l_g := 9 \text{mm}$$

Altura da Janela:

$$G_w := 2 \cdot H_{w_{NEE}}$$

$$G_w = 44 \cdot \text{mm}$$

Fator de Frangeamento no Gap:

$$F_a := \left( 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_{e_{NEE}}}} \cdot \ln \left( \frac{2 \cdot G_w}{l_g} \right) \right)$$

$$F_a = 1.89$$

Número de Espiras:

$$N_e := \text{ceil} \left( B_{max} \cdot \frac{l_g + \frac{MPL}{\mu_m}}{F_a \cdot \mu_o \cdot I_o M} \right)$$

$$N_e = 39$$

Indância Real - Correção de frangeamento e gap:

$$L_a := F_a \cdot \left( \frac{\mu_o \cdot N_e^2 \cdot A_{e_{NEE}}}{l_g + \frac{MPL}{\mu_m}} \right)$$

$$L_a = 0.212 \cdot \text{mH}$$

$$L_o = 0.208 \cdot \text{mH}$$

### **Dimensionamento do Condutor**

Área Total de Cobre:

$$S_{cu} := \frac{I_{oef}}{J}$$

$$S_{cu} = 0.054545 \cdot \text{cm}^2$$

Profundidade de Penetração:

$$\delta_{cu} := \frac{7.5}{\sqrt{f_s}} \cdot \frac{\text{cm}}{\sqrt{s}}$$

$$\delta_{cu} = 0.038 \cdot \text{cm}$$

Máxima Penetração:

$$\delta_{cuM} := 2 \cdot \delta_{cu}$$

$$\delta_{cuM} = 0.075 \cdot \text{cm}$$

Seção Máxima:

$$S_{cM} := \pi \cdot \delta_{cu}^2$$

$$S_{cM} = 0.004418 \cdot \text{cm}^2$$

Desprezando-se a ondulação em alta frequência da corrente, no indutor de filtragem, pode-se empregar  $S_{cu}$  como a área mínima do condutor a ser utilizado, assim:

Seleção de Bitola:

**17AWG**

Seção do condutor nú:

$$S_c := \text{sec}_a$$

$$S_c = 0.010379 \cdot \text{cm}^2$$

Seção do condutor c/verniz:

$$S_{cT} := \text{secver}_a$$

$$S_{cT} = 0.012464 \cdot \text{cm}^2$$

Resistividade do Condutor (100°C):

$$R_{100^\circ\text{C}} := \rho_{100^\circ\text{C}_a}$$

$$R_{100^\circ\text{C}} = 0.000222 \cdot \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

Número de Condutores no Chicote:

$$N_{\text{cond}} := \text{ceil} \left( \frac{S_{cu}}{S_c} \cdot 95\% \right)$$

$$N_{\text{cond}} = 5$$

Múltiplos condutores



Possibilidade de Execução:

$$Aw_m := \frac{N_e \cdot N_{\text{cnd}} \cdot S_{cT}}{K_w}$$

$$Aw_m = 3.92 \cdot \text{cm}^2$$

$$\frac{Aw_m}{Aw} = 0.716$$



Possibilidade = "OK! JANELA ADEQUADA PARA CONSTRUÇÃO"

Comprimento do Chicote:

$$L_{\text{ckt}} := L_{t_{\text{NEE}}} \cdot N_e$$

$$L_{\text{ckt}} = 5.4 \cdot \text{m}$$

**Cálculo Térmico**

**Perdas nos Condutores**

Resistência de condução:

$$R_{cu} := \frac{R_{100^\circ\text{C}} \cdot L_{\text{ckt}}}{N_{\text{cond}}}$$

$$R_{cu} = 24 \times 10^{-3} \cdot \Omega$$

Perdas Joule:

$$P_{Jcu} := R_{cu} \cdot I_{\text{ofe}}^2$$

$$P_{Jcu} = 21.569 \text{ W}$$

## Perdas no Núcleo Magnético

Varição Máxima da indução:  $\Delta B := \Delta I_{0\%} \cdot B_{\max}$   $\Delta B := 2 \cdot I_{oM} \cdot B_{\max} \cdot \frac{1}{T^2 \cdot A}$   $\Delta B = 21.78 \cdot \frac{1}{T}$

Potência dissipada no Núcleo:



$$P_{Mcore} := \Delta B^{2.4} \cdot (K_h \cdot f_s + K_f \cdot f_s^2) \cdot \kappa_a \cdot V_{e_{NEE}}$$

$$P_{Mcore} = 2.117 \cdot W$$

Perda Total no Indutor de Saída:

$$P_{TLo} := P_{Jcu} + P_{Mcore}$$

$$P_{TLo} = 23.686 \cdot W$$

Resistência Térmica do Núcleo:

$$R_{tcore} := 23 \cdot \left( \frac{A_{e_{NEE}} \cdot A_w}{\text{cm}^4} \right)^{-0.37} \cdot \left( \frac{K}{W} \right)$$

$$R_{tcore} = 6.605 \cdot \frac{\Delta^\circ C}{W}$$

Elevação de Temperatura:

$$\Delta T_{core} := P_{TLo} \cdot R_{tcore}$$

$$\Delta T_{core} = 156.436 \cdot \Delta^\circ C$$

Observação: Esta Elevação só irá ocorrer caso se opere por muito tempo com uma corrente de 30A, sendo uma hipótese remota no caso eólico e improvável, já que tal sistema dificilmente atingirá tal amplitude.

---

## Projeto do Filtro Passa Baixa com Rejeição de Modo Comum:

Valor do Resistor Shunt Escolhido:  $R_{shunt} := 0.01\Omega$

Corrente Mínima que se Deseja Ler:  $I_{min} := 1A$

Corrente Máxima que se Deseja Ler:  $I_{max} := 30A$

Tensão Mínima que Representa a Corrente Min.:  $V_{shuntmin} := R_{shunt} \cdot I_{min}$   $V_{shuntmin} = 0.01V$

Tensão Mínima que Representa a Corrente Max.:  $V_{shuntmax} := R_{shunt} \cdot I_{max}$   $V_{shuntmax} = 0.3V$

Tensão Mínima Lida no AD do Pic:  $V_{picmin} := 0.1V$

Tensão Máxima Lida no AD do Pic:  $V_{picmax} := 4.5V$

Ganho Escolhido para não Ultrapassar os Limites do PIC:  $K := 15$

Frequência de Corte Escolhida Devido a Perturbação:  $f_c := 30Hz$

Conferindo Tensões Mínimas e Máximas nos Terminas do PIC para o Ganho Escolhido:

$$V_{picmin} := V_{shuntmin} \cdot K \quad V_{picmin} = 0.15V \quad \text{OK!}$$

$$V_{picmax} := V_{shuntmax} \cdot K \quad V_{picmax} = 4.5V \quad \text{OK!}$$

Valor do Resistor Ra (Arbitrar):  $R_a := 15k\Omega$

Cálculo do Capacitor Ca:  $C_a := \frac{1}{2\pi R_a \cdot f_c}$   $C_a = 353.678 \cdot nF$

Valor do Capacitor Ca Escolhido Comercialmente:  $C_a := 330nF$

Recalculando Frequência de Corte:  $f_c := \frac{1}{2\pi R_a \cdot C_a}$   $f_c = 32.153 \cdot Hz$

Cálculo de Rb:  $R_b := \frac{R_a}{K}$   $R_b = 1 \cdot k\Omega$

---

## Projeto do Divisor Resistivo (Sensor de Tensão de Saída):

Tensão Máxima que deve ser Lida na Bateria:  $V_{\text{Batmax}} := 55\text{V}$

Tensão Mínima que deve ser Lida na Bateria:  $V_{\text{Batmin}} := 46\text{V}$

Tensão Máxima para representar a Máxima Tensão Lida para Proteção do PIC:  $V_{\text{Smax}} := 4\text{V}$

Resistor R2 (Arbitrado):

$$R_2 := 82\text{k}\Omega$$

Resistor R1:

$$R_1 := \frac{R_2 \cdot V_{\text{Smax}}}{V_{\text{Batmax}} - V_{\text{Smax}}} \quad R_1 = 6.431 \cdot \text{k}\Omega$$

Valor comercial de R1 mais próximo do Calculado:

$$R_1 := 6.8\text{k}\Omega$$

Ganho do Sensor:

$$K_t := \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad K_t = 0.077$$

Conferindo Tensões Mínimas e Máximas nos Terminais do PIC para o Ganho Escolhido:

$$V_{\text{picmin}} := V_{\text{Batmax}} \cdot K_t \quad V_{\text{picmin}} = 4.212 \text{ V} \quad \text{OK!}$$

$$V_{\text{picmax}} := V_{\text{Batmin}} \cdot K_t \quad V_{\text{picmax}} = 3.523 \text{ V} \quad \text{OK!}$$

Freqüência de corte Arbitrada 10 vezes menor que a freqüência de chaveamento:  $f_{\text{cn}} := \frac{f_s}{10}$

Cálculo do Capacitor de Filtragem do Sensor:  $C_1 := \frac{R_1 + R_2}{2\pi R_1 \cdot R_2 \cdot f_{\text{cn}}} \quad C_1 = 6.337 \cdot \text{nF}$

Valor comercial de C1 mais próximos do calculado:

$$C_1 := 6.8\text{nF}$$

Recalculando freqüência de Corte:

$$f_{\text{cn}} := \frac{R_1 + R_2}{2\pi R_1 \cdot R_2 \cdot C_1} \quad f_{\text{cn}} = 3.727 \cdot \text{kHz}$$

---

## Cálculo do Resistor de Gate:

Dados do Datasheet:

Capacitância  $C_{iss} := 5200\text{pF}$

Tempo de Subida  $t_r := 120\text{ns}$

Tensão de Comutação:  $V_g := 15\text{V}$

Tempo de Subida + Folga Arbitrada  $t_r := 150\text{ns}$

Corrente para Comutação:  $I_g := \frac{C_{iss} \cdot V_g}{t_r}$   $I_g = 0.52\text{ A}$

Cálculo do resistor de Gate:  $R_g := \frac{V_g}{I_g}$   $R_g = 28.846\ \Omega$

Resistor de gate Escolhido:  $R_g := 27\ \Omega$

---

## Proteção de Sub-Tensão:

Relé de Corte (Hasco HAT900) (Especificação):

Tensão de Comutação:  $V_{rc} := 24\text{V}$

Resistência da Bobina de Comutação  $R_{rc} := 660\ \Omega$

Tensão da Bateria no Momento em que o Relé é Acionado:  $V_{Batmin} = 46\text{ V}$

Valor do Resistor Ligado em Série para Alimentar a Bobina com a Tensão Adequada:

$$R_{src} := \frac{R_{rc} \cdot (V_{Batmin} - V_{rc})}{V_{rc}} \quad R_{src} = 605\ \Omega$$

Resistor Escolhido Comercialmente:  $R_{src} := 680\ \Omega$

Corrente que Circula no Resistor Relé:  $I_{src} := \frac{V_{Batmin}}{R_{rc} + R_{src}}$   $I_{src} = 0.034\text{ A}$

Potência Dissipada no Resistor Série:  $P_{Rsrc} := R_{src} \cdot I_{src}^2$   $P_{Rsrc} = 0.801\text{ W}$

OBS.: Escolhe-se, devido a potência calculada, um resistor do valor escolhido capaz de dissipar 1W. A corrente calculada também é especificação para a escolha do transistor bipolar que irá receber o comando do PIC para acionar o relé. Outro aspecto a lembrar é que devido a característica indutiva da bobina de comutação do relé há necessidade de se ligar um diodo em anti-paralelo com a mesma para evitar danos à bobina e ao transistor quando o pulso de comando for cessado.

---

### **Proteção de Sobre-Tensão:**

Relé de Descarte (DNI 0215) (Especificação):

$$\text{Tensão de Comutação: } V_{rd} := 24V$$

$$\text{Resistência da Bobina de Comutação } R_{rd} := 310\Omega$$

$$\text{Tensão da Bateria no Momento em que o Relé é Acionado: } V_{Batmax} := 52V$$

Valor do Resistor Ligado em Série para Alimentar a Bobina com a Tensão Adequada:

$$R_{srd} := \frac{R_{rd} \cdot (V_{Batmax} - V_{rd})}{V_{rd}} \quad R_{srd} = 361.667 \Omega$$

Resistor Escolhido Comercialmente:

$$R_{srd} := 400\Omega$$

$$\text{Corrente que Circula no Resistor Relé: } I_{srd} := \frac{V_{Batmax}}{R_{rd} + R_{srd}} \quad I_{srd} = 0.073 \text{ A}$$

$$\text{Potência Dissipada no Resistor Série: } P_{Rsrd} := R_{srd} \cdot I_{srd}^2 \quad P_{Rsrd} = 2.146 \text{ W}$$

OBS.: Escolhe-se, devido a potência calculada, um resistor do valor escolhido capaz de dissipar 3W. A corrente calculada também é especificação para a escolha do transistor bipolar que irá receber o comando do PIC para acionar o relé. Outro aspecto a lembrar é que devido a característica indutiva da bobina de comutação do relé há necessidade de se ligar um diodo em anti-paralelo com a mesma para evitar danos à bobina e ao transistor quando o pulso de comando for cessado.





# APÊNDICE-D

## LISTA DE COMPONENTES UTILIZADOS

Estágio	Descrição	Especificação	Qtd
FONTE AUXILIAR	Fusível de Vidro Pequeno 500mA		1
	Soquete de Placa para Fusível de Vidro		1
	Transistor Bipolar BJT	TIP 31A	1
	Regulador Linear 5V/500mA	78L05	1
	Diodo Zener 16V/1W	1N4745	1
	Diodo Zener 6,2V/1W	1N4735	1
	Capacitor de Polipropileno 1,5 $\mu$ F/20V		1
	Capacitor Cerâmico 330nF		1
	Capacitor Cerâmico 100nF		1
	LED Vermelho 3mm		2
	Resistor 3,9k $\Omega$ - 1W		1
	Resistor 1,5k $\Omega$ - 1/8W		1
	Resistor 560 $\Omega$ - 1/8W		1
FILTRO	Ampop com alimentação Assimétrica	LM358N	1
	Soquete para CI de 8 Pinos Torneado		1
	Diodo Zener 5,1V/0,5W	C5V1PH	1
	Capacitor Cerâmico 330nF		2
	Capacitor Cerâmico 100nF		1
	Resistor de Precisão 1k $\Omega$ - 1% - 1/8W		2
Resistor 15k $\Omega$ - 1/8W		2	
CIRCUITO DE CONTROLE	Microcontrolador	PI16F683	1
	Soquete para CI de 14 Pinos Torneado		1
	Resistor 10k $\Omega$ - 1/8W		1
	Resistor 560 $\Omega$ - 1/8W		3
	Potenciômetro de Precisão de 5k $\Omega$		3
	LED 3mm Verde		2
	LED 3mm Âmbar		1
	Capacitor Cerâmico 33pF		2
	Capacitor Cerâmico 100nF		1
Oscilador de Cristal 20MHz		1	
CIRCUITO AUXILIAR DE COMUTAÇÃO	Circuito Integrado de Driver	IR2127	1
	Soquete para CI de 8 Pinos Torneado		1
	Capacitor de Tântalo 1 $\mu$ F/35V		1
	Capacitor Cerâmico 100nF		1
	Diodo Ultrafast	MUR120	1
	Resistor 10k $\Omega$ - 1/8W		1
	Resistor 27 $\Omega$ - 1/8W		1
	Resistor 1,8k $\Omega$ - 5W		1



ESTÁGIO DE POTÊNCIA	MOSFET (VDSS =200V / ID=46A )	IRFP260	1
	Diodo Schottky 100V/40A	40CPQ100	1
	Diodo Ultrafast 200V/30A	MUR3020PT	1
	Capacitor Eletrolítico 1000 $\mu$ F/250V	B43501-B2108-M	3
	Ponte Retificadora Trifásica	SKD30/08	1
	Indutor 200 $\mu$ H	Núcleo: NEE 65/33/26 Número de Espiras: 39 Condutores em Paralelo: 5 Bitola do Fio: 17 AWG	1
SENSORES	Resistor de Precisão 82k $\Omega$ - 1% - 1/8W		1
	Resistor de Precisão 6,8k $\Omega$ - 1% - 1/8W		1
	Resistor Shunt 0,01 $\Omega$ - 1%	PBH	1
	Diodo Zener 5,1V/0,5W	C5V1PH	1
	Capacitor Cerâmico 6,8nF		1
PROTEÇÕES	Relé Normalmente Aberto 40A/24V	DNI 0212	1
	Relé Normalmente Fechado 30A/24V	HAT901CSDC24	1
	Transistor Bipolar NPN 1A	2N2222A	2
	Resistor 330 $\Omega$ - 3W		1
	Resistor 680 $\Omega$ - 1W		1
	Resistor 1k $\Omega$ - 1/8W		2
	Resistor 10k $\Omega$ - 1/8W		2
Diodo Retificador	1N4007	2	
COMPONENTES DE GRANDE PORTE	Turbina Eólica de Eixo Horizontal de Três Pás 2,46m de Diâmetro	GERAR 246 (ENERSUD)	1
	Gerador Síncrono a Ímã Permanente de Fluxo Axial	Modelo P7#18s3 (ENERSUD)	2
	Controlador de Carga para o Sistema Convencional	ENERSUD	1
	Bateria de Chumbo-Ácido de 12V do tipo Descarga Profunda	MOURA CLEAN	4
	Motor Trifásico de Indução e Respectivo Inversor de Frequência para Escolha da Rotação	MOTOR LINHA WEG IP55 INVERSOR WEG CFW10	1
	Resistores de Potência de 2 $\Omega$ - 25W para compor Banco de Resistência de Descarte de Carga 5 $\Omega$ - 450W		40
	Conector de 2 Pinos	MOLEX	2
	Conector de 3 Pinos para <i>Jumpers</i> <i>Jumpers</i>		3 3
DIVERSOS	Conector para alta corrente de 6 terminais		1
	Conector para alta corrente de 2 terminais		1
	Mostrador de Tensão Alternada, Analógico, 150V	ENGRO	1
	Mostrador de Corrente Contínua, Analógico, 40A	CP Eletrônica	1
	Dissipador de calor de Alumínio	Dimensões:	1
	Cabos e terminais diversos		

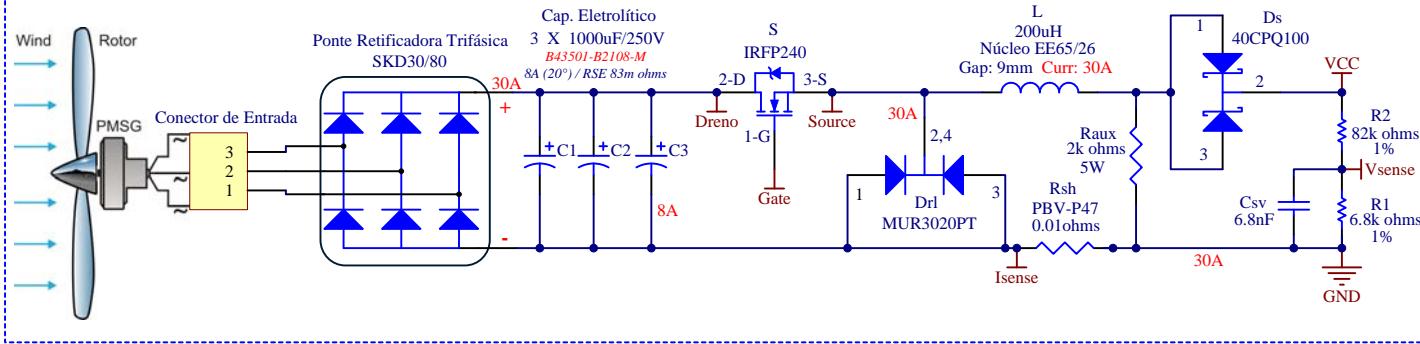
## APÊNDICE-E

---

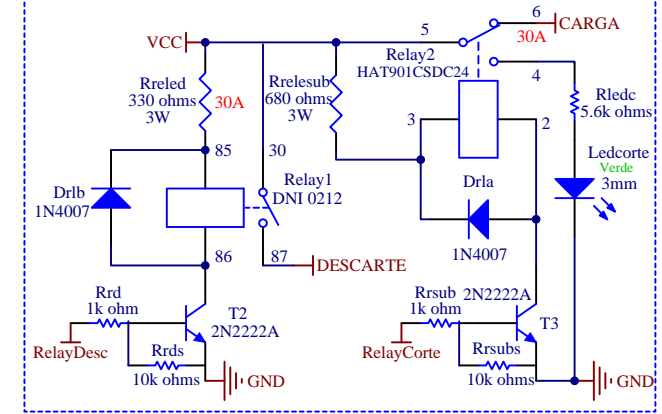
### **ESQUEMÁTICO COMPLETO USADO PARA CONFECÇÃO DO LAYOUT**

O esquemático utilizado para desenvolver o protótipo testado no Capítulo 8 foi desenvolvido no *software* Altium Designer® versão 6.0 e é apresentado a seguir.

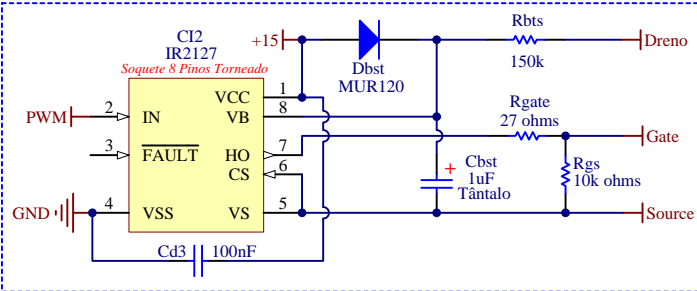
## ESTÁGIO DE POTÊNCIA BUCK (1.5kW)



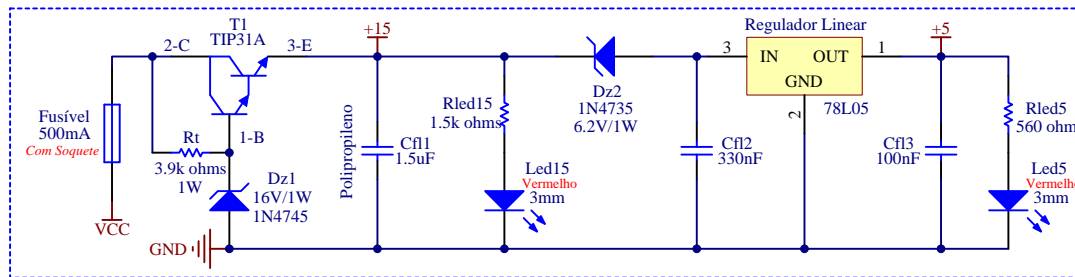
## PROTEÇÃO de SOBRECARGA e SUBTENSÃO



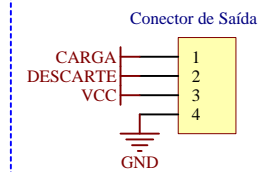
## CIRCUITO AUXILIAR DE COMUTAÇÃO (BOOTSTRAP)



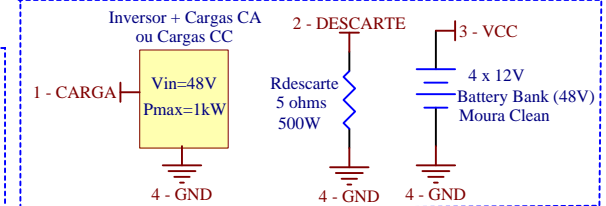
## FONTE AUXILIAR (15V,150mA / 5V,50mA)



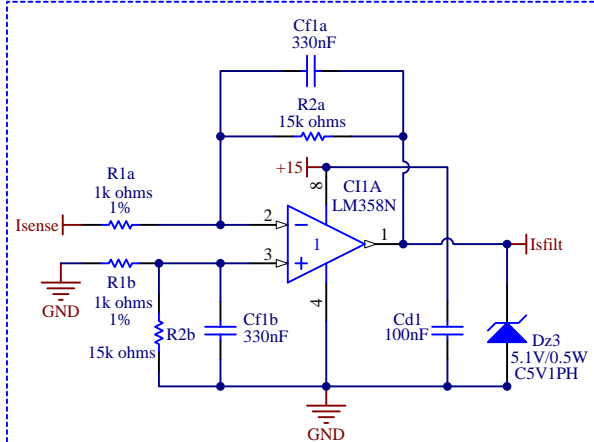
## Conector de Saída



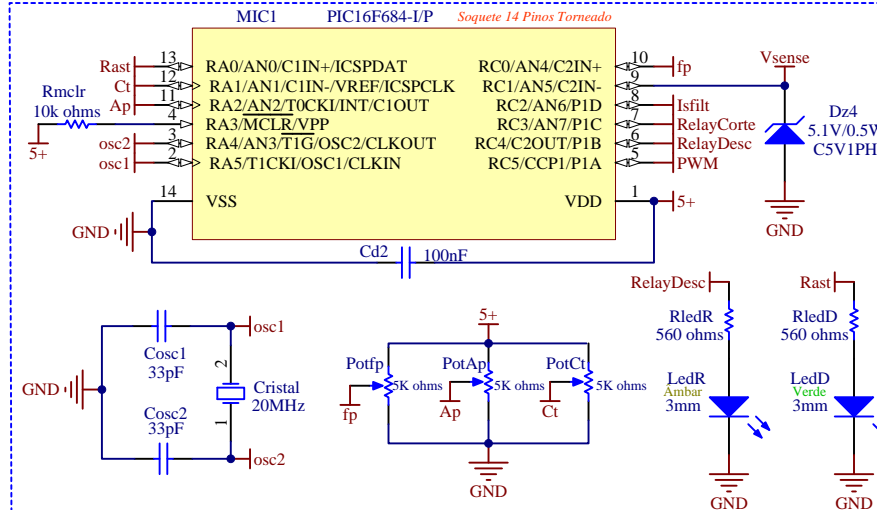
## SAÍDA



## FILTRO PASSA-BAIXA com Rejeição de Ruído de Modo Comum



## ESTÁGIO DE CONTROLE E MPPT



## Componentes Montados em Dissipador Comum:

**Ponte Retificadora:** SKD30/08  
**Interruptor (S):** IRFP240  
**Diodo Schottky (Ds):** 40CPQ100  
**Resistor Shunt: (Rsh):** PBV-P47  
**Transistor BJT:** TIP31A

## Observações:

- Trilhas curtas no interruptor e diodo de roda livre;
- LEDs em bloco único;
- Potenciômetros bloco único;
- "Jumper" de medida de corrente no interruptor e no diodo de roda livre;
- Bloco de controle afastado do magnético.

<b>Sistema Eólico de Pequeno Porte para Carregamento de Banco de Baterias com Rastreamento de Máxima Potência</b>		Universidade Federal de Santa Catarina Caixa Postal 5119 Cep: 88040-970 Florianópolis - SC Fone: (48) 3721-9204 Fax: (48) 3234-5422 e-mail: www.inep.ufsc.br	
Papel: A4	Documento: 0001		
Data: 4/2/2009	Folha:		
Autor: Gabriel Tibola		<b>Instituto de Eletrônica de Potência</b>	