

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA

CONTROLE ESCALAR *SENSORLESS* PARA  
SISTEMAS DE CONVERSÃO DE ENERGIA  
EÓLICA COM GERADOR SÍNCRONO DE ÍMÃS  
PERMANENTES

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Gustavo Guilherme Koch

Santa Maria, RS, Brasil  
2015



**CONTROLE ESCALAR *SENSORLESS* PARA  
SISTEMAS DE CONVERSÃO DE ENERGIA  
EÓLICA COM GERADOR SÍNCRONO DE ÍMÃS  
PERMANENTES**

**Gustavo Guilherme Koch**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM,RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica.**

**Orientador: Prof. Humberto Pinheiro**

**Santa Maria, RS, Brasil  
2015**

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Koch, Gustavo Guilherme

CONTROLE ESCALAR *SENSORLESS* PARA SISTEMAS DE CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA COM GERADOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES / Gustavo Guilherme Koch - 2015

124 p.; 30 cm

Orientador: Humberto Pinheiro

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2015

1. PMSG 2. Observador por Modos Deslizantes 3. MPPT 4. Controle escalar de conjugado I. Pinheiro, Humberto II. Título.

---

© 2015

Todos os direitos autorais reservados a Gustavo Guilherme Koch. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Av. Roraima, Nº 1000, Bairro Camobi, Santa Maria, RS, Brasil, CEP: 97105-900;

Endereço Eletrônico: [gustavoguilhermekoch@gmail.com](mailto:gustavoguilhermekoch@gmail.com)

---

**Universidade Federal de Santa Maria  
Centro de Tecnologia  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,  
aprova a Dissertação de Mestrado

**CONTROLE ESCALAR *SENSORLESS* PARA  
SISTEMAS DE CONVERSÃO DE ENERGIA  
EÓLICA COM GERADOR SÍNCRONO DE ÍMÃS  
PERMANENTES**

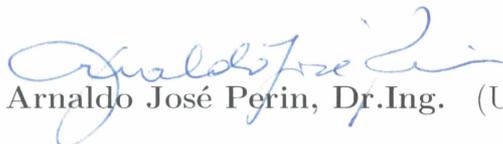
elaborada por  
**Gustavo Guilherme Koch**

como requisito parcial para obtenção do grau de  
**Mestre em Engenharia Elétrica**

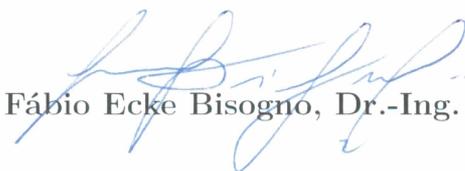
**COMISSÃO EXAMINADORA:**



**Humberto Pinheiro, Ph.D.**  
(Presidente/Orientador)



**Arnaldo José Perin, Dr.Ing.** (UFSC)



**Fábio Ecke Bisogno, Dr.-Ing.** (UFSM)

Santa Maria, 24 de Agosto de 2015



Aos meus pais, meu irmão, minhas irmãs, minha namorada e minha vó pelo amor,  
carinho e incentivo.



## AGRADECIMENTOS

Agradeço ao professor Humberto Pinheiro, pela sua orientação com compreensão e confiança, compartilhando suas ideias, críticas, reflexões, e principalmente seu conhecimento que contribuiu de forma ativa aos estudos propostos.

À Universidade Federal de Santa Maria, ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e principalmente a coordenação do PPGEE por propiciar a oportunidade de acesso ao curso de pós-graduação de alta qualidade. Agradecimento aos professores Hilton Abílio Gründling, Cassiano Rech, Robison Figueiredo de Camargo, Vinícius Foletto Montagner e Rodrigo Padilha Vieira que compartilharam seus conhecimentos e experiências ao longo do curso.

Ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle por fornecer um ambiente e recursos de trabalho que foram essenciais ao desenvolvimento desta dissertação.

A meu pai Helio Koch e minha mãe Iris Koch, agradeço pelo amor, carinho, ensinamentos e oportunidades ao longo do tempo, sempre mostrando a importância dos estudos em nossas vidas. E também a minha vó Tereza Koch, meu irmão Eder Koch e família, minhas irmãs, Simone Koch Sabo e família e Camile Koch pelo amor, amizade e companheirismo.

A minha companheira, colega, dupla, amiga e namorada Thieli S. Gabbi, agradeço pelo amor, carinho, amizade e ensinamentos ao longo destes anos juntos, sempre demonstrando que seríamos capaz de chegar ao fim dessa jornada juntos.

A família Gabbi, minha segunda família, José Gabbi e Elcide Gabbi, agradeço por sempre me receber de braços abertos e por todo o amor, carinho e suporte ao longo desses anos juntos.

Aos amigos e colegas Gustavo Finamor, Leandro Kehler, Matheus Camargo, Vinícius Ludwig Barbosa por estarem juntos nessa jornada, fortalecendo os laços de amizade, compartilhando momentos de alegria e diversão.

Aos amigos do grupo de pesquisa GEPOC, André Nicolini, Antônio Andrade, Caio Osório, Celso Tischer, Claiton Mainardi, Fernanda Carnielutti, Gleisson Balen, Henrique Figueira, Jonas Tibola, Lucas Scherer e Rafael Scapini, pela troca de conhecimentos, pela boa convivência, pelos cafés e animadas rodas de chimarrão. Quero agradecer em especial ao Germano Henz, Gilberto Schneider e Jordan Zucuni pelo companheirismo durante o dia-a-dia e ajuda para o desenvolvimento desse trabalho.

A todas as demais pessoas, amigos e familiares que colaboraram de alguma forma com este trabalho e com esta etapa da minha formação, muito obrigado.



“Nós não somos o que sabemos.  
Somos o que estamos dispostos a  
aprender.”

**Council on Ideas**



## RESUMO

Dissertação de Mestrado  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica  
Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil

### CONTROLE ESCALAR *SENSORLESS* PARA SISTEMAS DE CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA COM GERADOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES

AUTOR: GUSTAVO GUILHERME KOCH

ORIENTADOR: HUMBERTO PINHEIRO

Local da Defesa e Data: Santa Maria, 24 de Agosto de 2015.

Esta dissertação propõe um método de controle escalar direto de conjugado e uma técnica de controle de corrente para maximização da eficiência aerodinâmica de sistemas de conversão de energia eólica (WECS) que utilizam geradores síncronos de ímãs permanente (PMSG) com polos não salientes. O rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT), impõe o conjugado ótimo ao gerador apenas por meio do controle do conversor estático. Duas topologias são abordadas: conversor *boost*, amplamente utilizado em WECS, em que o método de MPPT é implementado por meio do controle da corrente do indutor *boost*, e um conversor *boost* trifásico CA, com controle escalar direto de torque. Buscando reduzir os sensores mecânicos do sistema, estimadores para obtenção da velocidade e da posição rotórica são propostos. Primeiramente um observador no domínio de tempo contínuo em coordenadas  $\alpha\beta$  é desenvolvido, contendo dois observadores: um de corrente por modos deslizantes, cuja função é determinar a força eletromotriz (EMF) e um observador de EMF, baseado no método direto de Lyapunov, com objetivo de determinar a velocidade rotórica. Posteriormente são descritos observadores por modos deslizantes no domínio de tempo discreto de velocidade e posição rotórica. Resultados de simulação e experimentais são apresentados para validar a análise teórica e demonstrar o desempenho das técnicas de controle e estimação propostas.

**Palavras-chave:** PMSG, Observador por modos deslizantes, MPPT, Controle escalar direto de conjugado.



# ABSTRACT

Master's Dissertation

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica  
Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil

## SENSORLESS SCALAR CONTROL TO WIND ENERGY CONVERSION SYSTEMS WITH PERMANENT MAGNETS SYNCHRONOUS GENERATORS

AUTHOR: GUSTAVO GUILHERME KOCH

ADVISOR: HUMBERTO PINHEIRO

Place and Date: Santa Maria, August 26<sup>st</sup>, 2015.

This master thesis proposes a control method of scalar direct torque control and a technique of current control to maximize the aerodynamic efficiency of wind energy conversion systems (WECS) using permanent magnets synchronous generators (PMSG) with non-salient poles. The maximum power point tracking (MPPT) is possible to apply optimum torque to the generator by just controlling the static converter. Two topologies are addressed: The first one is a boost converter, widely used in WECS, where the MPPT method is implemented by the controlling the boost inductor current; and the second is a three phase AC boost converter where the scalar direct torque control is proposed. Aims to reduce the mechanic speed sensor a work with sensorless algorithms, is proposed. First an observer in the continuous time domain in coordinates  $\alpha\beta$  is developed containing two observers: a current sliding mode whose function is to determine the electromotive force (EMF) and EMF observer which aims to determine the rotor speed based on the direct method of Lyapunov. After, in the discrete time domain, sliding mode observers of speed and rotor position are described. Simulation and experimental results are presented to validate the theoretical analysis and demonstrate the good performance of the techniques to drive PMSG.

**Keywords:** PMSG, sliding mode observer, MPPT, Direct Scalar Torque Control.



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	– Sistema de conversão de energia eólica com conversor <i>boost</i> . . . . .	30
Figura 1.2	– Sistema de conversão de energia eólica com conversor PWM trifásico. . . . .	30
Figura 2.1	– Componentes do sistema de conversão de energia eólica. . . . .	35
Figura 2.2	– $C_p$ em função de $\lambda(TSR)$ . . . . .	38
Figura 2.3	– Curvas de conjugado para o gerador. . . . .	39
Figura 2.4	– Curvas de potência para o gerador. . . . .	39
Figura 2.5	– Regiões de operação da turbina eólica. . . . .	41
Figura 2.6	– Circuito elétrico estatórico. . . . .	43
Figura 2.7	– Relação entre coordenadas $\alpha\beta$ e $abc$ . . . . .	46
Figura 3.1	– Conversor <i>boost</i> . . . . .	52
Figura 3.2	– Interruptor $S_{boost}$ em condução. . . . .	52
Figura 3.3	– Interruptor $S_{boost}$ bloqueado. . . . .	53
Figura 3.4	– Diagrama de bode do conversor <i>boost</i> para modelo completo e simplificado. . . . .	57
Figura 3.5	– Sistema de conversão de energia eólica com conversor <i>boost</i> convencional, sistema de controle e variáveis elétricas e mecânicas. . . . .	58
Figura 3.6	– Diagrama de blocos do método de MPPT. . . . .	59
Figura 3.7	– Esquemático do retificador <i>boost</i> proposto por Tolbert et al. (2002). . . . .	59
Figura 3.8	– Conversor <i>boost</i> CA proposto. . . . .	60
Figura 3.9	– Correntes $i_\alpha$ e $i_\beta$ correspondentes ao modelo dinâmico (3.44), para parâmetros da Tabela 3.2. . . . .	64
Figura 3.10	– Correntes $i_\alpha$ e $i_\beta$ correspondentes a simulação numérica do <i>PSIM</i> <sup>®</sup> para parâmetros da Tabela 3.2. . . . .	64
Figura 3.11	– Conjugado eletromagnético do modelo dinâmico e simulação numérica. $E = 400 V$ , $d = 0,5$ para $t < 0,2$ e $d = 0,53$ para $t > 0,2$ . . . . .	65
Figura 3.12	– Detalhes da Figura 3.11, $E = 400 V$ , $d = 0,5$ para $0,15 < t < 0,2$ . . . . .	66
Figura 3.13	– Conjugado eletromagnético do modelo dinâmico e simplificado, $n_e = 400 rpm$ $E = 400 V$ , $d = 0,5$ para $t < 0,2$ e $d = 0,53$ para $t > 0,2$ . . . . .	67
Figura 3.14	– Parâmetros do modelo dinâmico simplificado em função da velocidade, $V_{cc} = 400 V$ . . . . .	68
Figura 3.15	– Resposta em malha fechada para o controle escalar do conjugado para $V_{cc} = 400 V$ , $n_e = 300 rpm$ para $t < 0,3$ , $n_e = 400 rpm$ para $0,3 < t < 0,6$ e $n_e = 500 rpm$ para $t > 0,6$ . . . . .	69
Figura 4.1	– Diagrama de blocos do algoritmo <i>sensorless</i> no domínio de tempo contínuo. . . . .	72
Figura 5.1	– Resultado de simulação. Corrente estatórica $i_\alpha$ , força eletromotriz $e_\alpha$ e velocidade de rotação $\omega_e$ da turbina com conversor <i>boost</i> . . . . .	95
Figura 5.2	– Resultado de simulação. Corrente estatórica $i_\alpha$ , força eletromotriz $e_\alpha$ e velocidade de rotação $\omega_e$ da turbina com conversor <i>boost</i> CA. . . . .	95
Figura 6.1	– Bancada para ensaios experimentais. . . . .	98
Figura 6.2	– Sistema de conversão de energia eólica com conversor <i>boost</i> convencional, sistema de controle e medidas elétricas e mecânicas. . . . .	98
Figura 6.3	– Sistema de conversão de energia eólica com conversor <i>boost</i> CA, sistema de controle e medidas elétricas e mecânicas. . . . .	99
Figura 6.4	– Plataforma experimental do conversor <i>boost</i> com sistema de instrumentação e unidade de processamento e controle. . . . .	100
Figura 6.5	– Plataforma experimental do conversor <i>boost</i> CA com sistema de instrumentação e unidade de processamento e controle. . . . .	100

Figura 6.6 – Sistema de conversão de energia eólica com conversor <i>boost</i> e algoritmo <i>sensorless</i> . . . . .	101
Figura 6.7 – Resultado experimental. Corrente estatórica $i_\alpha$ e corrente estatórica estimada $\hat{i}_\alpha$ , para variação da velocidade. . . . .	103
Figura 6.8 – Resultado experimental. Força eletromotriz $e_\alpha$ e força eletromotriz estimada $\hat{e}_\alpha$ , para variação da velocidade. . . . .	103
Figura 6.9 – Resultado experimental. Velocidade real $n_e$ ( <i>encoder</i> ) e velocidade estimada $\hat{n}_e$ , para variações de $250 \rightarrow 350 \rightarrow 450 \rightarrow 400$ <i>RPM</i> . . . . .	104
Figura 6.10 – Resultado experimental. Corrente de referência do conversor <i>boost</i> $i_L^*$ e corrente do conversor <i>boost</i> $i_L$ , para variação da velocidade. . . . .	104
Figura 6.11 – Resultado experimental. Conjugado ótimo calculado $T^*$ e conjugado estimado $\hat{T}$ , para variação da velocidade. . . . .	104
Figura 6.12 – Resultado experimental. Correntes $i_\alpha$ $i_\beta$ , EMF $e_\alpha$ $e_\beta$ , corrente conversor <i>boost</i> $i_L$ , correntes $i_{abc}$ e tensões $v_{abc}$ de fase do gerador, para a velocidade de $550$ <i>RPM</i> . . . . .	106
Figura 6.13 – Resultado experimental. Posição rotórica real $\theta_e$ e velocidade $n_e = 550$ <i>RPM</i> . . . . .	107
Figura 6.14 – Resultado experimental. Posição rotórica real $\theta_e$ , posição rotórica estimada $\hat{\theta}_{e1}$ e posição rotórica compensada $\hat{\theta}_{e2}$ . . . . .	107
Figura 6.15 – Sistema de conversão de energia eólica com conversor <i>boost</i> CA proposto. . . . .	108
Figura 6.16 – Resultado experimental. Corrente estatórica $i_\alpha$ e corrente estatórica estimada $\hat{i}_\alpha$ para variação da velocidade. . . . .	110
Figura 6.17 – Resultado experimental. Força eletromotriz $e_\alpha$ e força eletromotriz estimada $\hat{e}_\alpha$ para variação da velocidade. . . . .	110
Figura 6.18 – Resultado experimental. Velocidade real $n_e$ ( <i>encoder</i> ) e velocidade estimada $\hat{n}_e$ , para variações de $200 \rightarrow 300$ <i>RPM</i> . . . . .	111
Figura 6.19 – Resultado experimental. Conjugado ótimo calculado $T^*$ e conjugado estimado $\hat{T}$ para variação da velocidade. . . . .	111
Figura 6.20 – Resultado experimental. Posição rotórica real $\theta_e$ e posição rotórica estimada $\hat{\theta}_e$ para variação da velocidade. . . . .	112
Figura 6.21 – Resultado experimental. Correntes $i_a$ $i_b$ $i_c$ do gerador para variação da velocidade. . . . .	112
Figura 6.22 – Resultado experimental. Correntes $i_\alpha$ $i_\beta$ , EMF $e_\alpha$ $e_\beta$ , correntes $i_{abc}$ e tensões $v_{abc}$ do gerador, para a velocidade de $300$ <i>RPM</i> . . . . .	113
Figura 6.23 – Resultado experimental. Posição rotórica $\theta_e$ , velocidade imposta de $n_e = 300$ <i>RPM</i> e conjugado eletromagnético $T$ . . . . .	114
Figura 6.24 – Espectro harmônico de amplitude do conjugado apresentado na Figura 6.23. . . . .	115

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1	–	Constantes de aproximação. ....	36
Tabela 2.2	–	Parâmetros do PMSG e dados da turbina eólica. ....	37
Tabela 2.3	–	Parâmetros do gerador <i>Alxion Automatique &amp; Productique</i> . ....	37
Tabela 3.1	–	Operação da segunda etapa do conversor <i>boost</i> CA em CCM ( <i>S</i> bloqueada). ....	61
Tabela 3.2	–	Parâmetros de simulação e modelo dinâmico. ....	63
Tabela 3.3	–	Valores de $K$ e $T$ para diferentes velocidades $n_e$ e $E = 400 V$ . ....	67
Tabela 5.1	–	Ganhos dos observadores para simulação em tempo discreto do conversor <i>boost</i> . ....	94
Tabela 5.2	–	Ganhos dos observadores para simulação em tempo discreto do conversor <i>boost</i> CA. ....	94
Tabela 6.1	–	Dados da conversor <i>boost</i> . ....	101
Tabela 6.2	–	Ganhos do controlador PI e dos observadores para o conversor <i>boost</i> . ....	102
Tabela 6.3	–	Dados da conversor <i>boost</i> CA. ....	108
Tabela 6.4	–	Ganhos do controlador PI e dos observadores para o conversor <i>boost</i> CA. ....	109
Tabela 6.5	–	Comparativo dos conversores <i>boost</i> e <i>boost</i> CA. ....	116



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<i>CA</i>	Corrente Alternada
<i>CC</i>	Corrente Contínua
<i>CCM</i>	<i>Continuous Conduction Mode</i>
<i>DSP</i>	<i>Digital Signal Processor</i>
<i>DTC</i>	<i>Direct Torque Control</i>
<i>EMF</i>	<i>Electromotive Force</i>
<i>EPE</i>	Empresa de Pesquisa Energética
<i>FOC</i>	<i>Field Oriented Control</i>
<i>LPF</i>	<i>Low-Pass Filter</i>
<i>MPPT</i>	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
<i>PI</i>	Proporcional-Integral
<i>PLL</i>	<i>Phase-Locked Loop</i>
<i>PMSG</i>	<i>Permanent Magnet Synchronous Generator</i>
<i>PWM</i>	<i>Pulse-Width Modulation</i>
<i>QSM</i>	<i>Quasi-Sliding Mode</i>
<i>RPM</i>	Rotações Por Minuto
<i>TSR</i>	<i>Tip-Speed Ratio</i>
<i>WECS</i>	<i>Wind Energy Conversion Systems</i>



## LISTA DE SÍMBOLOS

$P_m$	Potência mecânica extraída do vento
$\rho$	Densidade volumétrica do ar
$R$	Raio das pás da turbina eólica
$v_v$	Velocidade do vento
$C_P$	Coefficiente de potência da turbina
$\beta$	Ângulo de passo das pás
$\lambda$	Relação de velocidade na ponta das pás da turbina
$\omega_t$	Velocidade angular mecânica do rotor
$P_g$	Potência gerada pela turbina
$\eta$	Eficiência energética da conversão de energia do sistema elétrico/mecânico
$\omega_m$	Velocidade nominal do gerador
$G$	Relação da caixa de engrenagem
$C_{Pmax}$	Coefficiente de máxima potência da turbina
$\lambda_{max}$	Relação de máxima velocidade na ponta das pás da turbina
$T_g$	Conjugado do gerador
$T_{dopt}$	Conjugado ótimo para o gerador
$K_{topt}$	Constante ótima de conjugado
$P_{out}$	Potência de saída
$v_a$	Tensão na fase $a$ do gerador
$v_b$	Tensão na fase $b$ do gerador
$v_c$	Tensão na fase $c$ do gerador
$i_a$	Corrente de fase $a$ do gerador
$i_b$	Corrente de fase $b$ do gerador
$i_c$	Corrente de fase $c$ do gerador
$\phi_a$	Fluxo estatórico da fase $a$
$\phi_b$	Fluxo estatórico da fase $b$
$\phi_c$	Fluxo estatórico da fase $c$
$\phi_a^r$	Fluxo concatenado do rotor com a fase $a$
$\phi_b^r$	Fluxo concatenado do rotor com a fase $b$
$\phi_c^r$	Fluxo concatenado do rotor com a fase $c$
$\phi_{srm}$	Fluxo concatenado dos ímãs
$L_a$	Indutância própria da fase $a$
$L_b$	Indutância própria da fase $b$
$L_c$	Indutância própria da fase $c$
$M_{ab}$	Indutância mútua entre as fases $a$ e $b$
$M_{bc}$	Indutância mútua entre as fases $b$ e $c$
$M_{ca}$	Indutância mútua entre as fases $c$ e $a$
$R_s$	Resistência estatórica
$L_s$	Valor médio das indutâncias próprias
$L_m$	Valor máximo da variação senoidal das indutâncias próprias

## LISTA DE SÍMBOLOS

---

$\theta_e$	Posição angular elétrica
$\omega_e$	Velocidade angular elétrica
$P_{in}$	Potência de entrada
$P_{cu}$	Potência dissipada pela resistência estatórica ou perdas no cobre
$P_e$	Potência eletromecânica
$T_e$	Conjugado eletromecânico
$\omega_m$	Velocidade mecânica
$N_P$	Número de polos
$\mathbf{K}_{\alpha\beta}$	Matriz de transformação de Clarke
$v_\alpha$	Tensão estatórica no eixo $\alpha$
$v_\beta$	Tensão estatórica no eixo $\beta$
$i_\alpha$	Corrente estatórica no eixo $\alpha$
$i_\beta$	Corrente estatórica no eixo $\beta$
$\phi_\alpha$	Fluxo estatórico no eixo $\alpha$
$\phi_\beta$	Fluxo estatórico no eixo $\beta$
$\phi_\alpha^r$	Fluxo concatenado do rotor com o eixo $\alpha$
$\phi_\beta^r$	Fluxo concatenado do rotor com o eixo $\beta$
$e_\alpha$	Força eletromotriz no eixo $\alpha$
$e_\beta$	Força eletromotriz no eixo $\beta$
$v_o$	Tensão de saída do conversor
$v_{in}$	Tensão de entrada do conversor
$L$	Indutor do conversor <i>boost</i>
$R_o$	Resistor de saída conversor <i>boost</i>
$C$	Capacitor do conversor <i>boost</i>
$i_L$	Corrente no indutor do conversor <i>boost</i>
$v_c$	Tensão no capacitor do conversor <i>boost</i>
$d$	Razão cíclica
$I_L^*$	Referência para corrente do indutor <i>boost</i> gerada pelo MPPT
$V_{dc}$	Tensão de entrada MPPT
$v_{ab}$	Tensão de linha entre as fases $a$ e $b$
$v_{bc}$	Tensão de linha entre as fases $b$ e $c$
$E$	Tensão do barramento
$K$	Ganho do modelo dinâmico simplificado do conversor <i>boost</i> CA
$T$	Constante de tempo do modelo dinâmico simplificado do <i>boost</i> CA
$\hat{i}_\alpha$	Corrente observada do eixo $\alpha$
$\hat{i}_\beta$	Corrente observada do eixo $\beta$
$u_\alpha$	Função de atração do eixo $\alpha$
$u_\beta$	Função de atração do eixo $\beta$
$k_1$	Ganho do observador de corrente em $\alpha\beta$
$s_\alpha$	Superfície de deslizamento para o eixo $\alpha$
$s_\beta$	Superfície de deslizamento para o eixo $\beta$
$sign$	Função sinal
$e_\alpha^{eq}$	Força eletromotriz equivalente no eixo $\alpha$

$e_{\beta}^{eq}$	Força eletromotriz equivalente no eixo $\beta$
$\tilde{i}_{\alpha}$	Erro de rastreamento da corrente $i_{\alpha}$
$\tilde{i}_{\beta}$	Erro de rastreamento da corrente $i_{\beta}$
$V$	Função candidata a Lyapunov
$\hat{e}_{\alpha}$	Estimação da força eletromotriz do eixo $\alpha$
$\hat{e}_{\beta}$	Estimação da força eletromotriz do eixo $\beta$
$\tilde{e}_{\alpha}$	Erro de estimação da força eletromotriz $e_{\alpha}$
$\tilde{e}_{\beta}$	Erro de estimação da força eletromotriz $e_{\beta}$
$\hat{\omega}_e$	Estimação da velocidade elétrica
$\tilde{\omega}_e$	Erro de estimação da velocidade elétrica $\omega_e$
$\hat{\theta}_e$	Estimação da posição elétrica
$T_s$	Período de amostragem
$k$	Amostra
$u_{\alpha}^{eq}$	Lei de aproximação equivalente do eixo $\alpha$
$u_{\beta}^{eq}$	Lei de aproximação equivalente do eixo $\beta$
$u_{\alpha}^{md}$	Lei de aproximação por modos deslizantes do eixo $\alpha$
$u_{\beta}^{md}$	Lei de aproximação por modos deslizantes do eixo $\beta$
$h_1$	Ganho do observador de corrente no domínio do tempo discreto
$h_2$	Ganho do observador de corrente no domínio do tempo discreto
$e_{\alpha}^{lpf}$	Força eletromotriz do eixo $\alpha$ obtida por meio do filtro passa-baixa
$e_{\beta}^{lpf}$	Força eletromotriz do eixo $\beta$ obtida por meio do filtro passa-baixa
$\omega_{filtro}$	Frequência de corte do filtro passa-baixa
$h_3$	Ganho do estimador de velocidade
$\gamma$	Constante de aceleração da convergência do estimador de velocidade



# SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO</b> .....	27
1.1 Introdução geral .....	27
1.2 Revisão bibliográfica .....	29
1.3 Objetivos da dissertação .....	32
1.4 Organização da dissertação .....	33
<b>2 MODELAGEM DE SISTEMAS DE CONVERSÃO EÓLICA</b> .....	35
2.1 Introdução .....	35
2.2 Modelagem da turbina eólica .....	35
2.2.1 Princípios aerodinâmicos .....	36
2.3 Gerador síncrono a ímãs permanentes .....	42
2.3.1 Considerações iniciais .....	42
2.3.2 Modelo em coordenadas $abc$ .....	43
2.3.3 Representação em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ .....	46
2.4 Considerações finais .....	49
<b>3 CONVERSORES <i>BOOST</i> APLICADOS À WECS</b> .....	51
3.1 Introdução .....	51
3.1.1 Método de maximização da eficiência aerodinâmica .....	51
3.2 Conversor <i>boost</i> .....	51
3.2.1 Método de MPPT para o conversor <i>boost</i> .....	58
3.3 Conversor <i>boost</i> CA .....	59
3.3.1 Modelagem do conversor <i>boost</i> CA .....	60
3.4 Considerações finais .....	69
<b>4 SISTEMA <i>SENSORLESS</i> NO TEMPO CONTÍNUO</b> .....	71
4.1 Introdução .....	71
4.1.1 Aspectos gerais sobre modos deslizantes .....	72
4.2 Considerações iniciais .....	73
4.3 Observador de corrente por modos deslizantes para obtenção da EMF	74
4.4 Observador de força eletromotriz para estimação da velocidade elétrica .....	76
4.5 Considerações finais .....	77
<b>5 SISTEMA <i>SENSORLESS</i> NO TEMPO DISCRETO</b> .....	79
5.1 Introdução .....	79
5.1.1 Condições para a existência de uma superfície por modos deslizantes discreta	79
5.1.2 Modelo do PMSG no domínio de tempo discreto .....	83
5.2 Observador de corrente por modos deslizantes em tempo discreto ..	84

5.3 Observador de EMF para obtenção da velocidade e posição rotórica	89
5.4 Considerações finais .....	96
<b>6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS</b> .....	97
6.1 Introdução .....	97
6.2 Descrição da bancada experimental .....	97
6.2.1 Resultados experimentais para o conversor <i>boost</i> .....	101
6.2.2 Resultados experimentais para o conversor <i>boost</i> CA .....	107
6.3 Considerações finais .....	115
<b>7 CONCLUSÃO GERAL</b> .....	117
7.1 Trabalhos futuros .....	118
<b>REFERÊNCIAS</b> .....	119

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 Introdução geral

A utilização de fontes alternativas para geração de energia elétrica tem recebido grande atenção nas últimas décadas devido à escassez e encarecimento dos combustíveis fósseis em virtude dos problemas ambientais associados aos tradicionais recursos energéticos não renováveis (ROCHA, 2008).

Dentro deste contexto, a energia eólica tem se demonstrado uma fonte de energia renovável atraente que contribui para a matriz energética em muitos países (MONTEZANO, 2007). Prova disso é que atualmente os Sistemas de Conversão de Energia Eólica (WECS, do inglês "*Wind Energy Conversion Systems*") têm sido amplamente empregados tanto em sistemas elétricos autônomos quanto conectados à rede elétrica com capacidade de geração cada vez mais elevada.

Até o ano de 2050, estima-se que a energia eólica seja responsável por 25% a 30% da produção de energia elétrica, conforme dados do relatório GWEC (GWEC, 2014). Atualmente é a fonte energética com as maiores taxas de crescimento em capacidade instalada, apresentando um taxa média de crescimento anual de 32% nos últimos 5 anos (EPE, 2015). Existem hoje instalações de energia eólica comerciais em mais de 90 países com capacidade total instalada de 318 GW no final de 2013, proporcionando cerca de 3% da oferta global de eletricidade (GWEC, 2014). Dentro do contexto mundial, o Brasil tem um enorme potencial para a energia eólica. Segundo a Empresa de Pesquisa Energética (EPE, 2015) em 2011, a capacidade instalada acumulada era de 2,705 GW. Até o final de 2013, a capacidade total instalada situou-se em mais de 6,5 GW. Em 2014, o Brasil superou a marca de 12 GW em capacidade instalada total, com aproximadamente 200 parques eólicos em operação.

Quanto aos geradores eólicos modernos, as máquinas síncronas excitadas por ímã permanente (PMSG, do inglês "*Permanent Magnet Synchronous Generator*") têm sido frequentemente empregadas nos novos desenvolvimentos em sistemas de conversão eólica de velocidade variável pois, dentre vantagens têm-se: dispensam o uso de caixa de engrenagens, diminuindo assim peso, custo e manutenção do equipamento; apresentam alta confiabilidade e pouca emissão de ruído durante a operação sob baixas velocidades, além de elevada densidade de potência, eficiência, robustez e uma grande controlabilidade (GIERAS; WING, 2002).

Uma característica de sistemas de conversão eólica de velocidade variável, é que geralmente há necessidade do gerador ser conectado por meio de conversores estáticos na rede elétrica, ou seja, através de sistemas de conversores estáticos capazes de processar

e controlar apropriadamente 100% do fluxo de energia proveniente do gerador. Estes conversores permitem que o WECS seja utilizado próximo de seu ponto ideal de operação. Além disto, os conversores estáticos modernos garantem a melhoria da qualidade da energia gerada e que esta seja transmitida à rede com alto rendimento de conversão e de maneira confiável.

Para maximizar a eficiência aerodinâmica quando a velocidade do vento está abaixo da nominal, utiliza-se algoritmos de rastreamento de máxima potência (MPPT - "*Maximum Power Point Tracking*"). Esse algoritmo visa a operação do WECS com máximo coeficiente de potência ( $C_p$ ), ou seja, máxima relação entre a potência absorvida pela turbina e a disponível no vento. Para tal, os conversores utilizados devem apresentar uma estratégia de controle que permita a manutenção deste parâmetro próximo ao seu valor máximo.

Em algoritmos de controle e proteção de WECS, sensores mecânicos são amplamente utilizados. Uma vantagem de se utilizar esses sensores, é que eles fornecem a variável de controle com a precisão e resolução requerida pelo processo. Porém algumas desvantagens a estes podem ser listadas, como: (i) custo associado ao sensor e interface de comunicação, para sistema de pequeno porte, (ii) sensibilidade a ruídos e (iii) possibilidades de falhas em ambientes hostis. Uma alternativa para contornar estas limitações é o uso da estimação de estados (método *sensorless*). O método *sensorless* pode ser utilizado para redução de custos bem como para incremento da confiabilidade, pois as variáveis estimadas podem ser usadas em operações emergenciais, demonstrando falhas dos sensores.

A presente pesquisa está direcionada a sistemas de conversão de energia eólica de velocidade variável, tendo como alvo principal o conhecimento e análise detalhada das tecnologias envolvidas, investigação de métodos que permitam uma geração mais eficiente com aplicação de topologias de eletrônica de potência a WECS e uso de métodos *sensorless* para realização do controle dos conversores.

## 1.2 Revisão bibliográfica

As turbinas eólicas com velocidade variável possibilitam a variação da velocidade de rotação frente a variações da velocidade do vento. Isto permite que as estruturas sejam mecanicamente mais simples, tenham menos desgastes nos componentes mecânicos e ruído acústico reduzido, o que aumenta a confiabilidade do sistema e diminui os gastos com a estrutura (CHEN; GUERRERO; BLAABJERG, 2009). Outra vantagem é a maior captação de energia, que segundo Carrasco et al. (2006) pode ser de até 5% maior do que sistemas de velocidade fixa. Embora seja necessário empregar conversores estáticos em turbinas eólicas com velocidade variável, o que acarreta em perdas adicionais, o sistema de controle dos conversores deve ser capaz de rastrear o ponto de máxima potência e, como resultado, mais energia é produzida.

Uma forma clássica de controle de sistemas de conversão de energia eólica é dada na Figura 1.1 (HAQUE; NEGNEVITSKY; MUTTAQI, 2010). Nesse sistema utiliza-se um gerador síncrono de ímã permanente conectado a um retificador não controlado. A saída deste é ligada a um conversor *boost*, que eleva a tensão ao nível CC necessário na entrada do inversor PWM, o qual é conectado à rede elétrica por meio de um filtro  $L$  ou  $LCL$ . Nesta topologia, o conversor CC/CC é responsável por rastrear o ponto de máxima potência extraída do gerador utilizando algum algoritmo de MPPT.

Um grande número de técnicas de MPPT para WECS tem sido estudadas e descritas na literatura. Dentre os métodos, o de *hill-climbing* que realiza uma comparação da variação da potência é o mais simples, porém menos eficiente (TANAKA; TOUMIYA; SUZUKI, 1997). Em Abdel-Salam, Ahmed e Abdel-Sater (2010) a tensão de referência de entrada do *boost* é determinada com a utilização de uma *look-up table*, determinada a partir da informação da potência da turbina. Haque, Negnevitsky e Muttaqi (2010) e Hussein et al. (2012) utilizam uma referência de corrente, retirada do modelo da turbina, para extração da máxima potência do gerador, onde a velocidade do gerador medida é utilizada para calcular a referência de conjugado ótima. A aplicação de um ou outro método depende das características do sistema de vento e as necessidades das técnicas, ou seja, a quantidade e tipo de sensores além da demanda computacional. Algumas técnicas precisam ter um conhecimento exato dos parâmetros da turbina com o uso de sensores mecânicos (GONZALEZ E. FIGUERES; CARRANZA, 2010), outras não exigem a avaliação do sistema de vento e com isso pode-se implementar estimadores (SOETEDJO; LOMI; MULAYANTO, 2011).

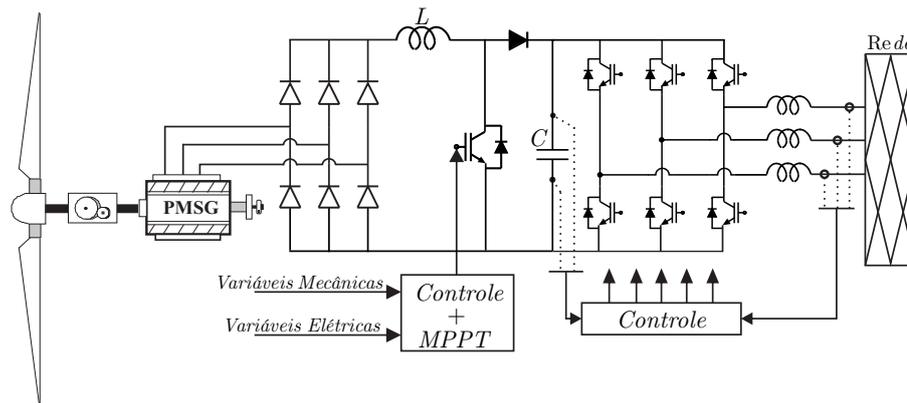


Figura 1.1 – Sistema de conversão de energia eólica com conversor *boost*.

A Figura 1.2 mostra um sistema de conversão de energia eólica composto de um PMSG e um retificador/inversor PWM conectado à rede. O sistema de controle deve ser capaz de maximizar a eficiência aerodinâmica em baixas velocidades do vento. Além disso, ele deve propiciar uma corrente e uma tensão que satisfaçam os limites elétricos do gerador/retificador (BERNARDES, 2013). O conjugado e o fluxo do gerador podem, então, ser impostos para maximizar a eficiência aerodinâmica e elétrica, enquanto os limites elétricos são obedecidos. Isto pode ser obtido, diretamente, por meio da estratégia de controle direto de conjugado (DTC) (TANG et al., 2003) ou, indiretamente, através de controle de corrente orientado em campo (LASCU; BOLDEA; BLAABJERG, 2000).

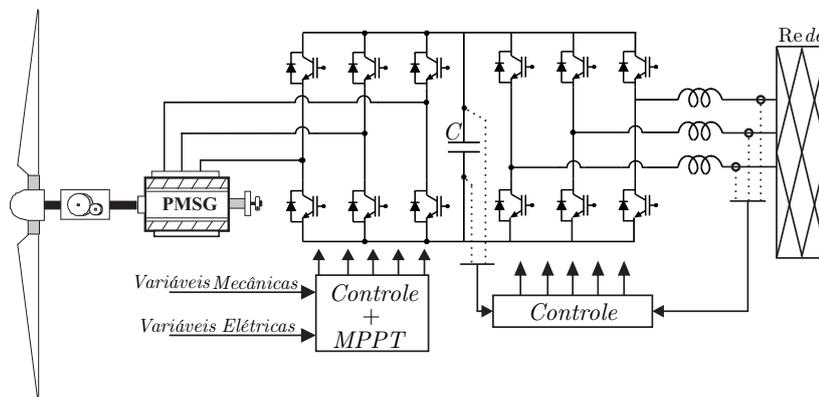


Figura 1.2 – Sistema de conversão de energia eólica com conversor PWM trifásico.

O desenvolvimento da técnica vetorial para DTC data a década de 80. O crédito desta deve-se a Depenbrock (1987) e Takahashi e Noguchi (1986). O princípio básico do DTC é regular o conjugado elétrico bem como a amplitude do fluxo acoplado por meio de controladores por histerese (CASADEI et al., 1994). A partir da saída dos controladores de histerese é possível, então, selecionar o vetor de tensão do conversor por meio de uma tabela previamente definida, obtendo uma boa resposta dinâmica de conjugado com uma simplicidade na implementação. Entretanto esta técnica apresenta como desvantagens uma elevada ondulação de conjugado em regime permanente, assim como uma frequência

de comutação variável (TANG et al., 2003).

Para contornar estes problemas pode-se aplicar as metodologias de controle direto de conjugado com *space vector modulation* (DTC-SVM) com controle em malha fechada do conjugado (TANG et al., 2003) e controle orientado no fluxo do estator (SFOC) (LASCU; BOLDEA; BLAABJERG, 2000). Para realizar estes métodos normalmente são utilizados dois controladores proporcional-integral (PI) para regular a amplitude do fluxo e conjugado do gerador. Em ambas as metodologias a estimação do vetor de fluxo estático e do conjugado são necessárias para obtenção do vetor de tensão de referência, determinado a partir dos sinais de erro de fluxo e conjugado (INOUE; MORIMOTO; SANADA, 2009; VYNCKE; BOEL; MELKEBEEK, 2009; TANG et al., 2003; LASCU; BOLDEA; BLAABJERG, 2000; KUMSUWAN; SUTTICHA; HAMID, 2008).

Em contrapartida, o controle escalar (SURGEVIL; AKPINAR, 2005; MOHOD; AWARE, 2010; EL-SAADY et al., 1994; CHELLADURAI; AL, 2015) apresenta uma estrutura mais simples, cujas principais características consistem no seu baixo custo de implementação e no erro de regime permanente reduzido. Tradicionalmente utiliza-se o controle escalar tensão/frequência (V/f) em virtude de sua aplicação industrial (TOLBERT et al., 2002), além de sua sedimentação conceitual na literatura (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002; KRISHNAN, 2001).

A metodologia de controle PI é usualmente empregada na estratégia de controle escalar  $V/f$  de máquinas elétricas (KRISHNAN, 2001). Entretanto, além do projeto de um controlador convencional solicitar o modelo matemático da planta do sistema, a dificuldade de se identificar os parâmetros precisos de um comportamento complexo, não-linear e variante no tempo, podem tornar exaustivo o processo de ajuste fino dos parâmetros dos controladores (WANG et al., 2004)(CALLAI, 2007).

Visando técnicas de controle sem sensores mecânicos, pode-se dividir os métodos *sensorless* em duas classes: (i) métodos baseados na injeção de sinais (harmônicos), e, (ii) métodos baseados no modelo da máquina (HOLTZ, 2005)(PACAS, 2011). Os métodos baseados na injeção de sinais são particularmente interessante para operação em baixas velocidades, porém necessitam de um complexo sistema de hardware para implementação. Já os métodos baseados no modelo da máquina podem ser implementados a partir de medições de correntes e tensões, porém apresentam a desvantagem de quando a velocidade rotórica se aproxima de zero, pode-se tornar não-observável e o sistema instável (VIEIRA, 2012). Contudo, isto não representa uma limitação em PMSG de WECS já que a velocidade de rotação é sempre positiva e maior que zero.

Alguns métodos na literatura apontam o uso de técnicas *sensorless* para o PMSG. Em (ESMAILI; XU, 2006) a velocidade rotacional estimada é obtida por meio dos parâmetros da máquina, enquanto em (OGHAFY; NIKKHAJOEI, 2008) é apresentado um método de estimação baseado em uma PLL. Entretanto ambos os métodos citados são sensíveis a incertezas paramétricas do gerador. Em (LI; SHI; MCLAREN, 2005) um

método de rede neural para estimação da velocidade é proposto, apresentando um bom desempenho contudo uma implementação complexa deve ser desenvolvida. Uma técnica bastante empregada na obtenção destes parâmetros é o observador por modos deslizantes.

A técnica por modos deslizantes é caracterizada pela sua simplicidade de implementação, robustez a dinâmicas não-modeladas e rejeição a distúrbios (UTKIN; GULDNER; SHIJUN, 1999). É amplamente utilizada no controle do PMSG (BERNARDES et al., 2014; YAN; UTKIN, 2002; DERDIYOL et al., 2001; FEI et al., 2010; FOO; RAHMAN, 2010), além de ser empregada em estimadores de velocidade para algoritmo de extração de máxima potência (EL-SEBAII; HAMAD; HELAL, 2013; MA, 2011). A utilização desta técnica pode contribuir para melhorar a confiabilidade dos WECS e estes podem operar mesmo com falha no sensores mecânicos, utilizando os observadores de estados.

### 1.3 Objetivos da dissertação

Este trabalho tem por objetivo propor métodos de maximização de potência, com o uso de técnicas *sensorless* em tempo discreto, para um sistema de conversão de energia eólica que utiliza um gerador síncrono a ímãs permanentes de polos não salientes, por meio de dois métodos de controle para duas topologias elevadoras de tensão (*boost*). As estratégias propostas são aplicadas para um sistema de conversão de energia eólica com turbinas de velocidade variável. Neste caso, os métodos de controle (MPPT) devem apresentar um bom desempenho em toda a faixa de operação de velocidade da turbina eólica. Um controle de corrente do conversor *boost* e um controle escalar direto de conjugado para o *boost* CA são usados e avaliados para tal fim.

Os objetivos específicos desta dissertação são listados abaixo:

- desenvolver a modelagem de um gerador síncrono de ímãs permanentes acionado com um conversor *boost* CA na saída;
- realizar o controle escalar direto de conjugado da turbina por meio de uma modelo dinâmico simplificado;
- desenvolver uma análise de WECS que utilizem conversores *boost*;
- desenvolver um observador de corrente por modos deslizantes para obtenção de EMF, bem como suas condições de estabilidade;
- desenvolver um estimador de EMF, para obtenção da velocidade e posição rotórica;
- validar experimentalmente os sistemas *sensorless*, bem como os controladores propostos.

## 1.4 Organização da dissertação

Esta dissertação é dividida em 7 capítulos. Visando uma melhor compreensão didática, cada capítulo contém informações necessárias para o seu desenvolvimento. Segue uma breve descrição dos Capítulos 2 ao 7.

O Capítulo 2 descreve a modelagem de sistemas de conversão eólica. Inicialmente uma modelagem da turbina eólica é realizada por meio dos princípios aerodinâmicos. Na sequência, o modo de operação da turbina é descrito, demonstrando as regiões de operação para turbinas de velocidade variável com seus métodos de limitação de potência. Por fim, é exposto o modelo dinâmico para um PMSG, onde inicialmente uma representação matemática em coordenadas de fase  $abc$  é apresentada. Então as equações dinâmicas em coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$  são determinadas a partir da utilização das transformadas de Clarke.

No Capítulo 3, são descritas as topologias dos conversores utilizadas neste trabalho: Um conversor *boost*, com sua modelagem e método de controle de corrente. E a topologia *boost CA*, com a descrição de seu funcionamento, modelagem e obtenção do modelo dinâmico do conversor para controle escalar direto de conjugado.

O Capítulo 4 descreve o algoritmo *sensorless* no domínio do tempo contínuo em coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$  apresentado por (YAN; UTKIN, 2002). Primeiramente é desenvolvido um observador por modos deslizantes de corrente para obtenção da força eletromotriz. O segundo observador é desenvolvido para a obtenção da velocidade rotórica por meio de um observador de força eletromotriz estabelecido pelo Método Direto de Lyapunov.

O Capítulo 5 propõem um observador de corrente por modos deslizantes no domínio de tempo discreto. Sua análise de estabilidade, bem como as condições de existência são apresentadas. Em continuidade, o algoritmo para estimar a velocidade e posição rotórica também são demonstrados. Por fim, resultados de simulação comprovam a técnicas de estimação aplicadas á ambas topologias estudadas.

No Capítulo 6, a bancada para ensaios experimentais é descrita, onde também os resultados experimentais para validar os algoritmos propostos são demonstrados. Uma análise dos resultados para variações da velocidade de rotação para ambos os conversores é demonstrada.

O Capítulo 7 expõe as considerações finais da dissertação e mostra as sugestões de trabalhos futuros.



## 2 MODELAGEM DE SISTEMAS DE CONVERSÃO EÓLICA

### 2.1 Introdução

Os objetivos deste capítulo são descrever e modelar os principais componentes de WECS para análise em regime transitório e permanente bem como o projeto dos controladores e estimadores. Esses componentes estão ilustrados na Figura 2.1, onde os em destaque são o foco de estudo deste trabalho. A turbina e o gerador síncrono de ímãs permanentes são descritos neste capítulo, enquanto o retificador de potência será apresentado e detalhado no Capítulo 3.

Serão expostos os principais mecanismos das turbinas eólicas responsáveis pela conversão da energia cinética dos ventos em energia mecânica no eixo do gerador, seu modelo e formas de controle e proteção da turbina quando se atingem os limites mecânicos para operação segura.

Em seguida são apresentados os modelos dinâmicos para o gerador síncrono a ímã permanente. Inicialmente, o modelo em coordenadas de fase ( $abc$ ) é obtido. O sistema trifásico é transformado em um sistema bifásico em coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$ .

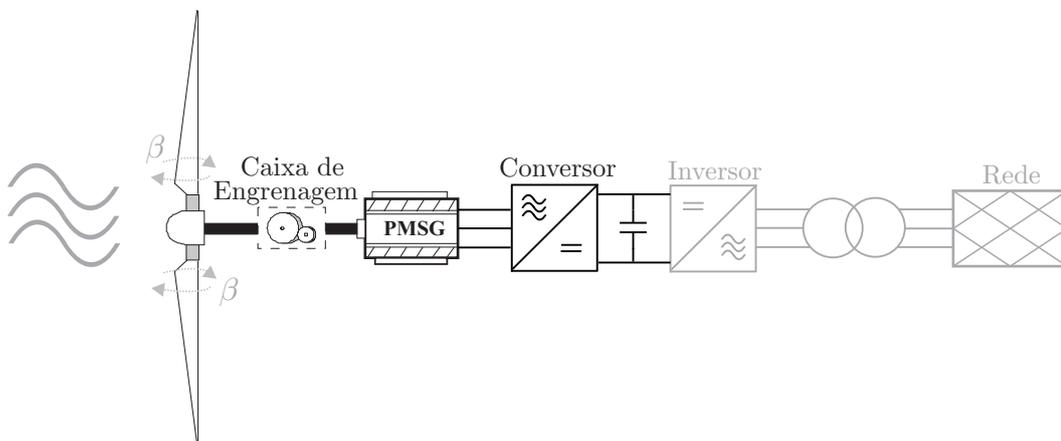


Figura 2.1 – Componentes do sistema de conversão de energia eólica.

### 2.2 Modelagem da turbina eólica

O objetivo aqui é obter um modelo que relaciona o conjugado com a potência extraída dos ventos, dadas as condições de operação da turbina. Esse modelo servirá como referência para os controladores propostos para a turbina.

### 2.2.1 Princípios aerodinâmicos

Em sistemas de conversão de energia eólica, a potência mecânica extraída do vento pode ser expressa por

$$P_m = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 C_p(\lambda, \beta) v_v^3 \quad (2.1)$$

em que  $\rho$  é a densidade volumétrica do ar ( $kg/m^3$ ),  $R$  é o raio das pás da turbina eólica ( $m$ ),  $v_v$  é a velocidade do vento ( $m/s$ ),  $C_p$  é o coeficiente de potência da turbina (HEIER, 2006).

O limite superior do coeficiente de potência  $C_p$  de uma turbina eólica, foi calculado pelo alemão Albert Betz em 1919, onde ele chegou à conclusão que nenhuma turbina eólica poderia converter mais de 59,3% da energia disponível no vento, ou seja, o coeficiente de potência máximo é de 0,593, valor conhecido como limite de Betz. Cada turbina apresenta um valor máximo teórico de  $C_p$ , dependendo do perfil aerodinâmico e de seu projeto. Para o propósito de simulação o coeficiente de potência definido em Heier (2006) para turbinas eólicas de 3 pás pode ser representado por:

$$C_p(\lambda, \beta) = c_1 \left( \frac{c_2}{\lambda_i} - c_3 \beta - c_4 \beta^x - c_5 \right) e^{-\frac{c_6}{\lambda_i}} + c_7 \lambda$$

$$\lambda_i = \frac{1}{\frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1}} \quad (2.2)$$

em que  $\beta$  representa o ângulo de passo das pás,  $\lambda$  é a relação de velocidade na ponta das pás da turbina, *tip-speed ratio* (TSR). O TSR é determinado pela relação entre a velocidade tangencial na ponta das pás do rotor e a velocidade do vento incidente, dado por (2.3). Esse é um importante parâmetro da turbina, pois o ponto de máxima extração de potência é função direta desse parâmetro quando a turbina opera com ângulo de passo fixo.

$$\lambda = \frac{\omega_t R}{v_v} \quad (2.3)$$

sendo  $\omega_t$  a velocidade angular mecânica do rotor.

Para a turbina disponível no laboratório os coeficientes  $c_1$  a  $c_7$  são dados na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Constantes de aproximação.

$c_1$	$c_2$	$c_3$	$c_4$	$c_5$	$c_6$	$c_7$
0,5	142,6	0,4	0	13	16,4	0,01

Para o propósito de simulação considera-se uma turbina eólica com os parâmetros da Tabela 2.2.

Tabela 2.2 – Parâmetros do PMSG e dados da turbina eólica.

Velocidade nominal [rpm]	834
Potência nominal [kW]	18
Eficiência [%]	73
Velocidade inicial [m/s]	2
Velocidade nominal do vento [m/s]	9,7
Coefficiente de Potência Máximo	0,35
TSR máximo	6
Raio [m]	7
Caixa de engrenagem	10,5
Área abrangida pela turbina [m <sup>2</sup> ]	153,9

Devido a turbina possuir uma caixa de engrenagens a relação entre as velocidades dos eixos de alta e baixa rotação da turbina é dada por:

$$\omega_m = G\omega_t \quad (2.4)$$

em que  $G$  é a relação da caixa de engrenagem,  $\omega_m$  é a velocidade do eixo de alta e  $\omega_t$  é a velocidade de rotação no eixo de baixa velocidade.

Quanto ao gerador síncrono este é de ímã permanente de polos não salientes da empresa francesa *Alxion Automatique & Productique*. A Tabela 2.3 fornece os dados do gerador conforme o fabricante.

Tabela 2.3 – Parâmetros do gerador *Alxion Automatique & Productique*.

Velocidade nominal [rpm]	800
Potência nominal [kW]	18,1
Conjugado nominal [Nm]	216
Corrente nominal [A]	45,3
Número de polos	24
Fluxo magnético [Wb]	0,2502
Indutância estatórica [mH]	1,23
Resistência estatórica [ $\Omega$ ]	0,1809

A Figura 2.2 apresenta as curvas do coeficiente de potência em função de TSR para determinados ângulos de passo da turbina eólica considerada. Percebe-se que a variação do ângulo de passo das pás modifica os valores ótimos da fração de potência capturada pela turbina e a relação da velocidade na ponta das pás. O ponto de máxima eficiência aerodinâmica ocorre quando  $\beta = 0$ ,  $C_{pmax} = 0,35$  e  $\lambda_{max} = 6$ .

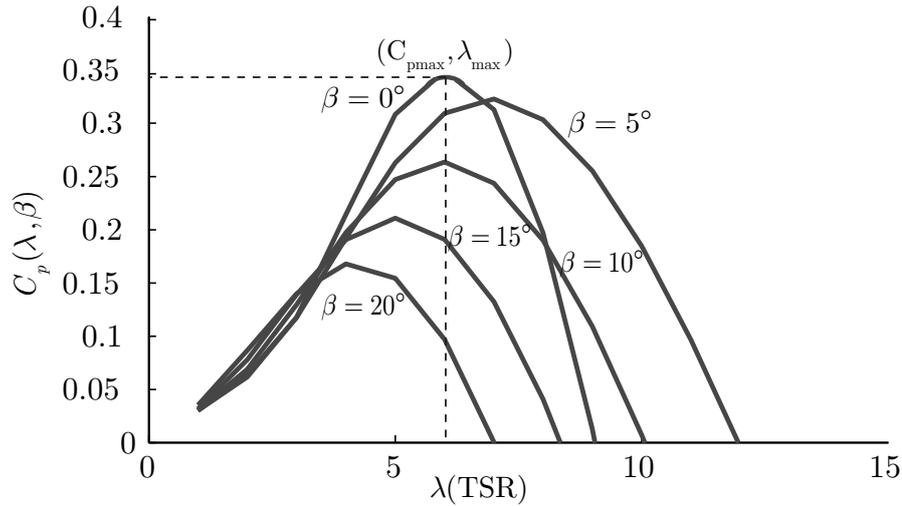


Figura 2.2 –  $C_p$  em função de  $\lambda(TSR)$ .

- **Conjugado ótimo da turbina eólica**

O conjugado do gerador pode ser determinado por:

$$T_g = \frac{P_g}{\omega_m}. \quad (2.5)$$

A velocidade do vento  $v_v$  para o ponto de operação ótimo é dada por

$$v_v = \frac{\omega_m R}{G \lambda_{max}}. \quad (2.6)$$

Substituindo (2.1) e (2.6) em (2.5) obtém-se

$$T_g = \frac{\frac{1}{2} \rho \pi R^2 C_{pmax} \left( \frac{\omega_m}{(G \lambda_{max})} \right)^3}{\omega_m}. \quad (2.7)$$

Portanto, pode-se obter uma referência de conjugado ótimo para o gerador dado por

$$T_{gopt} = K_{topt} \omega_m^2 \quad (2.8)$$

sendo

$$K_{topt} = \frac{1}{2} \eta \rho \pi R^5 \frac{C_{pmax}}{(G \lambda_{max})^3} \quad (2.9)$$

denominada como constante ótima de conjugado e determinada pelas características da turbina.

A Figura 2.3 mostra as curvas do conjugado da turbina para as velocidades do vento. A curva em destaque indica o conjugado ótimo do gerador que possibilita a operação no ponto de máxima eficiência aerodinâmica.

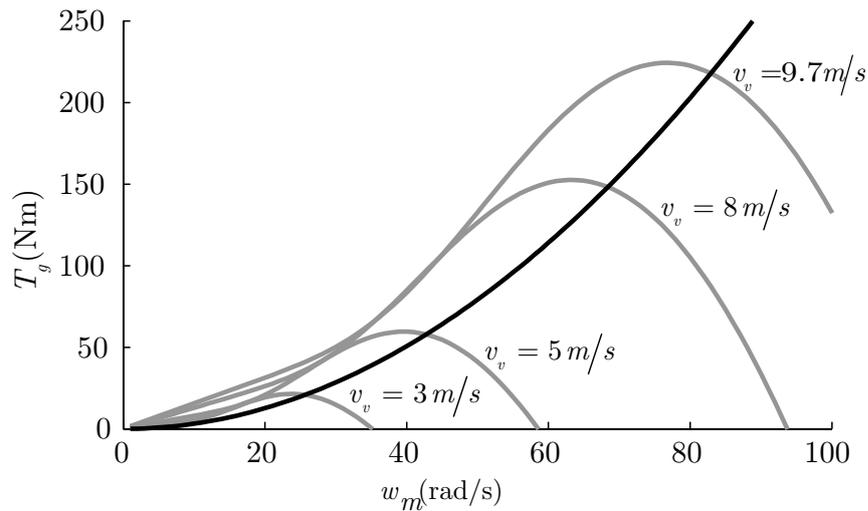


Figura 2.3 – Curvas de conjugado para o gerador.

O ponto de operação ótimo de conjugado não representa o ponto de máximo conjugado da turbina. Isto porque, a grandeza maximizada é a potência gerada.

A Figura 2.4 demonstra os valores de potência máxima que pode ser extraída da turbina considerada, para diferentes velocidades de vento. Observa-se, que com o aumento da velocidade do vento deve-se aumentar a velocidade de rotação da turbina para, dessa forma, obter o rastreamento do ponto de extração de máxima potência.

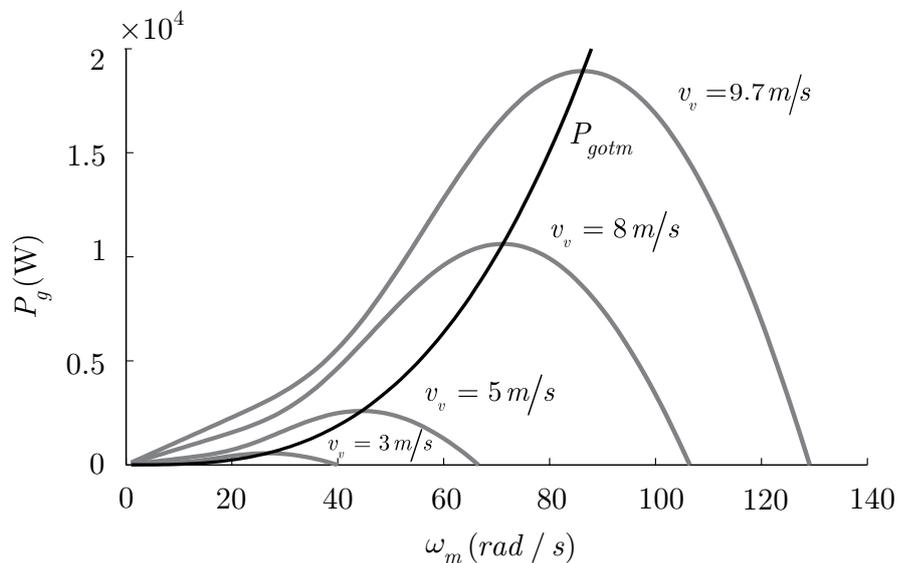


Figura 2.4 – Curvas de potência para o gerador.

- **Operação da turbina eólica**

As turbinas eólicas podem operar com velocidade constante ou velocidade variável, o que vai depender do tipo de gerador e do conceito utilizado.

Usualmente, as turbinas eólicas de velocidade constante são aquelas que têm os terminais do gerador conectados diretamente na rede e, por isso, a velocidade do rotor dependerá da frequência da rede e do número de polos da máquina. Já aquelas de velocidade variável utilizam conversores para fazer a conexão com a rede, sendo que neste modo de operação a velocidade variável adapta continuamente a velocidade de rotação da turbina com a velocidade do vento visando extrair a máxima potência possível, como descrito anteriormente.

No modo de operação com velocidade variável há um desacoplamento entre a velocidade de rotação da turbina e a frequência da rede, pois a velocidade do rotor do gerador é variável e conseqüentemente a frequência da tensão gerada também será. Este desacoplamento pode ser realizado por meio de um retificador/inversor interligados por meio de um barramento CC.

- **Regiões de operação para turbina eólica de velocidade variável**

São consideradas quatro regiões de operação para a turbina eólica, descritas na Figura 2.5, que dependem da característica do gerador utilizado e da velocidade do vento em um dado instante de tempo.

Na região I, a turbina eólica está parada, pois a velocidade do vento não é suficiente para gerar a potência necessária para suprir as perdas presentes no WECS. Sendo assim, nesta etapa não é gerada energia elétrica, o que se estende até a velocidade de *cut-in*, velocidade mínima para que a turbina entre em operação.

A região II é a região de operação normal, compreendida entre a velocidade de *cut-in* e a velocidade nominal da turbina. Nessa região, a turbina eólica opera com a maximização da eficiência aerodinâmica por meio de algoritmos MPPT. Percebe-se nesta região que a potência máxima a ser extraída cresce com relação cúbica ao aumento da velocidade do vento.

Na região III a potência disponível no vento é maior que a potência nominal do gerador, devendo esta última ser limitada aerodinamicamente para evitar sobrecarga no sistema. Os métodos utilizados podem ser por perda aerodinâmica passiva, perda aerodinâmica ativa ou regulação de passo. Essa região compreende velocidades entre a velocidade nominal e a velocidade de *cut-off*.

Na região IV, quando a velocidade do vento é superior a *cut-off*, a turbina eólica é desligada, interrompendo a geração de energia. Durante o processo de desligamento, a velocidade de rotação têm seus valores diminuídos, durante um intervalo de tempo, até que os freios possam ser acionados sem que haja esforços mecânicos elevados na turbina.

Ou ainda, conforme Enercon (2012), pode-se implementar um sistema para operação em ventos elevados proporcionando uma maior aproveitamento aerodinâmico e evitando interrupção abrupta da geração de energia, conforme demonstrado na Figura 2.5.

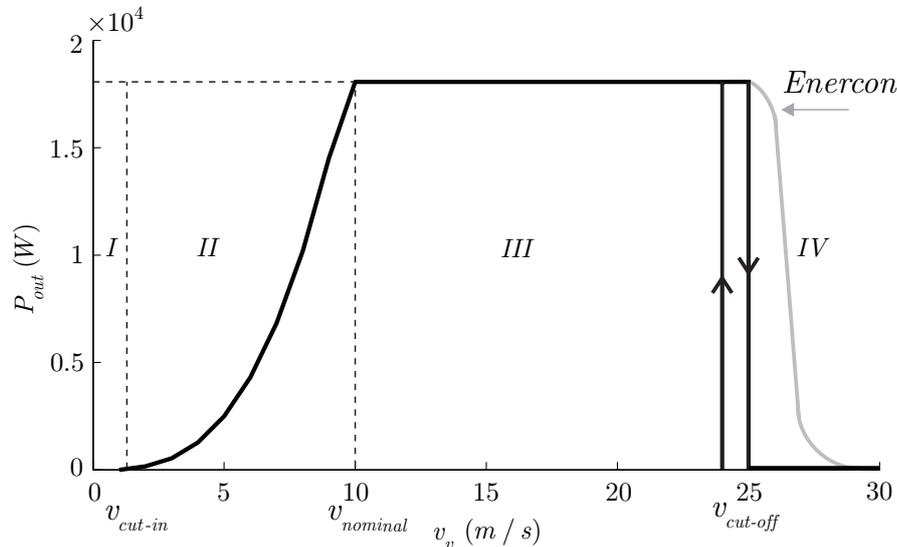


Figura 2.5 – Regiões de operação da turbina eólica.

### • Limitação de potência aerodinâmica

Para proteção contra danos estruturais das turbinas, é necessária a limitação da potência extraída na região *III* e *IV*. Diferentes métodos podem ser empregados, de acordo com o projeto do WECS. As principais técnicas para a limitação de potência são dadas por procedimentos de regulação baseados em perda aerodinâmica de forma passiva ou ativa.

O controle por estol passivo reage à velocidade do vento, onde as pás do rotor ficam fixas e não podem ser giradas em torno de seu eixo longitudinal. O controle é possível pois o ângulo de passo é escolhido de tal maneira que na faixa de operação abaixo da velocidade nominal, o escoamento atinja o perfil aerodinâmico das pás em condições ótimas (ROCHA, 2008). Em velocidades acima da nominal cria-se uma região de turbulência gerando perdas aerodinâmicas, o que mantém a velocidade da turbina próxima a sua rotação nominal. O problema desta técnica são os fortes esforços mecânicos, o que faz com que as turbinas devam ser mais resistentes para suportar as cargas mecânicas. Ainda, a qualidade de energia é penalizada devido a forte correlação entre as rajadas do vento e a potência elétrica injetada na rede.

No método por meio do controle do ângulo de passo a velocidade e a potência produzidas pela turbina podem ser controladas por meio de um controle ativo que permite o ajuste do ângulo de passo. Um dispositivo mecânico é responsável por girar as pás longitudinalmente, desta forma reduzindo a parcela da força de sustentação na direção do movimento. O efeito da variação do ângulo de passo é a redução da força líquida na

direção do movimento e conseqüentemente ocorre à diminuição da potência produzida pela turbina (FREITAS, 2008). O controle do ângulo de passo apresenta algumas vantagens em relação ao controle por estol: permite controle de potência para condições de vento maiores que a nominal; partida simples do rotor pela mudança do passo; além da redução dos esforços mecânicos na etapa de desligamento da turbina (ROCHA, 2008).

O objetivo de apresentar esses métodos neste trabalho é destacar que a limitação de potência deve ser feita por sistemas aerodinâmicos. Os limites que devem ser considerados para cada estratégia e a dinâmica desses controladores não serão consideradas neste trabalho, devido ao foco estar no comportamento do PMSG e no conversor estático.

Todas as técnicas de controle aerodinâmico que serão consideradas neste trabalho abordam a região *II* onde é realizado o MPPT. Isto é, o ângulo de passo é fixado de forma que seja possível atingir o ponto de máximo rendimento aerodinâmico. Para a turbina deste trabalho, este ponto é obtido para  $\beta = 0$ .

## 2.3 Gerador síncrono a ímãs permanentes

### 2.3.1 Considerações iniciais

O objetivo desta modelagem é obter as equações que regem o comportamento dinâmico do gerador e que fornecem as principais características do seu funcionamento. A principal referência utilizada nesta etapa de modelagem foi Krause, Wasynczuk e Sudhoff (2002), em que a máquina síncrona a ímãs permanentes é modelada na convenção gerador.

Para se obter o modelo em coordenadas de fase, assume-se (KRISNAN, 2009) que:

- os enrolamentos estatóricos são balanceados e distribuídos,
- a força magnetomotriz (mmf) apresenta distribuição senoidal,
- as indutâncias são funções senoidais da posição rotórica,
- a saturação e as mudanças paramétricas são negligenciadas,
- as resistências estatóricas são consideradas iguais e
- as perdas do ferro são desprezadas.

Essas hipóteses são consideradas clássicas na literatura para a modelagem do PMSG. Este caracteriza-se por apresentar ímãs no rotor ao invés de enrolamentos, o que é visto em motores síncronos convencionais. Entretanto, a configuração elétrica de ambos os modelos pode ser considerada semelhante ou até mesmo igual. Desta forma, não é necessária a modelagem dinâmica elétrica no referencial do rotor. Então, o circuito elétrico estatórico é o representado na Figura 2.6.

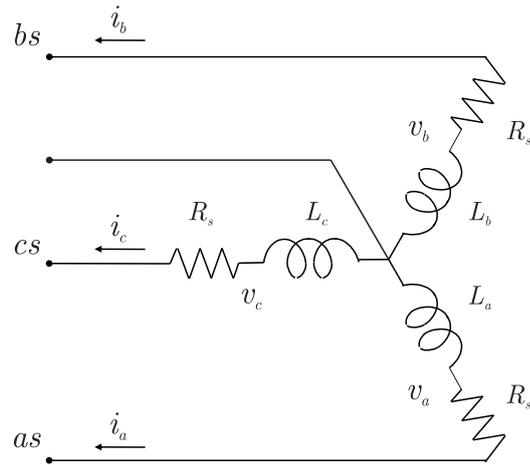


Figura 2.6 – Circuito elétrico estático.

### 2.3.2 Modelo em coordenadas $abc$

Aplicando as leis de Kirchhoff no circuito elétrico da Figura 2.6 a representação matemática em coordenadas  $abc$  pode ser obtida (BOLDEA, 2005),

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ca} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_a^r \\ \phi_b^r \\ \phi_c^r \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

em que  $v_a$ ,  $v_b$  e  $v_c$  são as tensões de fase,  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  são as correntes de fase,  $\phi_a$ ,  $\phi_b$  e  $\phi_c$  são os fluxos estatóricos de fase,  $\phi_a^r$ ,  $\phi_b^r$  e  $\phi_c^r$  são os fluxos magnéticos rotóricos,  $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$  são as indutâncias próprias dos enrolamentos,  $R_s$  é a resistência estatórica, além de  $M_{ab}$ ,  $M_{bc}$  e  $M_{ac}$  que são as indutâncias mútuas entre as fases.

As indutâncias próprias e mútuas, podem ser modeladas em função do ângulo de deslocamento do rotor e da distribuição senoidal do fluxo no entreferro (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002), sendo dadas por

$$\begin{aligned}
L_a &= L_s - L_m \cos(2\theta_e) \\
L_b &= L_s - L_m \cos\left(2\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) \\
L_c &= L_s - L_m \cos\left(2\theta_e + \frac{4\pi}{3}\right) \\
M_{ab} &= -\frac{1}{2}L_s - L_m \cos\left(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\
M_{ac} &= -\frac{1}{2}L_s - L_m \cos(2\theta_e) \\
M_{bc} &= -\frac{1}{2}L_s - L_m \cos\left(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right)
\end{aligned} \tag{2.12}$$

em que  $L_s$  e  $L_m$  são parâmetros dependentes das permeabilidade do vácuo, das dimensões internas do estator, do número de voltas dos enrolamentos e do entreferro do motor. Usualmente pode-se considerar o entreferro como uma constante ou como uma função periódica. Se o entreferro for considerado o gerador será de polos não salientes e assim  $L_m = 0$ . No caso deste ser uma função periódica o gerador será de polos salientes e  $L_m \neq 0$  (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002).

Os fluxos magnéticos  $\phi_a^r$ ,  $\phi_b^r$  e  $\phi_c^r$  são funções senoidais e podem ser expressos por (BOLDEA, 2005)

$$\begin{aligned}
\phi_a^r &= \phi_{srm} \cos(\theta_e) \\
\phi_b^r &= \phi_{srm} \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\
\phi_c^r &= \phi_{srm} \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right)
\end{aligned} \tag{2.13}$$

sendo  $\phi_{srm}$  o fluxo magnético máximo nas fases do estator.

Portanto, as equações (2.10) e (2.11) podem ser reescritas na forma matricial,

$$\mathbf{v}_{abc} = \mathbf{R}_{abc} \mathbf{i}_{abc} + \frac{d\phi_{abc}}{dt} \tag{2.14}$$

$$\phi_{abc} = \mathbf{L}_{abc} \mathbf{i}_{abc} + \phi_{abc}^r \tag{2.15}$$

sendo os vetores,

$$\begin{aligned}
\mathbf{v}_{abc} &= \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \end{bmatrix}^T \\
\mathbf{i}_{abc} &= \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}^T \\
\phi_{abc} &= \begin{bmatrix} \phi_a & \phi_b & \phi_c \end{bmatrix}^T \\
\phi_{abc}^r &= \begin{bmatrix} \phi_a^r & \phi_b^r & \phi_c^r \end{bmatrix}^T.
\end{aligned} \tag{2.16}$$

E as matrizes  $\mathbf{R}_{abc}$  e  $\mathbf{L}_{abc}$ ,

$$\mathbf{R}_{abc} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$\mathbf{L}_{abc} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix}.$$

O balanço das potências  $P_{in}$  pode ser determinado por

$$P_{in} = \mathbf{i}_{abc}^T \mathbf{v}_{abc} \quad (2.18)$$

que por meio de (2.14) e (2.15) resulta em

$$P_{in} = \mathbf{i}_{abc}^T \left( \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{abc} + \frac{d\theta_e}{dt} \frac{\partial \mathbf{L}_{abc}}{\partial \theta_e} \mathbf{i}_{abc} + \mathbf{L}_{abc} \frac{d\mathbf{i}_{abc}}{dt} + \frac{d\theta_e}{dt} \frac{\partial \phi_{abc}^r}{\partial \theta_e} \right) \quad (2.19)$$

que por meio da expressão

$$\frac{d\mathbf{i}_{abc}^T}{dt} \mathbf{L}_{abc} \mathbf{i}_{abc} = \frac{1}{2} \frac{d}{dt} (\mathbf{i}_{abc}^T \mathbf{L}_{abc} \mathbf{i}_{abc}) - \frac{1}{2} \mathbf{i}_{abc}^T \frac{\partial \mathbf{L}_{abc}}{\partial \theta_e} \mathbf{i}_{abc} \frac{d\theta_e}{dt} \quad (2.20)$$

obtida pela regra da cadeia, obtém-se

$$P_{in} = \mathbf{i}_{abc}^T \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{abc} + \frac{1}{2} \frac{d}{dt} (\mathbf{i}_{abc}^T \mathbf{L}_{abc} \mathbf{i}_{abc}) + \left( \frac{1}{2} \mathbf{i}_{abc}^T \frac{\partial \mathbf{L}_{abc}}{\partial \theta_e} \mathbf{i}_{abc} + \mathbf{i}_{abc}^T \frac{d\phi_{abc}^r}{dt} \right) \omega_e \quad (2.21)$$

no qual  $\frac{d\theta_e}{dt} = \omega_e$ .

A potência instantânea nos terminais do PMSG pode ser separada em três termos. O primeiro termo

$$P_{cu} = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{abc}^T \mathbf{i}_{abc} \quad (2.22)$$

denota a potência dissipada pela resistência estatórica ou perdas do cobre. O segundo refere-se à taxa de variação da energia armazenada nas indutâncias estatórica. O terceiro termo, que corresponde à

$$P_{in} = \left( \frac{1}{2} \mathbf{i}_{abc}^T \frac{\partial \mathbf{L}_{abc}}{\partial \theta_e} \mathbf{i}_{abc} + \mathbf{i}_{abc}^T \frac{d\phi_{abc}^r}{dt} \right) \omega_e \quad (2.23)$$

é a potência convertida da forma mecânica para elétrica ou a potência eletromecânica. Então o conjugado eletromecânico  $T_e$  produzido pode ser determinado por

$$P_e = T_e \omega_m \quad (2.24)$$

e a velocidade mecânica  $\omega_m$  pode ser obtida da relação

$$\omega_e = \frac{N_p}{2} \omega_m \quad (2.25)$$

em q  $N_p$  é o número de polos do PMSG. Logo, o conjugado eletromecânico é dado por

$$T_e = \frac{N_p}{2} \left( \frac{1}{2} \mathbf{i}_{abc}^T \frac{\partial \mathbf{L}_{abc}}{\partial \theta_e} \mathbf{i}_{abc} + \mathbf{i}_{abc}^T \frac{d\phi_{abc}^r}{dt} \right). \quad (2.26)$$

### 2.3.3 Representação em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$

Sistemas trifásicos são geralmente submetidos a transformações lineares para obtenção de sistemas equivalentes bifásicos que possibilitam determinar o seu desempenho de forma mais simplificada. Nesse sentido, é aplicada a transformada de Clarke que passa as grandezas de tensão, corrente e fluxos trifásicos para um sistema de eixos  $\alpha\beta 0$ , sendo o sistema trifásico simétrico e balanceado o componente 0 é nulo e assim é obtido o sistema bifásico equivalente em coordenadas  $\alpha\beta$ .

A matriz que transforma o eixo trifásico em bifásico é dada por Ong (1998),

$$\mathbf{K}_{\alpha\beta 0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

que transforma o sistema em coordenadas  $abc$  para  $\alpha\beta$ . A Figura 2.7 mostra a relação entre as coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$  e de fase  $abc$ , em que o eixo  $\alpha$  coincide com o eixo  $a$  e o eixo  $\beta$  é 90 graus atrasado em relação ao eixo  $\alpha$ .

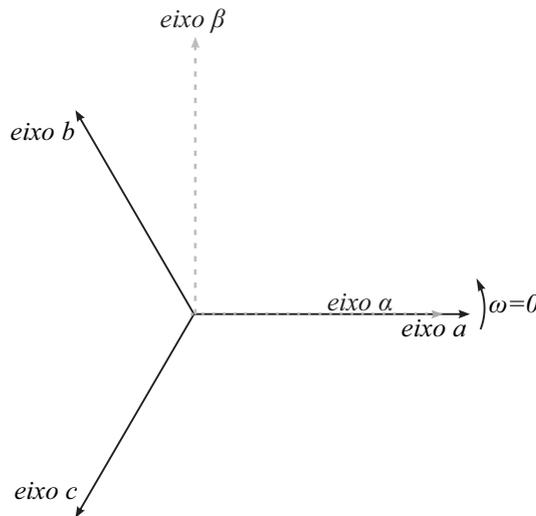


Figura 2.7 – Relação entre coordenadas  $\alpha\beta$  e  $abc$ .

Assumindo que o PMSG é um sistema a três fios balanceado, então,

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2.28)$$

que implica que  $i_0 = 0$ , e assim as variáveis da componente de sequência zero podem ser desconsideradas. Portanto, para se obter as componentes  $\alpha\beta$  para tensão, corrente, fluxo estatóricos e fluxo rotórico aplica-se a matriz transformação  $K_{\alpha\beta}$  como segue,

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{\alpha\beta} &= \mathbf{K}_{\alpha\beta} \mathbf{v}_{abc} \\ \mathbf{i}_{\alpha\beta} &= \mathbf{K}_{\alpha\beta} \mathbf{i}_{abc} \end{aligned} \quad (2.29)$$

$$\phi_{\alpha\beta} = \mathbf{K}_{\alpha\beta} \phi_{abc}$$

$$\phi_{\alpha\beta}^r = \mathbf{K}_{\alpha\beta} \phi_{abc}^r$$

em que os vetores são definidos por

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{\alpha\beta} &= \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{i}_{\alpha\beta} &= \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \end{bmatrix}^T \\ \phi_{\alpha\beta} &= \begin{bmatrix} \phi_\alpha & \phi_\beta \end{bmatrix}^T \\ \phi_{\alpha\beta}^r &= \begin{bmatrix} \phi_\alpha^r & \phi_\beta^r \end{bmatrix}^T. \end{aligned} \quad (2.30)$$

Logo, o modelo dinâmico da tensão pode ser obtido utilizando a matriz transformação de Clarke (2.27) em (2.14) e (2.15),

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = \mathbf{R}_{\alpha\beta} \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \frac{d}{dt} \phi_{\alpha\beta} \quad (2.31)$$

$$\phi_{\alpha\beta} = \mathbf{L}_{\alpha\beta} \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \phi_{\alpha\beta}^r \quad (2.32)$$

sendo a matriz de indutância  $\mathbf{L}_{\alpha\beta}$  dada por,

$$\mathbf{L}_{\alpha\beta} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} L_s - L_m \cos(2\theta_e) & -L_m \sin(2\theta_e) \\ -L_m \sin(2\theta_e) & L_s + L_m \cos(2\theta_e) \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

e o fluxo magnético rotórico,

$$\phi_{\alpha\beta}^r = \phi_{srm} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) \end{bmatrix}. \quad (2.34)$$

Então, o comportamento dinâmico das correntes estatóricas em  $\alpha\beta$  pode ser obtido substituindo (2.32) em (2.31), resultando em

$$\frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta}}{dt} = -\mathbf{L}_{\alpha\beta}^{-1} \left( \mathbf{R}_{\alpha\beta} + \omega_e \frac{\partial}{\partial \theta_e} \mathbf{L}_{\alpha\beta} \right) \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \mathbf{L}_{\alpha\beta}^{-1} \mathbf{v}_{\alpha\beta} - \mathbf{L}_{\alpha\beta}^{-1} \mathbf{e}_{\alpha\beta} \quad (2.35)$$

sendo o vetor da força eletromotriz

$$\mathbf{e}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \end{bmatrix}^T \quad (2.36)$$

e a componente dada por:

$$e_{\alpha\beta} = \phi_{srm} \omega_e \begin{bmatrix} -\sin(\theta_e) \\ \cos(\theta_e) \end{bmatrix}. \quad (2.37)$$

A modelagem apresentada para o PMSG assume que o gerador possui polos salientes. Porém o gerador estudado apresenta polos não salientes, sendo o entreferro uniforme. Assim, o parâmetro físico  $L_m$  é nulo (KRISNAN, 2009). Logo, as indutâncias próprias e mutuas independem da posição rotórica, tornando o modelo dinâmico das correntes estatóricas como

$$\frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \frac{1}{L_s} \mathbf{v}_{\alpha\beta} - \frac{1}{L_s} \mathbf{e}_{\alpha\beta}. \quad (2.38)$$

Em coordenadas estacionárias, o balanço de potência é obtido usando as relações (2.29) em (2.18), resultando em

$$P_{in} = \frac{3}{2} \mathbf{i}_{\alpha\beta}^T \mathbf{v}_{\alpha\beta} \quad (2.39)$$

em que o fator  $\frac{3}{2}$  é obtido da transformada de Clarke (2.27), que é invariante em tensão, isto é, o componente de tensão  $\alpha$  é igual ao da fase  $a$ . Executando o mesmo procedimento para obter (2.18) e usando (2.14) e (2.15), ocasiona que

$$P_{in} = \frac{3}{2} \mathbf{i}_{\alpha\beta}^T \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \frac{3}{2} \frac{1}{2} \frac{d}{dt} (\mathbf{i}_{\alpha\beta}^T \mathbf{L}_{\alpha\beta} \mathbf{i}_{\alpha\beta}) + \frac{3}{2} \left( \frac{1}{2} \mathbf{i}_{\alpha\beta}^T \frac{\partial \mathbf{L}_{\alpha\beta}}{\partial \theta_e} \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \mathbf{i}_{\alpha\beta}^T \frac{\partial \phi_{\alpha\beta}^r}{\partial t} \right) \omega_e \quad (2.40)$$

sendo as perdas do cobre  $P_{cu}$  e a potência eletromecânica  $P_e$  dadas por

$$P_{cu} = \frac{3}{2} R_s (i_\alpha^2 + i_\beta^2), \quad (2.41)$$

$$P_e = \frac{3}{2} \left( \frac{1}{2} \mathbf{i}_{\alpha\beta}^T \frac{\partial \mathbf{L}_{\alpha\beta}}{\partial \theta_e} \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \mathbf{i}_{\alpha\beta}^T \frac{\partial \phi_{\alpha\beta}^r}{\partial t} \right) \omega_e \quad (2.42)$$

e o conjugado eletromecânico  $T_e$  como segue

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{N_p}{2} \left( \frac{1}{2} \mathbf{i}_{\alpha\beta}^T \frac{\partial \mathbf{L}_{\alpha\beta}}{\partial \theta_e} \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \mathbf{i}_{\alpha\beta}^T \frac{\partial \phi_{\alpha\beta}^r}{\partial t} \right). \quad (2.43)$$

Então é possível demonstrar que

$$\frac{1}{2} \dot{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}^T \frac{\partial \mathbf{L}_{\alpha\beta}}{\partial \theta_e} \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \dot{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}^T \frac{\partial \boldsymbol{\phi}_{\alpha\beta}^r}{\partial t} = \phi_\alpha i_\beta - \phi_\beta i_\alpha \quad (2.44)$$

após algumas simplificações usando (2.33) e (2.34). Portanto, a potência e o conjugado eletromecânicos podem ser reescritos por

$$P_e = \frac{3}{2} \omega_e (\phi_\alpha i_\beta - \phi_\beta i_\alpha) \quad (2.45)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{N_p}{2} (\phi_\alpha i_\beta - \phi_\beta i_\alpha). \quad (2.46)$$

## 2.4 Considerações finais

Neste capítulo foi apresentada a modelagem de sistemas de conversão de energia eólica. Com a modelagem da turbina eólica, por meio de seus princípios aerodinâmicos, pode-se obter os parâmetros correspondentes a turbina estudada e métodos de limitação de potência para diferentes modos de operação. Na sequência, os modelos matemáticos para o gerador síncrono de ímã permanente foram abordados. Com o modelo em coordenadas de fase  $abc$  apresentado, pode-se obter o modelo em coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$ , a partir da transformada de Clarke. As equações de potência bem como o conjugado eletromagnético foram, por fim, determinadas mediante cada modelo.



## 3 CONVERSORES *BOOST* APLICADOS À WECS

### 3.1 Introdução

Este capítulo apresenta a análise de dois conversores *boost* visando ao acionamento de um gerador síncrono de ímãs permanentes. Ainda o conjugado eletromagnético é controlado visando à implementação de algoritmos de MPPT.

O conversor *boost* convencional é descrito, com suas etapas de operação e equações correspondentes, além da técnica de MPPT utilizada. Para o conversor *boost* CA o modelo dinâmico do conversor acionando um PMSG é apresentado, bem como é detalhada a obtenção de um modelo dinâmico simplificado para o projeto do controlador.

#### 3.1.1 Método de maximização da eficiência aerodinâmica

Em sistemas de conversão de energia eólica com turbina de velocidade variável é necessário implementar um algoritmo para rastrear o ponto de máxima potência. Dentre as técnicas de MPPT, pode-se citar o controle de conjugado ótimo. Sua função é ajustar o conjugado do gerador no ponto de máxima eficiência aerodinâmica para diferentes velocidades do vento tal que seja possível extrair a potência máxima disponível.

Como mostrado anteriormente, uma referência de conjugado eletromagnético ótimo para o gerador pode ser dada por:

$$T_{gopt} = K_{topt}\omega_m^2 \quad (3.1)$$

em que  $K_{topt}$  é denominada como constante ótima de conjugado e determinada pelas características da turbina, descrita por:

$$K_{topt} = \frac{1}{2}\eta\rho\pi R^5 \frac{C_{pmax}}{(G\lambda_{max})^3}. \quad (3.2)$$

Assim a corrente ou a razão cíclica do conversor *boost* deve ser regulada de forma que o conjugado eletromagnético do gerador seja definido por (3.1).

### 3.2 Conversor *boost*

Este tipo de conversor já foi largamente estudado na literatura como em (ERICKSON, 1997), (MOHAN N.; UNDELAND, 2003), sendo amplamente utilizado em WECS

(HAQUE; NEGNEVITSKY; MUTTAQI, 2010)(CHEN; CHEN; GONG, 2014)(IVANOVIC; BLANUSA; KNEZIC, 2012). Ele tem como característica principal, a elevação de sua tensão de saída em relação à tensão de entrada. Com isso pode-se assumir que  $v_o > v_{in}$ . O interruptor do conversor pode ser controlado por uma modulação PWM, onde a razão cíclica de comutação, neste caso, influencia diretamente na amplitude da corrente do indutor.

Para a modelagem matemática, assume-se o conversor da Figura 3.1 operando em modo de condução contínua, o qual sempre mantém uma corrente passando pelo indutor  $L$ . Considera-se  $v_{in}$  como uma fonte de tensão contínua ideal, apesar de saber-se que a tensão de entrada não tem valor constante, devido à retificação trifásica por ponte de diodo. Com isso têm-se duas etapas de operação, referentes ao estado de condução do interruptor  $S_{boost}$ .

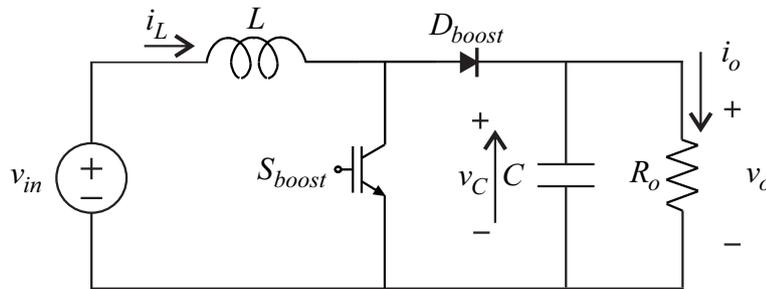


Figura 3.1 – Conversor *boost*.

Aplicando-se as leis de Kirchhoff na Figura 3.2, referente a primeira etapa de operação, na qual o interruptor  $S_{boost}$  está em condução obtém-se as seguintes equações

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{v_{in}}{L} \quad (3.3)$$

$$\frac{dv_c(t)}{dt} = -\frac{v_c(t)}{R_o C}. \quad (3.4)$$

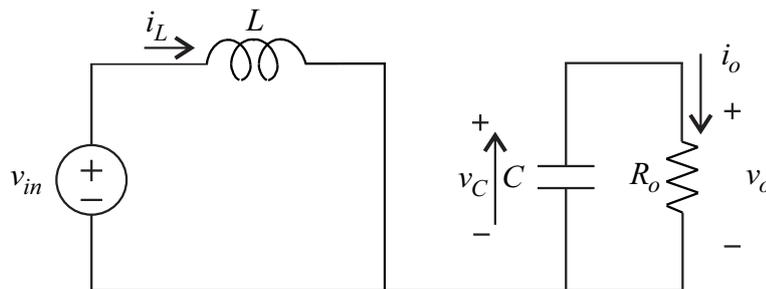


Figura 3.2 – Interruptor  $S_{boost}$  em condução.

Já a Figura 3.3 representa a segunda etapa de operação, na qual o interruptor está

bloqueado. Aplicando as leis de Kirchhoff obtêm-se as seguintes equações

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{v_c(t)}{L} + \frac{v_{in}}{L} \quad (3.5)$$

$$\frac{dv_c(t)}{dt} = \frac{i_L(t)}{C} - \frac{v_c(t)}{R_0C} \quad (3.6)$$

sendo  $i_L(t)$  a corrente no indutor e  $v_c(t)$  a tensão no capacitor.

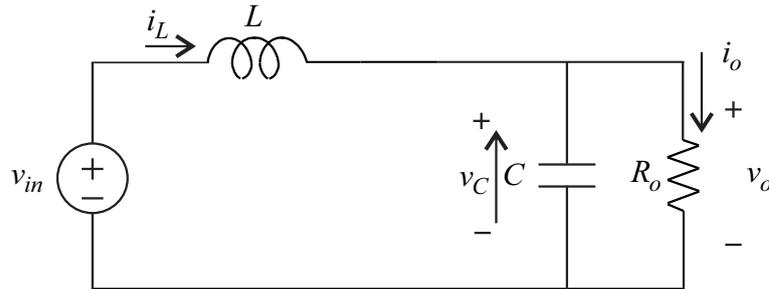


Figura 3.3 – Interruptor  $S_{boost}$  bloqueado.

Estas equações podem ser expressas por meio das matrizes de espaços de estados para cada etapa (OGATA, 1990). As equações do modelo no espaço de estados de sistemas de uma entrada e uma saída são dadas por:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}u(t) \\ y(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \end{aligned} \quad (3.7)$$

em que  $\mathbf{x}(t)$  é o vetor de estados que representa a corrente no indutor, tensão no capacitor, entre outras variáveis de interesse. As variáveis de entrada são representadas pelo vetor de entrada  $u(t)$ , que geralmente são fontes independentes. O vetor de saída  $y(t)$  representa as variáveis de saída, a serem mensuradas ou controladas. Ainda,  $\mathbf{A}$  é a matriz dinâmica do sistema,  $\mathbf{B}$  é o vetor de controle e  $\mathbf{C}$  é o vetor de saída.

Para a planta sob análise, adota-se o vetor de estados

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

e a corrente do indutor como saída, e sendo  $u(t) = v_{in}$ . A primeira etapa pode ser descrita por

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}_1\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_1u(t) \\ y(t) &= \mathbf{C}_1\mathbf{x}(t) \end{aligned} \quad (3.9)$$

sendo

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_0C} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.10)$$

A segunda etapa, pode ser dada por

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}_2 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_2 u(t) \\ y(t) &= \mathbf{C}_2 \mathbf{x}(t)\end{aligned}\tag{3.11}$$

com

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_o C} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}.\tag{3.12}$$

Nas representações desenvolvidas, o conversor *boost* é tratado como um sistema comutado com subsistemas lineares (LIBERZON; MORSE, 1999). Em geral, as estratégias de projeto de controladores para o conversor *boost* utilizam um modelo linearizado, partindo de um modelo médio (ERICKSON, 1997).

Um modelo médio pode ser encontrado ponderando-se a etapa 1 pela razão cíclica  $d(t)$  (razão do tempo de condução do interruptor pelo período de comutação) e a etapa 2 pelo complemento da razão cíclica  $(1 - d(t))$ , levando a (ERICKSON, 1997)

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= [\mathbf{A}_1 d(t) + \mathbf{A}_2 (1 - d(t))] \mathbf{x}(t) + [\mathbf{B}_1 d(t) + \mathbf{B}_2 (1 - d(t))] u(t) \\ y(t) &= [\mathbf{C}_1 d(t) + \mathbf{C}_2 (1 - d(t))] \mathbf{x}(t).\end{aligned}\tag{3.13}$$

Os sistemas de equações apresentados em (3.13) podem ser representados na forma escalar por:

$$\begin{aligned}C \frac{dv_c}{dt} &= i_L (1 - d(t)) - \frac{v_c}{R_o} \\ L \frac{di_L}{dt} &= v_{in} - v_c (1 - d(t)).\end{aligned}\tag{3.14}$$

Para permitir o uso de técnicas de projeto de controle para sistemas lineares um modelo linearizado da planta faz-se necessário (CHEN, 1999). Tal modelo pode ser determinado utilizando a abordagem de pequenos sinais.

- **Modelo de pequenos sinais**

No modelo para pequenos sinais a ser apresentado as ondulações de tensão e de corrente são desprezadas, uma vez que o conversor opera no modo de condução contínua e as ondulações são pequenas, e o modelo tem a finalidade de ilustrar o valor médio das variáveis do circuito. Então, assumindo pequenas perturbações, cada uma das variáveis pode ser decomposta em uma parte correspondente ao valor do regime e uma parte correspondente a pequenas variações, de modo que

$$\begin{aligned}d(t) &= D + \tilde{d}(t) & |D| &\gg |\tilde{d}| \\ i_L(t) &= I_L + \tilde{i}_L(t) & |I_L| &\gg |\tilde{i}_L| \\ v_{in}(t) &= V_{in} + \tilde{v}_{in}(t) & |V_{in}| &\gg |\tilde{v}_{in}| \\ v_c(t) &= V_c + \tilde{v}_c(t) & |V_c| &\gg |\tilde{v}_c|.\end{aligned}\tag{3.15}$$

Desta forma, inserindo essas perturbações nos sistemas de equações (3.14), obtém-se

$$\begin{aligned} L \left( \frac{dI_L}{dt} + \frac{d\tilde{i}_L(t)}{dt} \right) &= V_{in} + \tilde{v}_{in}(t) - (V_c + \tilde{v}_c(t))[(1 - (D + \tilde{d}(t)))] \\ C \left( \frac{dV_c}{dt} + \frac{d\tilde{v}_c(t)}{dt} \right) &= (I_L + \tilde{i}_L(t))[(1 - (D + \tilde{d}(t)))] - \frac{V_c}{R_o} - \frac{\tilde{v}_c(t)}{R_o} \end{aligned} \quad (3.16)$$

logo chega-se a

$$\begin{aligned} L \left( \frac{dI_L}{dt} + \frac{d\tilde{i}_L(t)}{dt} \right) &= V_{in} - V_c + V_c D + \tilde{v}_{in}(t) - \tilde{v}_c(t) + V_c \tilde{d}(t) + \tilde{v}_{in}(t) D + \tilde{v}_{in}(t) \tilde{d}(t) \\ C \left( \frac{dV_c}{dt} + \frac{d\tilde{v}_c(t)}{dt} \right) &= -\frac{V_c}{R_o} + I_L - I_L D - \frac{\tilde{v}_c(t)}{R_o} - I_L \tilde{d}(t) + \tilde{i}_L(t) - \tilde{i}_L(t) D - \tilde{i}_L(t) \tilde{d}(t). \end{aligned} \quad (3.17)$$

Verifica-se a existência de termos constantes, que representam o conversor em regime permanente, termos de primeira ordem e termos de segunda ordem. Como foi previamente exposto, as variações são muito pequenas em relação aos valores obtidos no ponto de operação em análise. Com isso, os termos de segunda ordem serão desconsiderados, e assim, somente os termos de primeira ordem serão avaliados (ERICKSON, 1997),

$$\begin{aligned} L \left( \frac{d\tilde{i}_L(t)}{dt} \right) &= \tilde{v}_{in}(t) - \tilde{v}_c(t) + V_c \tilde{d}(t) + \tilde{v}_{in}(t) D \\ C \left( \frac{d\tilde{v}_c(t)}{dt} \right) &= -\frac{\tilde{v}_c(t)}{R_o} - I_L \tilde{d}(t) + \tilde{i}_L(t) - \tilde{i}_L(t) D. \end{aligned} \quad (3.18)$$

### • Transformada de Laplace

A sequência da análise de pequenos sinais é feita aplicando-se a transformada de Laplace nas equações (3.18)

$$L s i_L(s) = v_{in}(s) + V_c d(s) - v_{in}(s)(1 - D) \quad (3.19)$$

$$C s v_c(s) = -\frac{v_c(s)}{R_o} - I_L d(s) + i_L(s)(1 - D). \quad (3.20)$$

Manipulando (3.20) para se obter  $v_c(s)$ , resulta em

$$v_c(s) = \frac{-I_L d(s) + i_L(s)(1 - D)}{C s + \frac{1}{R_o}}. \quad (3.21)$$

Substituindo (3.21) em (3.19) encontra-se  $i_L(s)$ , dado por:

$$i_L(s) = \frac{v_{in}(s) + V_c d(s) - \left[ \frac{-I_L d(s) + i_L(s)(1 - D)}{C s + \frac{1}{R_o}} \right] (1 - D)}{L s}. \quad (3.22)$$

Avaliando apenas a influência da variação na razão cíclica sobre a corrente no

indutor, logo  $v_{in}(s) = 0$ , então tem-se

$$i_L(s) = \frac{V_c d(s) - \left[ \frac{-I_L d(s) + i_L(s)(1-D)}{Cs + \frac{1}{R_o}} \right] (1-D)}{Ls} \quad (3.23)$$

após algumas manipulações matemáticas chega-se a condição

$$i_L(s) = \frac{d(s) \left[ V_c \left( Cs + \frac{1}{R_o} \right) + I_L(1-D) \right]}{Ls \left( Cs + \frac{1}{R_o} \right) + (1-D)^2}. \quad (3.24)$$

Levando em consideração as equações básicas do conversor *boost* (ERICKSON, 1997), em que

$$\begin{aligned} \frac{V_c}{V_{in}} &= \frac{1}{1-D} \\ V_{in} &= V_c(1-D) \end{aligned} \quad (3.25)$$

e considerando a potência de entrada igual à de saída, tem-se que

$$\begin{aligned} V_{in} I_L &= \frac{V_c^2}{R_o} \\ I_L(1-D) &= \frac{V_c}{R_o}. \end{aligned} \quad (3.26)$$

Logo substituindo (3.26) em (3.24), chega-se a condição

$$\frac{i_L(s)}{d(s)} = \frac{V_c \left( Cs + \frac{1}{R_o} \right) + \frac{V_c}{R_o}}{Ls \left( Cs + \frac{1}{R_o} \right) + (1-D)^2} \quad (3.27)$$

manipulando (3.27) obtém-se

$$\frac{i_L(s)}{d(s)} = \frac{[V_c R_o C s + 2V_c]}{R_o L C s^2 + Ls + R_o(1-D)^2}. \quad (3.28)$$

Colocando no formato padrão (3.28), o modelo do conversor, relacionando a corrente do indutor e a perturbação da razão cíclica para a malha de corrente, é obtido por

$$\frac{i_L(s)}{d(s)} = \frac{\frac{V_c}{L} s + \frac{2V_c}{R_o L C}}{s^2 + \frac{s}{R_o C} + \frac{(1-D)^2}{L C}}. \quad (3.29)$$

A partir de uma certa frequência o efeito da mudança na razão cíclica é muito pequeno. Dessa forma, pode-se empregar um modelo simplificado de (3.29), no qual considera-se o capacitor de saída como uma fonte de tensão (HULIEHEL; LEE; CHO, 1992). O modelo simplificado é dado por:

$$\frac{i_L(s)}{d(s)} = \frac{V_o}{Ls}. \quad (3.30)$$

Esse modelo é adequado quando se quer analisar o sistema em torno da frequência de cruzamento, como no projeto de compensadores. A simplificação apresentada só é possível pois ambos os modelos apresentados possuem a mesma resposta dinâmica na região da frequência de interesse, ou seja, tem o mesmo ganho e a mesma fase na região da frequência de interesse, como pode ser visto na Figura 3.4, obtida com base nos dados da Tabela 6.1.

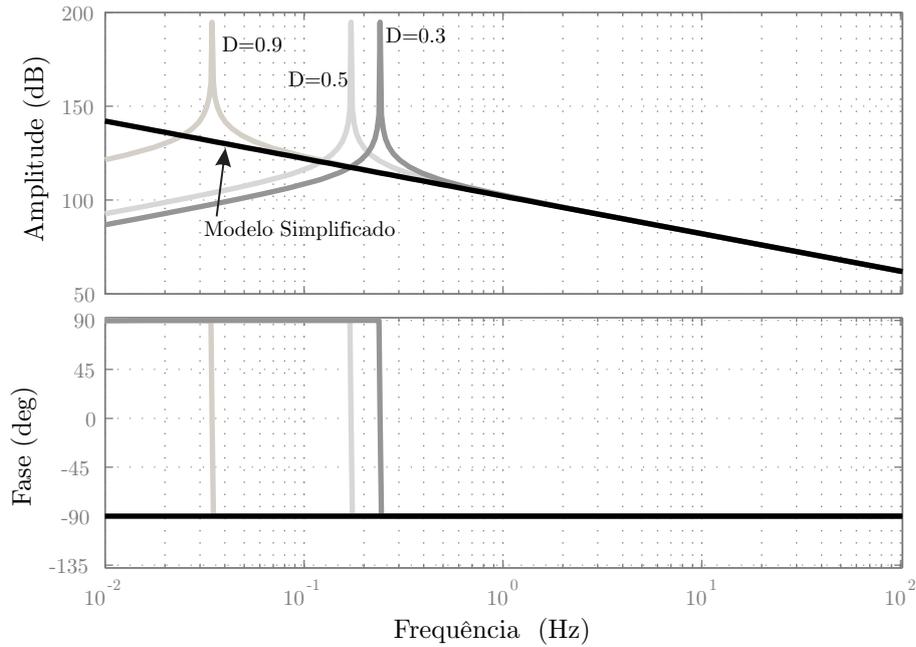


Figura 3.4 – Diagrama de bode do conversor *boost* para modelo completo e simplificado.

Para representar o modelo em equações de espaço de estado, a equação (3.30) é reescrita da forma

$$si_L(s) = \frac{V_o}{L}d(s) \quad (3.31)$$

logo

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}_3\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_3u(t) \\ y(t) &= \mathbf{C}_3\mathbf{x}(t) \end{aligned} \quad (3.32)$$

representam as equações de espaço de estado da equação (3.31), em que

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_3 &= 0 \\ \mathbf{B}_3 &= \frac{V_o}{L} \\ \mathbf{C}_3 &= 1. \end{aligned} \quad (3.33)$$

### 3.2.1 Método de MPPT para o conversor *boost*

Na Figura 3.5 é mostrado um sistema de conversão de energia eólica utilizando o conversor *boost* para maximizar a eficiência aerodinâmica da turbina.

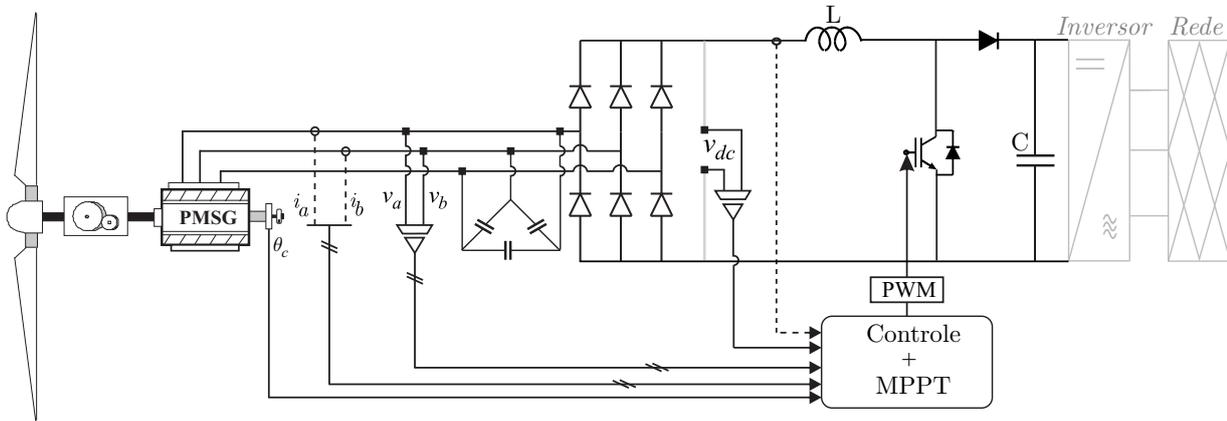


Figura 3.5 – Sistema de conversão de energia eólica com conversor *boost* convencional, sistema de controle e variáveis elétricas e mecânicas.

Para a implementação do método de MPPT pelo conversor *boost* a corrente do conversor é regulada, impondo assim indiretamente o conjugado ótimo.

O método de MPPT para o conversor *boost*, aqui descrito, é baseado em Heier (2006) e Haque, Negnevitsky e Muttaqi (2010) e é representado no diagrama da Figura 3.6. Os seguintes passos descrevem a forma para a obtenção da referência de corrente:

- (i) Estima-se ou mede-se a velocidade do gerador e mede-se a tensão na saída do retificador trifásico não controlado;
- (ii) Determina-se o conjugado ótimo de referência, dado pelas equações (3.1) e (3.2),
- (iii) Encontra-se a referência de corrente, por meio da relação de potência (2.5) e o conjugado com sua velocidade angular.

$$I_L^* = \frac{T_{gopt} \hat{\omega}_m}{V_{dc}}. \quad (3.34)$$

Para o controle de corrente do indutor, com a função de maximizar a eficiência aerodinâmica da turbina, um controlador proporcional integral é adotado. O projeto é realizado utilizando o controle do valor médio da corrente considerando o conversor *boost* operando no modo de condução contínua com as equações descritas nesta seção.

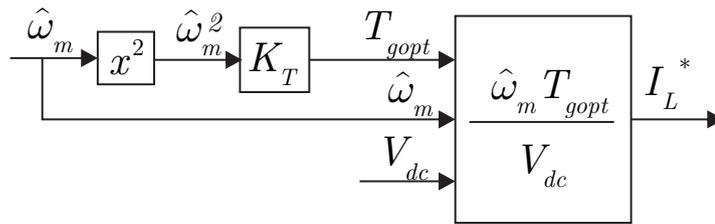


Figura 3.6 – Diagrama de blocos do método de MPPT.

Deve-se ressaltar que este método não leva em consideração as perdas do gerador.

### 3.3 Conversor *boost* CA

Tolbert et al. (2002) descrevem um conjunto de motor/gerador, de média potência, robusto com alta eficiência. Este conjunto utiliza um motor a diesel de combustão interna para acionar um gerador de ímãs permanente de velocidade variável. Um controle escalar  $V/f$  é aplicado, no qual a tensão CA é controlada para impor a frequência desejada. A tensão variável produzida pelo gerador é retificada pelo retificador *boost* CA, que alimenta o barramento CC. Enquanto a tensão do barramento for superior a 350 volts o circuito do retificador *boost* mantém-se desligado, sendo o barramento CC alimentado apenas pelo retificador trifásico não controlado, diodos  $D_1 - D_6$  da Figura 3.7. Quando a tensão for menor que o valor limite, o retificador *boost* é acionado, regulando o valor da tensão do barramento. A Figura 3.7 demonstra o esquemático do retificador *boost* do alternador PMSG.

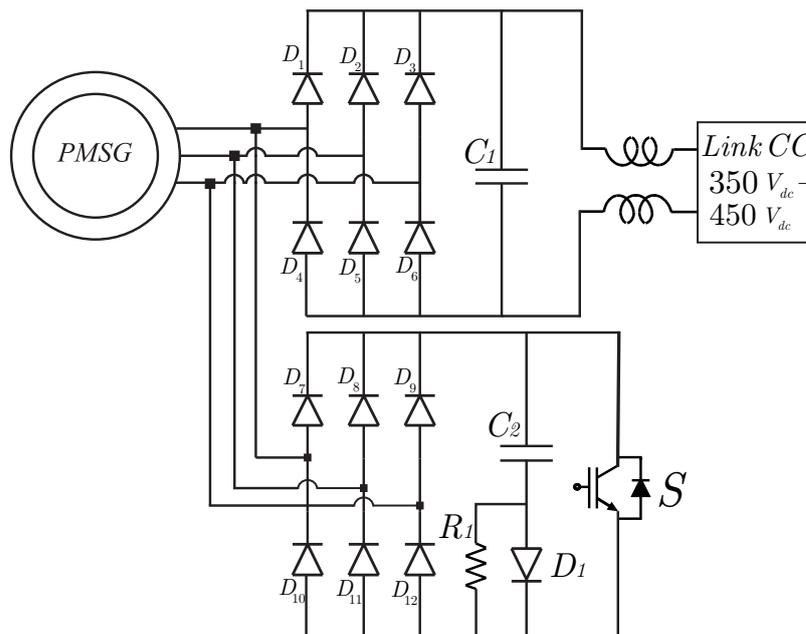


Figura 3.7 – Esquemático do retificador *boost* proposto por Tolbert et al. (2002).

A topologia mostrou ser uma alternativa atraente para estudo, pois ao não apresentar o componente magnético externo ao gerador, contribui para a redução do custo e volume do sistema.

Ainda objetiva-se impor o conjugado por meio do conversor *boost*. Na Figura 3.8 é apresentado o conversor *boost* CA aplicado à WECS. O conversor é constituído de um retificador PWM trifásico com apenas um único interruptor. Esta topologia é composta por duas pontes retificadoras não controladas e incorpora as indutâncias do gerador ao conversor *boost*. Salienta-se que a tensão do barramento CC é controlada pelo inversor do lado da rede elétrica, e aqui será considerada constante.

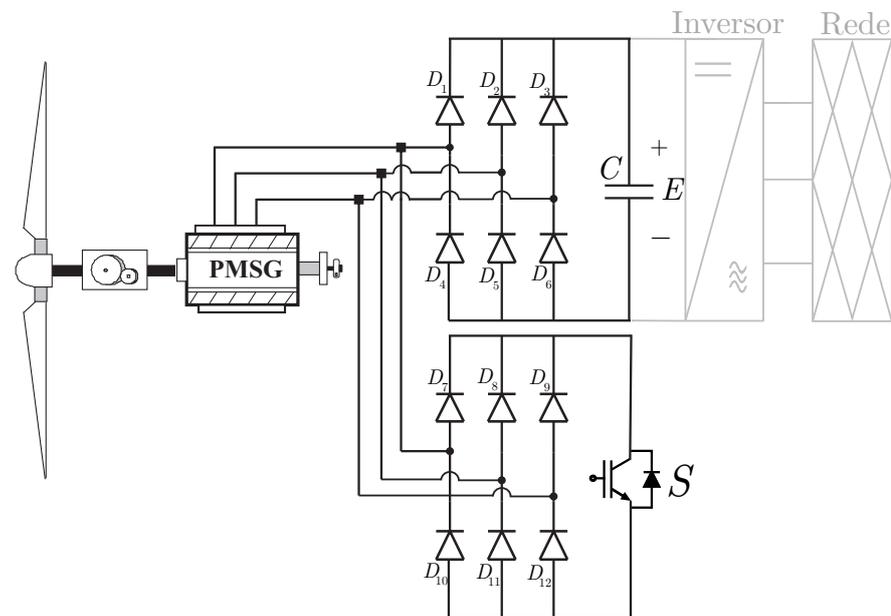


Figura 3.8 – Conversor *boost* CA proposto.

Os diodos ( $D_1 - D_{12}$ ) operam na frequência de comutação do conversor *boost* CA, com isso precisam ser de recuperação rápida. Para não aumentar as perdas de comutação e buscando um maior rendimento utiliza-se tecnologia de *silicon carbide*<sup>1</sup> (*SiC*), que apresenta reduzidos tempos de comutação.

### 3.3.1 Modelagem do conversor *boost* CA

Para obtenção do modelo dinâmico do conversor *boost* CA assume-se a operação no modo de condução contínua (CCM), ou seja, quando  $|i_a| > 0, |i_b| > 0, |i_c| > 0$ . O estado de condução do interruptor  $S$  define duas etapas de operação. A primeira quando

<sup>1</sup>O SiC apresenta uma altíssima condutividade térmica, minimização de perda de energia (devido à redução de perdas por recuperação reversa), redução da influência de temperatura na comutação e pode suportar altos campos elétricos e densidades de corrente antes do dispositivo se danificar. Tais características promovem maior rendimento e, assim, um aumento da densidade de potência dos conversores que usam essa tecnologia.

o interruptor  $S$  conduz, ocorre um aumento da energia armazenada nas indutâncias do estator do gerador, desde que a velocidade de rotação seja maior que zero. A duração desta etapa é definida pela razão cíclica  $d$ . Na segunda etapa ocorre a transferência da energia armazenada nas indutâncias do gerador para o barramento CC, por meio da condução de 3 dos 6 diodos do retificador não controlado do lado do barramento CC, sendo a duração desta etapa no modo de condução contínua caracterizada por  $1 - d$ .

Objetiva-se aqui obter o modelo dinâmico em coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$  do gerador conectado ao conversor *boost* CA, e então obter a relação entre a razão cíclica e o conjugado eletromagnético. Para obter as equações das tensões aplicadas pelo conversor *boost* CA no gerador em coordenadas,  $v_\alpha$  e  $v_\beta$ , parte-se dos estados de condução mostrados na Tabela 3.1. Esta tabela mostra as tensões de linha normalizadas,  $\frac{v_{ab}}{E}$  e  $\frac{v_{bc}}{E}$ , em função dos sinais das correntes do estator do gerador.

Tabela 3.1 – Operação da segunda etapa do conversor *boost* CA em CCM ( $S$  bloqueada).

$f_0(i_a)$	$f_0(i_b)$	$f_0(i_c)$	$v_{ab}/E$	$v_{bc}/E$
0	0	0	*	*
0	0	1	0	-1
0	1	0	-1	1
0	1	1	-1	0
1	0	0	1	0
1	0	1	1	-1
1	1	0	0	1
1	1	1	*	*

Nota-se que a primeira e a última linha da Tabela 3.1 não correspondem ao modo de condução contínua.

Na Tabela 3.1, a função  $f_0(x)$  é dada por

$$f_0(x) = \frac{(\text{sgn}(x) + 1)}{2}. \quad (3.35)$$

Então considerando a operação em modo de condução contínua, obtém-se:

$$\begin{aligned} \frac{v_{ab}}{E} &= (f_0(i_a) - f_0(i_b))(1 - d) \\ \frac{v_{bc}}{E} &= (f_0(i_b) - f_0(i_c))(1 - d). \end{aligned} \quad (3.36)$$

Visando a obtenção do modelo dinâmico em coordenadas  $\alpha\beta$ , as tensões  $v_{ab}$  e  $v_{bc}$  e as correntes  $i_a, i_b, i_c$ , podem ser transformadas como segue:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = \mathbf{K}_{\alpha\beta} \mathbf{N}^{-1} \mathbf{v}_{abc} \quad (3.37)$$

em que  $\mathbf{K}_{\alpha\beta}$  é a matriz de transformação, dada pela equação (2.27),

$$\mathbf{v}_{abc} = \begin{bmatrix} v_{ab} & v_{bc} & 0 \end{bmatrix}^T \quad (3.38)$$

é o vetor das tensões de linha, e a matriz  $\mathbf{N}$  é dada por:

$$\mathbf{N} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

que é a matriz de transformação das componentes de linha para fase. De maneira semelhante as correntes de fase em  $\alpha\beta$  podem ser obtidas

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta} = \mathbf{K}_{\alpha\beta}\mathbf{i}_{abc} \quad (3.40)$$

em que  $\mathbf{K}_{\alpha\beta}$  é novamente a matriz de transformação dada pela equação (2.27) e o vetor dado por

$$\mathbf{i}_{abc} = \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}^T \quad (3.41)$$

são as correntes de fase.

Então, reescrevendo as condições dadas pelas equações (3.36), tem-se

$$\begin{aligned} v_\alpha &= \left( \frac{2}{3}E f_1(i_\alpha, i_\beta) + \frac{1}{3}E f_2(i_\alpha, i_\beta) \right) (1-d) \\ v_\beta &= \left( \frac{1}{\sqrt{3}}E f_2(i_\alpha, i_\beta) \right) (1-d) \end{aligned} \quad (3.42)$$

em que

$$\begin{aligned} f_1(i_\alpha, i_\beta) &= f_0(i_\alpha) - f_0\left(-\frac{1}{2}i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta\right) \\ f_2(i_\alpha, i_\beta) &= f_0\left(-\frac{1}{2}i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta\right) - f_0\left(-\frac{1}{2}i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta\right). \end{aligned} \quad (3.43)$$

As funções  $f_1(i_\alpha, i_\beta)$  e  $f_2(i_\alpha, i_\beta)$  juntamente com a razão cíclica  $d$  definem o comportamento do conversor *boost* CA.

As equações obtidas, definem um modelo não linear definido por:

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= f(x, u) \\ y(x) &= h(x) \end{aligned} \quad (3.44)$$

em que os estados são as correntes  $i_\alpha$  e  $i_\beta$ , a variável de controle é  $1-d$  e a grandeza de saída  $y(x)$  é o conjugado eletromagnético. A função  $h(x)$  é dada por (2.46) remetida a (2.32) e (2.34).

A função  $f(x, u)$  da equação (3.44) é não diferenciável devido à presença da função

*sign.* A solução numérica da equação (3.44) apresenta uma boa correspondência com os resultados de simulações do *PSIM*<sup>®</sup>, bem como os resultados experimentais. Estes resultados demonstram também que um modelo simplificado de primeira ordem entre a perturbação na razão cíclica  $d$  e o conjugado eletromagnético, pode ser obtido para o propósito do projeto do controlador.

Para validação da modelagem desenvolvida, foram realizadas simulações do modelo da planta completa, conforme mostrada na Figura 3.8. Primeiramente uma comprovação das correntes é realizada, posteriormente uma comprovação do conjugado eletromagnético é demonstrada com o uso do modelo dinâmico e simulação numérica do conversor.

A partir do modelo dinâmico das correntes estatóricas dados por (2.38), tem-se

$$\begin{aligned}\frac{di_\alpha}{dt} &= -\frac{R_s}{L_s}i_\alpha + \frac{1}{L_s}v_\alpha - \frac{1}{L_s}e_\alpha \\ \frac{di_\beta}{dt} &= -\frac{R_s}{L_s}i_\beta + \frac{1}{L_s}v_\beta - \frac{1}{L_s}e_\beta\end{aligned}\quad (3.45)$$

em que  $i_\alpha$  e  $i_\beta$  são as correntes estatóricas,  $v_\alpha$  e  $v_\beta$  são dadas pelas equações (3.42) e

$$\begin{aligned}e_\alpha &= \phi_{srm}\omega_e (-\sin(\theta_e)) \\ e_\beta &= \phi_{srm}\omega_e (\cos(\theta_e))\end{aligned}\quad (3.46)$$

denotam as forças eletromotrizes.

Os resultados para o modelo desenvolvido, foram comparados com uma simulação no *software PSIM*<sup>®</sup>, utilizando os dados da Tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Parâmetros de simulação e modelo dinâmico.

$R_s(\Omega)$	$L_s(mH)$	$d$	$E(V)$	$n_e(rpm)$	$\phi_{srm}(Wb)$
0,18	1,23	0,3	400	400	0,25

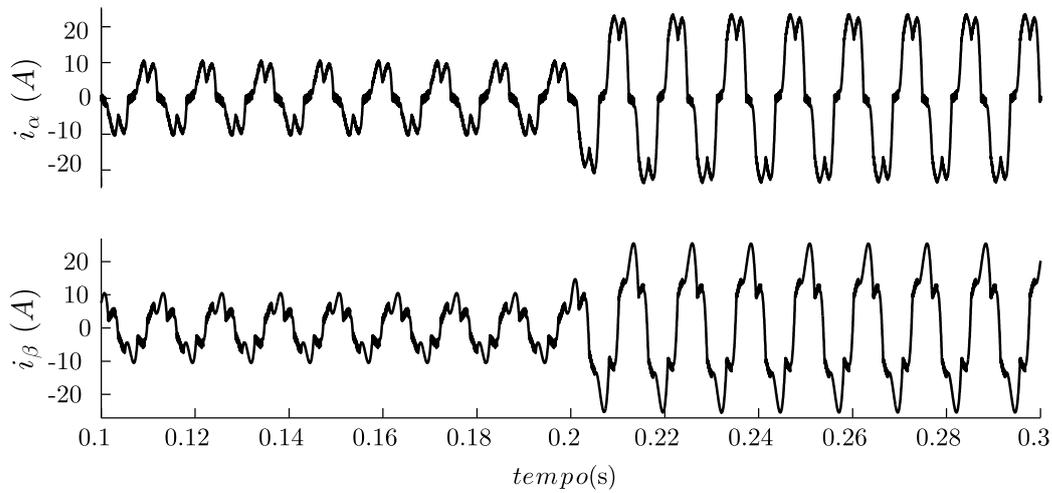


Figura 3.9 – Correntes  $i_\alpha$  e  $i_\beta$  correspondentes ao modelo dinâmico (3.44), para parâmetros da Tabela 3.2.

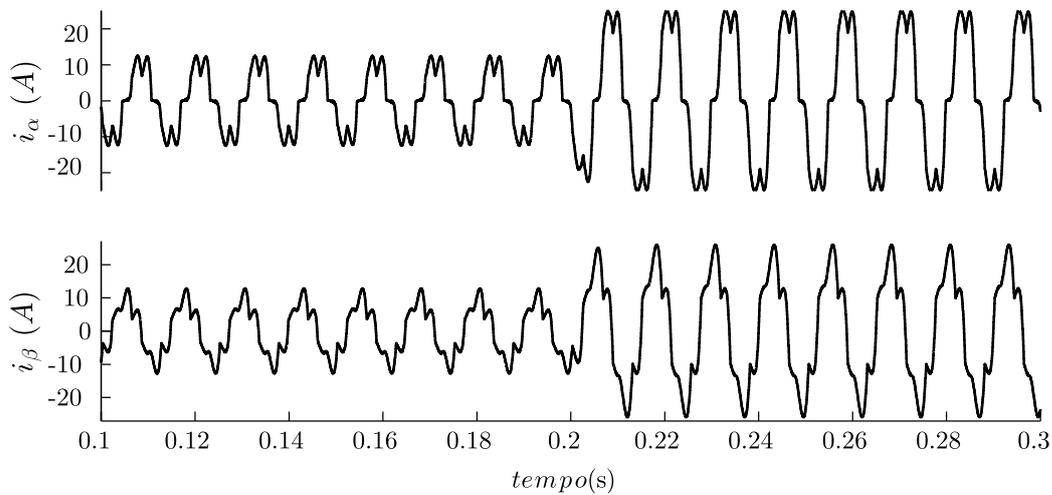


Figura 3.10 – Correntes  $i_\alpha$  e  $i_\beta$  correspondentes a simulação numérica do  $PSIM^{\text{®}}$  para parâmetros da Tabela 3.2.

Nos gráficos das Figuras 3.9 e 3.10 são demonstradas as correntes  $i_\alpha$  e  $i_\beta$  para o modelo do conversor desenvolvido e a simulação realizada no *software*  $PSIM^{\text{®}}$  respectivamente. Nos resultados apresentados, em  $tempo(s) = 0,2$  foi aplicado um degrau na razão cíclica, para analisar o comportamento das correntes. Considerando os resultados obtidos, pode-se validar o modelo dinâmico encontrado para o conversor.

Uma vez que a grandeza de saída é o conjugado eletromagnético do gerador obtém-se a equação do mesmo.

Partindo da equação de conjugado eletromagnético (2.46), tem-se:

$$T_e = \frac{3N_p}{2} (\phi_\alpha i_\beta - \phi_\beta i_\alpha). \quad (3.47)$$

em que os fluxos do estator  $\phi_\alpha$  e  $\phi_\beta$  são obtidos por,

$$\begin{aligned} \phi_\alpha &= L_s i_\alpha + \phi_\alpha^r \\ \phi_\beta &= L_s i_\beta + \phi_\beta^r \end{aligned} \quad (3.48)$$

e  $\phi_\alpha^r$  e  $\phi_\beta^r$ , são dados por

$$\begin{aligned} \phi_\alpha^r &= \phi_{srm} \cos \theta_e \\ \phi_\beta^r &= \phi_{srm} \sin \theta_e. \end{aligned} \quad (3.49)$$

A Figura 3.11 mostra os resultados para o conjugado eletromagnético obtido da simulação no *PSIM*<sup>®</sup> e para o modelo dinâmico (3.44). O transitório mostrado é devido a um degrau de 0,03 na razão cíclica no instante 0,2 s. Com os resultados observa-se a correspondência dos dois modelos. Ressalta-se apenas a presença de componentes de alta frequência não capturadas pelo modelo médio (3.44) nos resultados de simulação como pode ser visto em detalhes na Figura 3.12. Com isso valida-se o modelo dinâmico médio (3.44) encontrado para o conjugado eletromagnético.

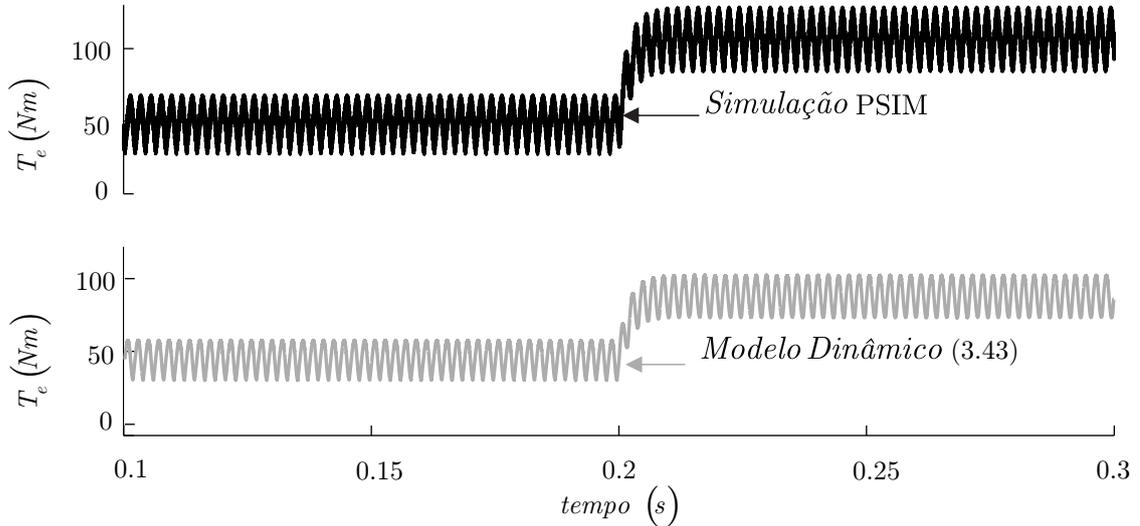


Figura 3.11 – Conjugado eletromagnético do modelo dinâmico e simulação numérica.  $E = 400 V$ ,  $d = 0,5$  para  $t < 0,2$  e  $d = 0,53$  para  $t > 0,2$ .

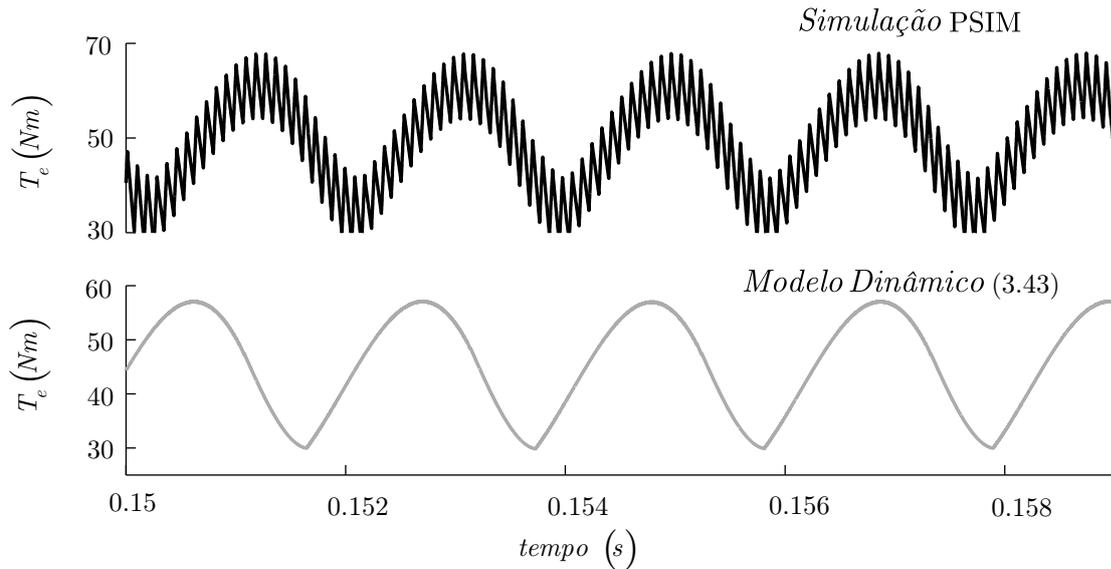


Figura 3.12 – Detalhes da Figura 3.11,  $E = 400\text{ V}$ ,  $d = 0,5$  para  $0,15 < t < 0,2$ .

A partir dos resultados de simulação pode-se inferir que é possível descrever o comportamento dinâmico que relaciona a razão cíclica com o conjugado por um modelo simplificado de primeira ordem. Este modelo descreve localmente o comportamento do gerador conectado ao conversor *boost* CA e pode servir para o propósito do projeto do controlador de conjugado.

Considera-se o modelo de primeira ordem definido por:

$$\frac{\tilde{T}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{K}{\frac{s}{T} + 1} \quad (3.50)$$

em que  $K$  é o ganho associado e  $T$  é a constante de tempo e  $\sim$  denota que o modelo em questão aplica-se a pequenas perturbações em torno de um pequeno ponto de operação.

Com o objetivo de determinar os parâmetros de  $K$  e  $T$  do modelo de pequenos sinais, realizou-se simulações em diferentes velocidades de rotação da turbina para obtenção do modelo simplificado, considerando que esta opera no modo MPPT, ou seja, está operando na região *II* da Figura 2.5. Ressalta-se que o modelo também é válido para a região *III*.

Na Figura 3.13 são demonstrados os resultados do conjugado eletromagnético para o modelo dinâmico e também do modelo simplificado para a velocidade de rotação de  $400\text{ rpm}$  e  $E = 400\text{ V}$ . Como observado o modelo simplificado captura o comportamento dinâmico do gerador/conversor, podendo ser utilizado para o projeto do controlador de conjugado. Observa-se ainda que o conjugado eletromagnético apresenta uma harmônica na frequência 6 vezes maior que a fundamental elétrica, devido ao uso da ponte retificadora não controlada no conversor *boost* CA. Este fenômeno não é capturado pelo modelo de pequenos sinais entretanto ele pode ser considerado um distúrbio exógeno de frequência conhecida no projeto do controlador.

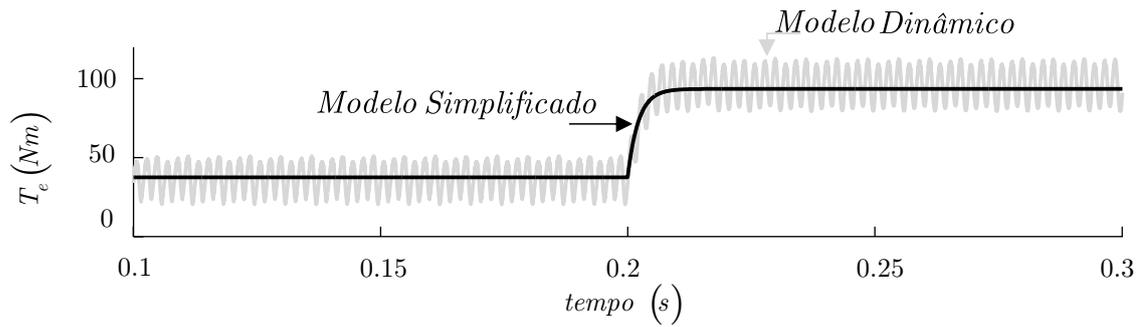


Figura 3.13 – Conjugado eletromagnético do modelo dinâmico e simplificado,  $n_e = 400$  rpm  $E = 400$  V,  $d = 0,5$  para  $t < 0,2$  e  $d = 0,53$  para  $t > 0,2$ .

A Tabela 3.3, demonstra os valores para a equação (3.50) obtidos para as diferentes velocidades de rotação da turbina.

Tabela 3.3 – Valores de  $K$  e  $T$  para diferentes velocidades  $n_e$  e  $E = 400$  V.

$n_e$ (rpm)	$K$	$T$ (ms)
400	1967	2
500	1700	2
600	1500	1,5
700	1333	1,3
800	1233	1,7

Na Figura 3.14 são apresentados os parâmetros do modelo simplificado em função da velocidade (Tabela 3.3). Pode-se observar que o parâmetro  $K$  é proporcional a velocidade enquanto os valores da constante de tempo  $T$  podem ser aproximados para um valor correspondente para todas as velocidades.

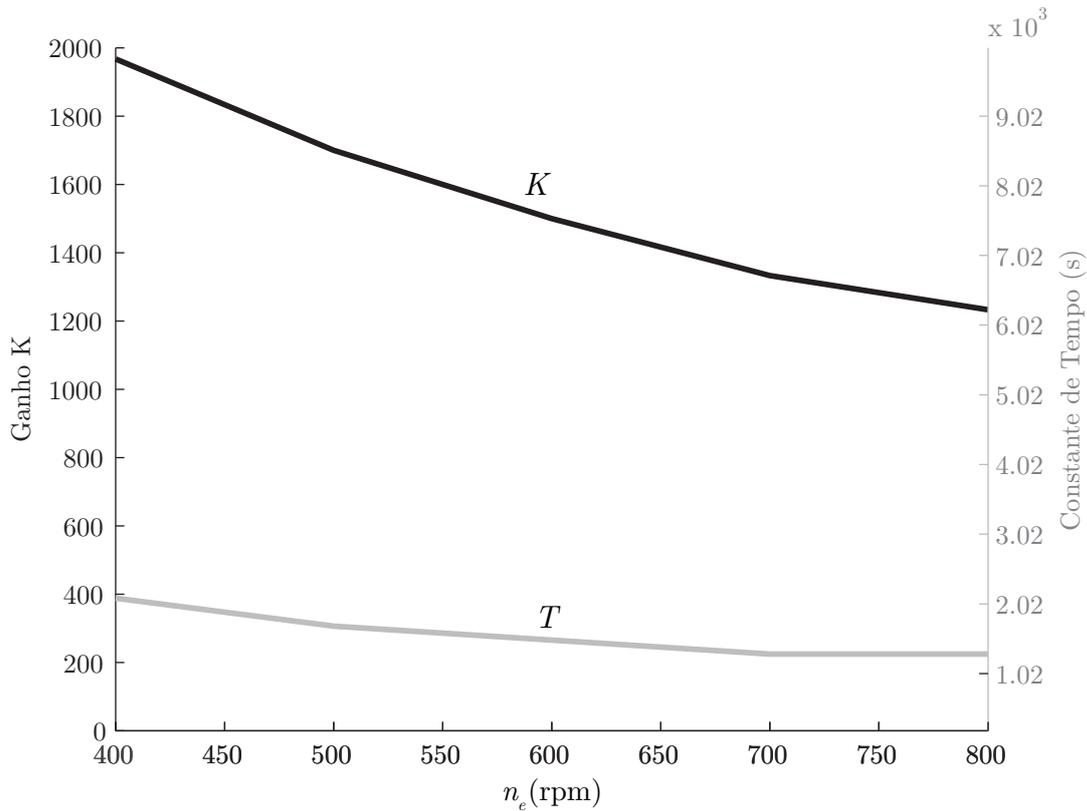


Figura 3.14 – Parâmetros do modelo dinâmico simplificado em função da velocidade,  $V_{cc} = 400 V$ .

Da Figura 3.14 observou-se que os parâmetros  $K$  e  $T$  do modelo não variam significativamente com a velocidade de rotação. Assim, adota-se a escala de  $n_e = 800 rpm$  para o projeto do controlador e então verifica-se o comportamento pela simulação numérica.

Para a velocidade de  $800 rpm$  o modelo dinâmico simplificado é dado por:

$$\frac{\tilde{T}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{1,6}{s + 0,0017} \quad (3.51)$$

A partir do modelo dinâmico simplificado de primeira ordem, dado por (3.51) projetou-se um controlador. Aqui escolhe-se um controlador proporcional-integral e seu projeto é realizado utilizando a ferramenta *Matlab/Sisotool*<sup>®</sup>.

Na Figura 3.15 são apresentados os resultados para malha fechada do controle de conjugado para o modelo dinâmico e a simulação numérica do *PSIM*<sup>®</sup>, para  $n_e = 300 rpm$  em  $t < 0,3$ ,  $n_e = 400 rpm$  para  $0,3 < t < 0,6$  e  $n_e = 500 rpm$  nos instantes  $t > 0,6$ . Os resultados são apresentados, visando a comprovação do uso do modelo simplificado no projeto do controlador. Pode-se observar que a operação em todas as faixas é similar para ambos, modelo simulado do *PSIM*<sup>®</sup> e modelo dinâmico desenvolvido.

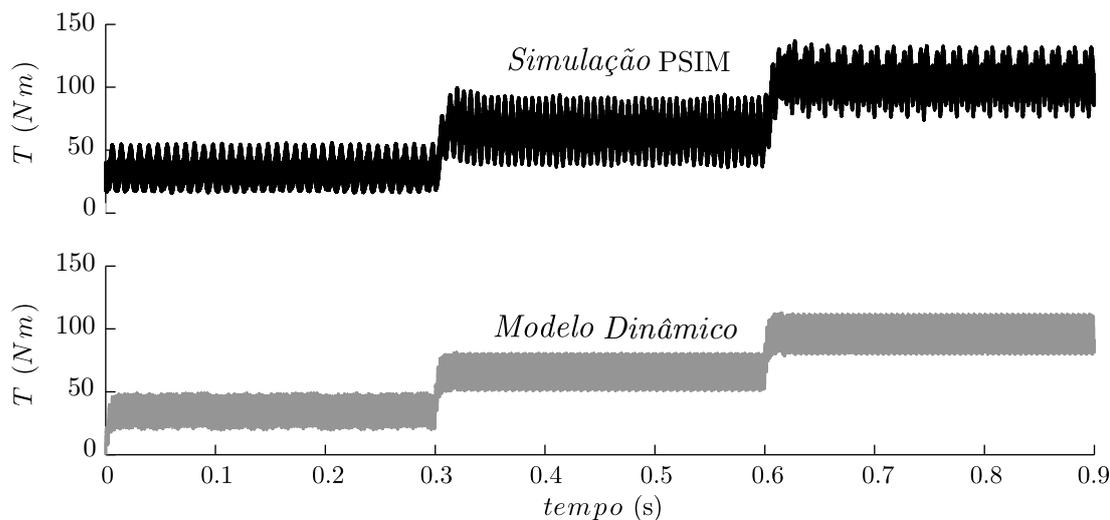


Figura 3.15 – Resposta em malha fechada para o controle escalar do conjugado para  $V_{cc} = 400\text{ V}$ ,  $n_e = 300\text{ rpm}$  para  $t < 0,3$ ,  $n_e = 400\text{ rpm}$  para  $0,3 < t < 0,6$  e  $n_e = 500\text{ rpm}$  para  $t > 0,6$ .

### 3.4 Considerações finais

Neste capítulo foram descritas as duas topologias consideradas para este trabalho. Primeiramente um conversor *boost*, amplamente utilizado em sistemas de conversão de energia eólica, foi modelado e sua forma de controle demonstrada. O algoritmo de MPPT é projetado para impor indiretamente o conjugado ótimo maximizando a eficiência aerodinâmica, por meio do controle da corrente de referência do conversor *boost*.

Para a topologia *boost* CA conectado a um gerador síncrono de ímãs permanentes e, operando em modo de condução contínua, foi apresentada a modelagem dinâmica e a forma de controle escalar de conjugado. Para o projeto do controlador, um modelo dinâmico simplificado de primeira ordem que relaciona o conjugado com a razão cíclica foi proposto, visando facilitar o projeto do controlador. A comprovação da modelagem foi realizada por meio de simulações do modelo dinâmico, comparadas com resultados do *software PSIM*<sup>®</sup>, demonstrando uma boa correspondência.



## 4 SISTEMA *SENSORLESS* NO TEMPO CONTÍNUO

### 4.1 Introdução

O controle por modos deslizantes surgiu do controle descontínuo (“*bang - bang*”), como uma solução para o problema das oscilações inerentes a esse tipo de controle. De forma mais abrangente, o controle por modos deslizantes é uma solução para os sistemas de estrutura variável, pois força o movimento para algumas superfícies do espaço de estados do sistema, a partir do que são obtidas suas principais características como robustez relacionada as incertezas paramétricas e distúrbios externos (HUNG; GAO; HUNG, 1993; PERRUQUETTI, 2002).

O conceito sistemas de estrutura variável foi introduzido por volta dos anos 50, pelos pesquisadores da extinta União Soviética, S.V. Emel’yanov e A. I. Fedotova, os quais consideravam inicialmente sistemas lineares de segunda ordem com realimentação do erro da saída e de sua derivada, sendo que a entrada de controle poderia assumir um entre dois valores possíveis (HUNG; GAO; HUNG, 1993; PERRUQUETTI, 2002).

De 1962 a 1970, sistemas lineares de ordem superior, invariantes ou variantes no tempo começaram a ser analisados. Neste período, estudos foram realizados com relação a existência, convergência e estabilidade dos modos deslizantes. Também foram investigados os efeitos das perturbações externas e incertezas paramétricas e sistemas com variáveis de estado não-mensuráveis para os modos deslizantes (HUNG; GAO; HUNG, 1993). Foi somente a partir de 1970 que as teorias foram estendidas a uma grande variedade de sistemas, dentre os quais sistemas de acionamentos elétricos (HUNG; GAO; HUNG, 1993; GAO; HUNG, 1993; SABANOVIC; FRIDMAN; SPURGEON, 2004).

As principais vantagens das técnicas de controle por modos deslizantes estão na sua simplicidade de projeto, invariância com relação a características do processo e rejeição a distúrbios externos (UTKIN, 1977; SABANOVIC, 2011). Devido às características de proporcionar sistemas de controle muito robustos verifica-se que este vem sendo aplicado ao controle de robôs, controle de motores síncronos e de indução, controle de vôo de aeronaves, conversores estáticos, entre outros.

Este capítulo apresentará o observador por modos deslizantes em tempo contínuo desenvolvido em (YAN; UTKIN, 2002), conforme descrito no diagrama da Figura 4.1. As características dos modos deslizantes apresentadas são desejáveis para um sistema de controle *sensorless*. Então, um observador de corrente por modos deslizantes em tempo contínuo é proposto. As condições de existência e convergência dos estados do sistema para a superfície de deslizamento são estabelecidas. Mediante isto, é proposto um identificador de velocidade com estabilidade garantida por uma candidata à função de Lyapunov em

tempo contínuo. A metodologia, aqui, é desenvolvida para uma gerador síncrono de ímãs permanentes de polos não salientes.

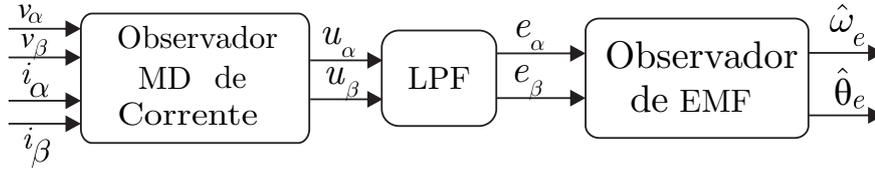


Figura 4.1 – Diagrama de blocos do algoritmo *sensorless* no domínio de tempo contínuo.

#### 4.1.1 Aspectos gerais sobre modos deslizantes

Um sistema por modos deslizantes pode ocorrer quando a entrada de controle é uma função chaveada com um estado do sistema, onde a frequência de chaveamento pode ser teoricamente infinita (UTKIN; GULDNER; SHIJUN, 1999). Com isso é possível forçar um sistema simples de primeira ordem a seguir determinada referência de acordo com a variável de estado  $x(t)$ , de forma que,

$$\frac{dx(t)}{dt} = f(x, t) + u(t) \quad (4.1)$$

sendo  $f(x)$  uma função limitada,  $|f(x)| < f_0$  e  $f_0$  é uma constante. Aqui, sem perda de generalidade, assume-se que todas as variáveis são funções do tempo e com isto o termo  $(t)$  pode ser suprimido. Assim, a lei de controle pode ser realizada por uma função relé do erro de rastreamento  $e(t) = r(t) - x(t)$ , em que  $r(t)$  é a referência e a lei de controle  $u(t)$  é dada por,

$$u(t) = \begin{cases} u_0^+, & \text{se } e(t) > 0, \\ u_0^-, & \text{se } e(t) < 0, \end{cases} \quad \text{ou } u(t) = u_0 \text{sign}(e), \quad u_0 = \text{constante}. \quad (4.2)$$

Os valores de “ $e(t)$ ” e de sua derivada “ $\frac{de(t)}{dt}$ ” têm sinais diferentes se  $u_0 > f_0 + \left|\frac{dr}{dt}\right|$ , em que

$$\frac{de(t)}{dt} = \frac{dr(t)}{dt} - f(x) - u_0 \text{sign}(e). \quad (4.3)$$

Isto significa que a amplitude do erro de rastreamento deve diminuir em uma razão de tempo limitada.

Um dos problemas associados a análise de sistemas por modos deslizantes consiste em encontrar as condições para a existência de uma superfície de modos deslizantes. Na literatura verifica-se que em sistemas por modos deslizantes contínuos no tempo a existência de uma superfície de deslizamento em um hiperplano  $s_i(x)$  é garantida se a

derivada da função  $s_i(x)$  tiver sinal oposto a própria função, tal que,

$$s_i(x) \frac{ds_i(x)}{dt} < 0. \quad (4.4)$$

Na literatura também são encontrados trabalhos onde a condição global apresentada em (4.4) é substituída por condições locais para existência de um hiperplano  $s_i(x)$  da forma como apresentada em Utkin (1992),

$$\begin{aligned} \lim_{s_i \rightarrow 0^+} \frac{ds_i(x)}{dt} &< 0 \\ \lim_{s_i \rightarrow 0^-} \frac{ds_i(x)}{dt} &> 0. \end{aligned} \quad (4.5)$$

A partir de (4.4) e (4.5) serão desenvolvidas as condições para existência de uma superfície por modos deslizantes nos algoritmos apresentados neste capítulo.

## 4.2 Considerações iniciais

Sejam os vetores, em coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{\alpha\beta} &= \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{i}_{\alpha\beta} &= \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{e}_{\alpha\beta} &= \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (4.6)$$

definidos, respectivamente, para a tensão, a corrente e a força eletromotriz do gerador. O modelo dinâmico (2.38) pode então, ser dado por

$$\frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \frac{1}{L_s} \mathbf{v}_{\alpha\beta} - \frac{1}{L_s} \mathbf{e}_{\alpha\beta} \quad (4.7)$$

em que  $R_s$  é a resistência estatórica e  $L_s$  é a indutância estatórica do gerador, representados por seus valores nominais. A EMF, por sua vez, representada por (2.37), é descrita como segue

$$\mathbf{e}_{\alpha\beta} = \phi_{srm} \omega_e \begin{bmatrix} -\sin(\theta_e) \\ \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

em que  $\omega_e$  é a velocidade elétrica e  $\theta_e$  é a posição elétrica do gerador. Considerando que as dinâmicas mecânicas variam mais lentamente que as dinâmicas elétricas, pode-se definir a variação de  $\omega_e$  como,

$$\frac{d\omega_e}{dt} = 0 \quad (4.9)$$

e, assim,

$$\frac{d\mathbf{e}_{\alpha\beta}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_e \\ \omega_e & 0 \end{bmatrix} \mathbf{e}_{\alpha\beta} \quad (4.10)$$

define o comportamento dinâmico da EMF do gerador.

### 4.3 Observador de corrente por modos deslizantes para obtenção da EMF

O estimador de velocidade e posição rotórica é desenvolvido em coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$ . Primeiramente um observador de corrente por modos deslizantes é apresentado cuja função é determinar a EMF. Após, um estimador de força eletromotriz tem como objetivo obter a velocidade rotórica.

Desejando estimar as correntes do gerador, define-se o observador de corrente por modos deslizantes dado por:

$$\frac{d\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} + \frac{1}{L_s}\mathbf{v}_{\alpha\beta} - \frac{1}{L_s}\mathbf{u}_{\alpha\beta} \quad (4.11)$$

em que

$$\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha & \hat{i}_\beta \end{bmatrix}^T \quad (4.12)$$

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \end{bmatrix}^T \quad (4.13)$$

são o vetor de corrente estatórica estimada em coordenadas estacionárias e a função de atração respectivamente.

O vetor da ação forçante descontínua  $\mathbf{u}_{\alpha\beta}$  é dada por,

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta} = k_1 \text{sign}(\mathbf{s}_{\alpha\beta}) \quad (4.14)$$

para  $k_1 \in \mathfrak{R}^+$ . A superfície de deslizamento é definida como

$$\mathbf{s}_{\alpha\beta} = \hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} - \mathbf{i}_{\alpha\beta}, \quad (4.15)$$

e  $\text{sign}$  é a função sinal, que é definida por,

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1, & \text{se } x > 0, \\ 0, & \text{se } x = 0, \\ -1, & \text{se } x < 0. \end{cases} \quad (4.16)$$

O Teorema a seguir mostra a condição para convergência da função para a superfície de deslizamento ( $\mathbf{s}_{\alpha\beta} = \tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}$ ) e a forma de obtenção de EMF.

**Teorema 4.3.1.** (YAN; UTKIN, 2002) *Seja o modelo dinâmico definido por (4.7) cujo observador de estado é descrito por (4.11). Os erros de estimação irão convergir para zero se e somente se existir uma constante  $k_1$  suficientemente grande que compense as forças eletromotrizes. Neste as forças eletromotrizes são obtidas por meio de um filtro passa-baixas como segue,*

$$\mathbf{e}_{\alpha\beta}^{eq} = LPF(\mathbf{u}_{\alpha\beta}) \quad (4.17)$$

que convergem para  $e_\alpha$  e  $e_\beta$ .

◇

**Prova.** O comportamento dinâmico da superfície de deslizamento dada pelos erros de estimação, será definido pela diferença entre (4.11) e (4.7) tal que,

$$\frac{d\tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} + \frac{1}{L_s}\mathbf{e}_{\alpha\beta} - \frac{1}{L_s}\mathbf{u}_{\alpha\beta}. \quad (4.18)$$

Considerando uma função candidata a Lyapunov escrita da forma,

$$V = \frac{1}{2}(\tilde{i}_\alpha^2 + \tilde{i}_\beta^2) \quad (4.19)$$

é necessário que a variação de Lyapunov seja definida negativa ou seja  $\frac{dV}{dt} < 0$ , para assegurar a convergência de (4.18). Então a derivada de (4.19) é dada por,

$$\frac{dV}{dt} = \tilde{i}_\alpha \frac{d\tilde{i}_\alpha}{dt} + \tilde{i}_\beta \frac{d\tilde{i}_\beta}{dt}. \quad (4.20)$$

Substituindo (4.18) na expressão (4.20), resulta em,

$$\frac{dV}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}(\tilde{i}_\alpha^2 + \tilde{i}_\beta^2) + \frac{1}{L_s}(e_\alpha\tilde{i}_\alpha + e_\beta\tilde{i}_\beta) - \frac{1}{L_s}k_1(|\tilde{i}_\alpha| + |\tilde{i}_\beta|). \quad (4.21)$$

Logo, para um  $k_1$  grande o suficiente que satisfaça a condição abaixo, tem-se que  $\frac{dV}{dt}$  será negativa e a função candidata a Lyapunov (4.19) decairá a zero quando  $t \rightarrow \infty$ .

$$k_1 \geq \max(|e_\alpha|, |e_\beta|).$$

Como consequência, o erro de estimação das correntes ( $\tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}$ ) convergirá para zero, ou seja, os valores estimados das correntes ( $\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}$ ) convergem para os valores reais ( $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$ ).

Depois que ocorrem os modos deslizantes, isto é,  $\frac{d\tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}}{dt} = 0$  e garantindo que  $\tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} = 0$ , o comportamento dinâmico do erro de estimação (4.18) torna-se,

$$\mathbf{e}_{\alpha\beta} = \mathbf{u}_{\alpha\beta}. \quad (4.22)$$

Desta forma, pelo método do controle equivalente (UTKIN, 1992), (UTKIN; GULD-

NER; SHIJUN, 1999), as componentes de baixa frequência do sinal forçante  $\mathbf{u}_{\alpha\beta}$  contém um sinal equivalente ao sinal  $\mathbf{e}_{\alpha\beta}$ . Desse modo, este sinal equivalente pode ser obtido por meio do filtro passa-baixas demonstrado em (4.17).

Observa-se que a banda passante do filtro por um lado deve ser escolhida suficientemente grande para permitir a passagem das componentes do sinal forçante  $\mathbf{u}_{\alpha\beta}$ , de baixa frequência, que correspondem a força eletromotriz. Por outro lado, ela deve ser pequena o suficiente para eliminar as componentes de elevada frequência causadas pelas não idealidades e dinâmicas não modeladas do sistema (DRAKUNOV; UTKIN, 1995).

#### 4.4 Observador de força eletromotriz para estimação da velocidade elétrica

Nesta seção um observador de EMF em tempo contínuo é apresentado utilizando o método direto de Lyapunov para determinar a velocidade e posição rotórica.

O observador de velocidade pode ser obtido por meio de (4.11). De acordo com o Teorema 4.3.1. Após a ocorrência dos modos deslizantes pode-se considerar que,

$$\mathbf{e}_{\alpha\beta}^{eq} = \mathbf{e}_{\alpha\beta} \quad (4.23)$$

e então, definir um observador de EMF como segue,

$$\frac{d\hat{\mathbf{e}}_{\alpha\beta}}{dt} = \mathbf{M}\hat{\omega}_e\mathbf{e}_{\alpha\beta} - k_2\tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta} \quad (4.24)$$

em que  $\hat{\omega}_e$  a velocidade elétrica estimada,  $k_2$  uma constante positiva,

$$\hat{\mathbf{e}}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha & \hat{e}_\beta \end{bmatrix}^T \quad (4.25)$$

$$\tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \tilde{e}_\alpha & \tilde{e}_\beta \end{bmatrix}^T \quad (4.26)$$

são as EMF's estimadas e os erros de estimação respectivamente, em que

$$\tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta} = \hat{\mathbf{e}}_{\alpha\beta} - \mathbf{e}_{\alpha\beta}. \quad (4.27)$$

$\mathbf{M}$  é uma matriz auxiliar, dada por

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

O Teorema a seguir estabelece a lei adaptativa para estimar a velocidade rotórica.

**Teorema 4.4.1.** (YAN; UTKIN, 2002) *Seja o observador de EMF (4.24), sujeito à condição (4.9) e ao Teorema 4.3.1. O observador (4.24) é estável e a convergência do erro de estimação ( $\tilde{e}_\alpha$  e  $\tilde{e}_\beta$ ) para zero é garantida se  $k_2$  é positivo e sendo o algoritmo*

para a variação de velocidade definido por:

$$\dot{\hat{\omega}}_e = (\tilde{e}_\alpha e_\beta - \tilde{e}_\beta e_\alpha) \quad (4.29)$$

Nesse caso, a velocidade estimada  $\hat{\omega}_e$  converge para o seu valor real  $\omega_e$ , quando  $\tilde{e}_\alpha \rightarrow 0$  e  $\tilde{e}_\beta \rightarrow 0$ .

◇

**Prova.** O comportamento dinâmico do erro de estimação da EMF é obtido pela diferença entre (4.24) e (4.10) dado por

$$\frac{d\tilde{e}_{\alpha\beta}}{dt} = \mathbf{M}\tilde{\omega}_e \mathbf{e}_{\alpha\beta} - k_2 \tilde{e}_{\alpha\beta} \quad (4.30)$$

sendo  $\tilde{e}_{\alpha\beta}$  o erro de estimação (4.27) e

$$\tilde{\omega}_e = \hat{\omega}_e - \omega_e \quad (4.31)$$

o erro de estimação de velocidade rotórica.

Considerando uma função candidata a Lyapunov escrita da forma,

$$V = \frac{1}{2} (\tilde{e}_\alpha^2 + \tilde{e}_\beta^2 + \tilde{\omega}_e^2), \quad (4.32)$$

sua derivada é dada por

$$\frac{dV}{dt} = \tilde{e}_\alpha \frac{d\tilde{e}_\alpha}{dt} + \tilde{e}_\beta \frac{d\tilde{e}_\beta}{dt} + \tilde{\omega}_e \frac{d\tilde{\omega}_e}{dt}. \quad (4.33)$$

Substituindo (4.30) em (4.33) e considerando a definição da equação (4.9), tem-se

$$\frac{dV}{dt} = -k_2 (\tilde{e}_\alpha^2 + \tilde{e}_\beta^2). \quad (4.34)$$

A estabilidade do sistema é garantida já que  $\frac{dV}{dt}$  é negativa para,  $k_2$  definido como uma constante positiva. Desta forma  $\tilde{e}_{\alpha\beta}$  converge para zero com o decaimento da função Lyapunov (4.32), de tal modo que  $\tilde{\omega}_e$  convergirá para um valor constante e que  $\hat{\omega}_e$  convergirá para o seu valor real.

Logo, por meio de (4.8), a posição rotórica pode ser estimada por

$$\hat{\theta}_e = \tan^{-1} \left( -\frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta} \right). \quad (4.35)$$

#### 4.5 Considerações finais

Este capítulo abordou o algoritmo *sensorless* no domínio do tempo contínuo em coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$  aplicado ao gerador síncrono de ímãs permanentes. Para desenvolver essa metodologia primeiramente foram apresentadas as condições para a exis-

tência da superfície de deslizamento. As equações que descrevem o modelo dinâmico do gerador foram dadas para então ser proposto um observador de corrente por modos deslizantes. Por fim um observador de força eletromotriz foi desenvolvido por meio do método direto de Lyapunov para obtenção da velocidade e da posição rotórica. Estes observadores serviram para os estudos e motivação dos métodos de estimação.

## 5 SISTEMA *SENSORLESS* NO TEMPO DISCRETO

### 5.1 Introdução

Usualmente, as estratégias de controle *sensorless* são desenvolvidas em tempo contínuo e aplicadas ao tempo discreto. Isto, contudo, acarreta numa desvantagem. Toda a análise de estabilidade estabelecida em tempo contínuo perde a validade em tempo discreto. A estabilidade do sistema só pode ser garantida, então, quando a frequência de amostragem tende ao infinito que resultaria no tempo contínuo. Esta limitação, todavia, não existe no sistema *sensorless* proposto a seguir. Isto é uma consequência da abordagem integral em tempo discreto tanto para o desenvolvimento quanto para a análise de estabilidade do sistema em questão.

Inicialmente, o modelo discreto para o PMSG é apresentado. Em seguida, o sistema *sensorless* discreto é proposto, segundo Bernardes (2013). Ele engloba o observador de corrente por modos deslizantes, o observador de EMF e a lei de adaptação para a velocidade elétrica. A análise de estabilidade, é demonstrada para cada componente do sistema.

#### 5.1.1 Condições para a existência de uma superfície por modos deslizantes discreta

No Capítulo 4 foram apresentadas as condições para existência de uma superfície por modos deslizantes em tempo contínuo. No qual a superfície existe se o hiperplano de deslizamento atender à condição apresentada na equação (4.4), ou seja,

$$s_i(s) \frac{ds_i}{dt} < 0. \quad (5.1)$$

Ou ainda a condição global apresentada em (5.1) pode ser substituída por condições locais para existência de um hiperplano  $s_i(x)$  da forma como apresentada em Utkin (1992),

$$\begin{aligned} \lim_{s_i \rightarrow 0^+} \frac{ds_i(x)}{dt} &< 0 \\ \lim_{s_i \rightarrow 0^-} \frac{ds_i(x)}{dt} &> 0. \end{aligned} \quad (5.2)$$

A forma equivalente para a existência de um hiperplano de deslizamento dada em

(5.1) e (5.2) em tempo discreto pode ser obtida na forma,

$$\begin{aligned} & s_{i(k)} \Delta s_{i(k)}, \quad e \\ & \lim_{s_{i(k)} \rightarrow 0^+} \Delta s_{i(k)}(x) < 0; \\ & \lim_{s_{i(k)} \rightarrow 0^-} \Delta s_{i(k)}(x) > 0; \end{aligned} \quad (5.3)$$

em que  $\Delta s_{i(k)} = s_{i(k+1)} - s_{i(k)}$ .

Porém, em sistemas no tempo discreto as condições apresentadas em (5.3) são necessárias, mas não são suficientes (SARPTURK; ISTEфанOPULOS; KAYNAK, 1987). Para sistemas discretos no tempo as condições apresentadas em (5.1) e (5.2) não garantem uma convergência estável. Uma condição necessária e suficiente pode ser obtida a partir da análise de estabilidade de Lyapunov. Para tanto, considere a superfície de deslizamento em tempo discreto como candidata a função Lyapunov,

$$V_k = s_{i(k)}^2. \quad (5.4)$$

Escrevendo a equação diferença de (5.4) tem-se,

$$\Delta V_k = s_{i(k+1)}^2 - s_{i(k)}^2. \quad (5.5)$$

A equação (5.5) pode ser reescrita na forma

$$\Delta V_k = [s_{i(k+1)} + s_{i(k)}][s_{i(k+1)} - s_{i(k)}]. \quad (5.6)$$

Multiplicando (5.6) por  $sign^2(s_{i(k)})$ ,

$$\Delta V_k = [s_{i(k+1)} + s_{i(k)}]sign(s_{i(k)})[s_{i(k+1)} - s_{i(k)}]sign(s_{i(k)}). \quad (5.7)$$

A partir da equação (5.7) é possível se obter as condições necessária e suficiente para a existência de uma superfície por modos deslizantes em tempo discreto conforme apresentado em Sarpturk, Istefanopulos e Kaynak (1987). A equação (5.7) pode ser separada em duas inequações da forma,

$$[s_{i(k+1)} - s_{i(k)}]sign(s_{i(k)}) < 0 \quad (5.8)$$

$$[s_{i(k+1)} + s_{i(k)}]sign(s_{i(k)}) \geq 0. \quad (5.9)$$

A condição (5.8) pode ser entendida como uma segunda forma de representação de (5.3) e representa a condição necessária para a existência de uma superfície por modos deslizantes em tempo discreto. A inequação (5.9) mostra a condição chamada suficiente para a existência de uma superfície de modos deslizantes em tempo discreto. As referidas inequações indicam que se existe uma superfície de deslizamento em tempo discreto

estável, então a trajetória dos estados irá cruzar pelo hiperplano de deslizamento a cada intervalo de tempo e a distância do estado até a superfície de deslizamento na amostra de  $(k + 1)$  não é maior que a amostra anterior (SABANOVIC; FRIDMAN; SPURGEON, 2004). Por outro lado as condições estabelecidas em (5.8) e (5.9) definem limites superior e inferior para a lei de controle, os quais dependem da distância do estado de  $s_{i(k)}$  até a superfície de deslizamento (KOTTA; SARPTURK; ISTEфанOPULOS, 1989).

Outra forma de determinar as condições necessária e suficiente para a existência de uma superfície de deslizamento em tempo discreto foi apresentada por Sira-Ramirez (1991). Neste trabalho um regime convergente por modos deslizantes discreto existe em  $s_{i(k)}$  se a condição apresentada em (5.10) for satisfeita,

$$|s_{i(k+1)}| |s_{i(k)}| < |s_{i(k)}|^2. \quad (5.10)$$

A condição (5.10) pode ser reescrita

$$|s_{i(k+1)} s_{i(k)}| < s_{i(k)}^2. \quad (5.11)$$

A inequação (5.11) garante,

$$s_{i(k+1)} s_{i(k)} < s_{i(k)}^2 \quad (5.12)$$

ou ainda

$$(s_{i(k+1)} - s_{i(k)}) s_{i(k)} < 0. \quad (5.13)$$

o que garante a veracidade das equações (5.3) e (5.8).

As condições acima estabelecem as condições para que ocorram os modos quase deslizantes. Porém Gao, Wang e Homaifa (1995) sugere que as trajetórias dos estados desejados para um sistema por modos deslizantes discretos devem possuir os seguintes atributos:

1. Partindo de qualquer condição inicial, as trajetórias movem-se monotonicamente em direção à superfície cuja função de deslizamento é nula e cruzam-na em tempo finito;
2. Após o primeiro cruzamento pela superfície, as trajetórias atravessam-na sucessivamente a cada período de amostragem, gerando um movimento de chaveamento em torno da superfície;
3. A amplitude do movimento de chaveamento em torno da superfície não aumenta e as trajetórias permanecem confinadas em uma região limitada e especificada.

Mediante esses atributos, Gao estabelece as seguintes definições para contemplar os modos de deslizamentos no domínio de tempo discreto.

**Definição 5.1.1.** *O movimento de um sistema por modos deslizantes no domínio de*

tempo discreto que satisfaz os atributos 2 e 3 é chamado de modo quase deslizante (QSM). A região especificada que contém o QSM é chamada de região de modo quase deslizante é definida por

$$|s_{i(k)}| < s_{max}$$

em que  $2s_{max}$  é o tamanho da região.

◇

**Definição 5.1.2.** O modo quase deslizante torna-se um modo quase deslizante ideal quando  $s_{max} = 0$ .

◇

**Definição 5.1.3.** Um sistema por modos deslizantes discretos satisfaz uma condição de atração se o sistema em questão possui todos os três atributos listados.

◇

Dessa forma, o modo quase deslizante segundo Gao, Wang e Homaifa (1995) pode ser obtido se o sistema por modos deslizantes satisfizer as definições acima, bem como a condição

$$s_{i(k+1)}s_{i(k)} < 0. \quad (5.14)$$

Nesse sentido, o modo quase deslizante segundo Sarpturk, Istefanopulos e Kaynak (1987) pode não se enquadrar nos atributos de Gao. Uma vez que a condição (5.9) estabelece que a amplitude do movimento de chaveamento é não crescente, ele pode ocorrer uma região que ultrapassa uma QSM previamente especificada. Nesse caso, o atributo 3 não é contemplado. Visto que as condições de Sira-Ramirez (1991) são equivalentes a Sarpturk, Istefanopulos e Kaynak (1987), então o mesmo raciocínio é válido para estes.

Então desejando que as condições de Sarpturk, Istefanopulos e Kaynak (1987) e Gao, Wang e Homaifa (1995) sejam satisfeitas, Bernardes (2013) propõem uma nova condição que assegura a desigualdade (5.14) bem como a Definição 5.1.1, ou seja,

$$s_{i(k+1)}\text{sign}(s_{i(k)}) < 0 \quad (5.15)$$

$$|s_{i(k+1)}| \leq s_{max}. \quad (5.16)$$

Nesse caso as condições (5.15) e (5.16) podem ser agrupadas tal que

$$-s_{i(k+1)}\text{sign}(s_{i(k)}) \leq s_{max} \quad (5.17)$$

deva ser garantida. Essa condição pode também ser facilmente obtida assumindo que a condição (5.9) satisfaz a Definição 5.1.1. Ressalta-se ainda que as condições (5.8) e (5.14) são equivalentes. Nesse sentido, pode-se dizer que o QSM segundo Gao, Wang e

Homaifa (1995) é um caso particular de Sarpturk, Istefanopulos e Kaynak (1987), em que o movimento de chaveamento fica confinado em uma região especificada. Com isso, pode-se concluir que o QSM é garantido se as condições

$$(s_{i(k+1)} - s_{i(k)}) \text{sign}(s_{i(k)}) < 0 \quad (5.18)$$

$$-s_{i(k+1)} \text{sign}(s_{i(k)}) \leq s_{max} \quad (5.19)$$

são asseguradas.

### 5.1.2 Modelo do PMSG no domínio de tempo discreto

O comportamento dinâmico das correntes estatóricas do PMSG, no domínio de tempo discreto pode ser obtido pela discretização de (4.7) pelo método de discretização de Euler, dado por

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta(k+1)} = \mathbf{i}_{\alpha\beta(k)} - \frac{T_s R_s}{L_s} \mathbf{i}_{\alpha\beta(k)} + \frac{T_s}{L_s} \mathbf{v}_{\alpha\beta(k)} - \frac{T_s}{L_s} \mathbf{e}_{\alpha\beta(k)} \quad (5.20)$$

em que  $T_s$  é o período de amostragem,  $R_s$  e  $L_s$  são os parâmetros de resistência e indutância estatórica respectivamente, e

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{\alpha\beta(k)} &= \begin{bmatrix} i_{\alpha(k)} & i_{\beta(k)} \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{v}_{\alpha\beta(k)} &= \begin{bmatrix} v_{\alpha(k)} & v_{\beta(k)} \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{e}_{\alpha\beta(k)} &= \begin{bmatrix} e_{\alpha(k)} & e_{\beta(k)} \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (5.21)$$

são os vetores que denotam a corrente e tensão estatóricas e a força eletromotriz, em coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$  no instante  $k$ . Esta última, dada pela discretização de (4.8), como segue

$$\mathbf{e}_{\alpha\beta(k)} = \phi_{srm} \omega_e(k) \begin{bmatrix} -\sin(\theta_e(k)) \\ \cos(\theta_e(k)) \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

em que  $\omega_e(k)$  é a velocidade elétrica e  $\theta_e(k)$  é a posição elétrica amostrada.

A equação (5.20) determina o observador de corrente a ser proposto. Entretanto é necessário obter o comportamento dinâmico para a força eletromotriz  $\mathbf{e}_{\alpha\beta}$ , para propor um observador de EMF e para obtenção da velocidade  $\omega_e$  e a posição rotórica  $\theta_e$ . Então, o comportamento dinâmico para EMF é obtido pela discretização de (4.10) por Euler, obtendo

$$\mathbf{e}_{\alpha\beta(k+1)} = \mathbf{e}_{\alpha\beta(k)} + T_s \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{e(k)} \\ \omega_{e(k)} & 0 \end{bmatrix} \mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}. \quad (5.23)$$

Ressalta-se, entretanto, que a condição (4.9) torna-se

$$\Delta\omega_{e(k)} = 0 \quad (5.24)$$

em tempo discreto, considerando que a velocidade varia lentamente em relação as grandezas elétricas.

Por meio da equação (4.10) a posição rotórica também pode ser calculada em tempo discreto, dada por

$$\theta_{e(k)} = \tan^{-1} \left( -\frac{e_{\alpha(k)}}{e_{\beta(k)}} \right) \quad (5.25)$$

sendo  $\tan^{-1}$  a função arcotangente.

## 5.2 Observador de corrente por modos deslizantes em tempo discreto

O ponto de partida do sistema *sensorless* é o observador de corrente. Então a partir da equação (5.20) propõe-se então um observador por modos deslizantes, dado por,

$$\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta(k+1)} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta(k)} + \mathbf{B}\mathbf{v}_{\alpha\beta(k)} - \mathbf{B}\mathbf{u}_{\alpha\beta(k)} \quad (5.26)$$

em que

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & 1 - \frac{T_s R_s}{L_s} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_s} \end{bmatrix}, \quad (5.27)$$

e os vetores

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta(k)} &= \begin{bmatrix} \hat{i}_{\alpha(k)} & \hat{i}_{\beta(k)} \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{v}_{\alpha\beta(k)} &= \begin{bmatrix} v_{\alpha(k)} & v_{\beta(k)} \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{u}_{\alpha\beta(k)} &= \begin{bmatrix} u_{\alpha(k)} & u_{\beta(k)} \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (5.28)$$

denotam a corrente estatórica estimada, tensão estatórica e a função de atração para uma superfície de deslizamento.

Define-se, então, a função de deslizamento, dada por

$$\mathbf{s}_{\alpha\beta(k)} = \mathbf{B}^{-1}\tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta(k)} \quad (5.29)$$

e

$$\tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta(k)} = \hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta(k)} - \mathbf{i}_{\alpha\beta(k)} \quad (5.30)$$

é o erro de estimação de corrente estatórica.

A função forçante  $\mathbf{u}_{\alpha\beta}$  é a lei de aproximação para a superfície de deslizamento cuja função (5.29) é nula. Assim sendo, a função de atração é proposta por

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta(k)} = \mathbf{u}_{\alpha\beta(k)}^{eq} + \mathbf{u}_{\alpha\beta(k)}^{md} \quad (5.31)$$

na qual o primeiro termo é uma função contínua determinada pelo método de controle equivalente (UTKIN; GULDNER; SHIJUN, 1999) tal que

$$s_{(k+1)} \Big|_{\mathbf{u}_{\alpha\beta(k)} = \mathbf{u}_{\alpha\beta(k)}^{eq}} = 0; \quad (5.32)$$

enquanto o segundo termo pode ser uma função descontínua que force a função de deslizamento (5.29) permanecer com um valor nulo, ou seja força a trajetória dos estados a permanecer na superfície de deslizamento. Nesse caso, define-se a função

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta(k)}^{md} = h_1 \mathbf{I} \mathbf{s}_{\alpha\beta(k)} + h_2 \mathbf{I} \text{sign}(\mathbf{s}_{\alpha\beta(k)}) \quad (5.33)$$

em que  $h_1$  e  $h_2$  são constantes projetadas, enquanto

$$\text{sign}(\mathbf{s}_{\alpha\beta(k)}) = \begin{bmatrix} \text{sign}(s_{\alpha(k)}) & \text{sign}(s_{\beta(k)}) \end{bmatrix}^T \quad (5.34)$$

sendo  $\text{sign}$  a função sinal definida por (4.16), e  $\mathbf{I} \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$ , uma matriz identidade.

O Lema a seguir estabelece a função equivalente  $\mathbf{u}_{\alpha\beta(k)}^{eq}$  que assegura a condição (5.32).

**Teorema 5.2.1.** *Seja o observador de corrente (5.26) sujeito à função de deslizamento (5.29) bem como a lei de aproximação (5.31). Dessa forma, se a função contínua  $\mathbf{u}_{\alpha\beta(k)}^{eq}$  é dada por*

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta(k)}^{eq} = \mathbf{s}_{\alpha\beta(k)} + \mathbf{e}_{\alpha\beta(k)} + \mathbf{B}^{-1}(\mathbf{A} - \mathbf{I})\tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta(k)} \quad (5.35)$$

então, conforme a técnica de controle equivalente (UTKIN, 1992), a função de deslizamento no instante  $k + 1$  é

$$\mathbf{s}_{\alpha\beta(k+1)} = -\tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)} \quad (5.36)$$

em que  $\tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)}$  é o vetor de erro de estimação de EMF.

◇

**Prova.** O comportamento dinâmico do erro de estimação será definido pela diferença entre (5.20) e (5.26) tal que,

$$\tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta(k+1)} = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta(k)} + \mathbf{B}\mathbf{e}_{\alpha\beta(k)} - \mathbf{B}\mathbf{u}_{\alpha\beta(k)} \quad (5.37)$$

em que  $\tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta(k)}$  é dado por (5.30). Por sua vez, no instante de  $k + 1$  a função de deslizamento

(5.29) é dada por

$$\mathbf{s}_{\alpha\beta(k+1)} = \mathbf{B}^{-1}\tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta(k+1)}. \quad (5.38)$$

Substituindo (5.37) em (5.38), obtém-se

$$\mathbf{s}_{\alpha\beta(k+1)} = \mathbf{B}^{-1} \left( \mathbf{A}\tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta(k)} + \mathbf{B}\mathbf{e}_{\alpha\beta(k)} - \mathbf{B}\mathbf{u}_{\alpha\beta(k)} \right) \quad (5.39)$$

que subtraída pela função de deslizamento (5.29) resulta em

$$\mathbf{s}_{\alpha\beta(k+1)} = \mathbf{s}_{\alpha\beta(k)} + \mathbf{B}^{-1} \left[ (\mathbf{A} - \mathbf{I})\tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta(k)} + \mathbf{B}\mathbf{e}_{\alpha\beta(k)} - \mathbf{B}\mathbf{u}_{\alpha\beta(k)} \right]. \quad (5.40)$$

Conforme a técnica do método de controle equivalente, seguida pela condição de igualdade (5.32), substitui-se a função contínua (5.35) em (5.40) tal que

$$\mathbf{s}_{\alpha\beta(k+1)} = -\tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)} \quad (5.41)$$

dando um indicativo de que as propriedades de estabilidade bem como de convergência do observador de corrente (5.26) estão sujeitas ao erro de estimação de EMF. Nesse caso, a função descontínua  $\mathbf{u}_{\alpha\beta(k)}^{md}$  vem para contemplar essa situação, conferindo robustez ao observador.

Para a análise de estabilidade do observador segundo a função descontínua  $u_{\alpha\beta(k)}^{md}$  é necessário verificar as condições de deslizamento para o domínio de tempo discreto.

Como visto anteriormente, segundo Gao, Wang e Homaifa (1995), pode ocorrer o modo quase-deslizante, modificando a condição dada por Sarpturk, Istefanopulos e Kaynak (1987) e Sira-Ramirez (1991), em que o movimento fica confinado em uma região específica. Com isso pode-se concluir que o modo quase deslizante é garantido se a condição que segue é assegurada.

$$(s_{i(k+1)} - s_{i(k)})\text{sign}(s_{i(k)}) < 0 \quad (5.42)$$

$$-s_{i(k+1)}\text{sign}(s_{i(k)}) < s_{max} \quad (5.43)$$

Mediante o exposto, considera-se as Hipóteses e o Teorema seguinte para estabelecer os limites dos ganhos do observador de corrente (5.26).

**Hipótese 5.2.1.** *O vetor do erro de estimação de EMF é dado por*

$$\tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)} = \hat{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)} - \mathbf{e}_{\alpha\beta(k)} \quad (5.44)$$

tal que

$$|\tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)}| \leq \tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta max} \quad (5.45)$$

em que  $\tilde{\mathbf{e}}_{\alpha max}$  e  $\tilde{\mathbf{e}}_{\beta max}$  são constantes positivas conhecidas.

◇

**Hipótese 5.2.2.** A função de deslizamento (5.29) satisfaz a Hipótese 5.2.1 tal que

$$|\mathbf{s}_{\alpha\beta(k)}| \leq s_{max} \quad (5.46)$$

na qual os modos quase deslizantes ficam confinados em uma região igual a  $2s_{max}$

◇

**Teorema 5.2.2.** Seja o observador de corrente (5.26) sujeito à lei de aproximação (5.31), à função descontínua  $\mathbf{u}_{\alpha\beta(k)}^{md}$  dada por (5.33) e as Hipóteses 5.2.1. e 5.2.2. Portanto, a função de deslizamento converge e permanece confinada em torno da superfície de deslizamento  $s_{(k)}$ , se os ganhos positivos  $h_1$  e  $h_2$  satisfazem as desigualdades dadas por

$$0 < h_1 < 1 \quad (5.47)$$

$$h_2 \geq \max(\tilde{e}_{\alpha max}; \tilde{e}_{\beta max}) \quad (5.48)$$

$$h_2 \geq \min(-\tilde{e}_{\alpha max} + (1 - h_1)s_{\alpha max}; -\tilde{e}_{\beta max} + (1 - h_1)s_{\beta max}). \quad (5.49)$$

◇

**Prova.** Conforme o Teorema 5.2.2., o comportamento dinâmico da função de deslizamento (5.29) sob a lei de aproximação (5.31) e a função descontínua (5.33) é dado por:

$$\mathbf{s}_{\alpha\beta(k+1)} = -\tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)} - h_1 \mathbf{I} \mathbf{s}_{\alpha\beta(k)} + h_2 \mathbf{I} \text{sign}(\mathbf{s}_{\alpha\beta(k)}). \quad (5.50)$$

A convergência bem como a permanência da função de deslizamento  $\mathbf{s}_{\alpha\beta(k)}$  para uma região segundo a Hipótese 5.2.2. são asseguradas pelas condições (5.42) e (5.43), respectivamente. Inicialmente, considerando a componente de coordenada  $\alpha$ , tem-se por (5.42) que

$$(s_{\alpha(k+1)} - s_{\alpha(k)}) \text{sign}(s_{\alpha(k)}) < 0. \quad (5.51)$$

Substituindo (5.50) em (5.51) e desenvolvendo tem-se

$$\begin{aligned} & s_{\alpha(k+1)} \text{sign}(s_{\alpha(k)}) - |s_{\alpha(k)}| < 0 \\ & -\tilde{e}_{\alpha(k)} \text{sign}(s_{\alpha(k)}) - h_1 s_{\alpha(k)} \text{sign}(s_{\alpha(k)}) - h_2 \text{sign} \text{sign}(s_{\alpha(k)}) - |s_{\alpha(k)}| < 0 \\ & -(1+h_1)|s_{\alpha(k)}| - h_2 - \tilde{e}_{\alpha(k)} \text{sign}(s_{\alpha(k)}) < 0. \end{aligned} \quad (5.52)$$

Pela Hipótese 5.2.1. sabe-se que  $|\tilde{e}_{\alpha(k)}| \leq \tilde{e}_{\alpha max}$ , então logo

$$\begin{aligned} & h_1 > 0 \\ & h_2 \geq \tilde{e}_{\alpha max} \end{aligned} \quad (5.53)$$

o que assegura a condição (5.52) e (5.42).

Agora assumindo a condição (5.43), substituindo (5.50) em (5.43) e desenvolvendo obtém-se

$$\begin{aligned} & -s_{\alpha(k+1)}\text{sign}(s_{\alpha(k)}) < s_{\alpha\max} \\ -\tilde{e}_{\alpha(k)}\text{sign}(s_{\alpha(k)}) + h_1 s_{\alpha(k)}\text{sign}(s_{\alpha(k)}) + h_2 \text{sign}^2(s_{\alpha(k)}) & \leq |s_{\alpha\max}| \quad (5.54) \\ s_{\alpha\max} - \tilde{e}_{\alpha(k)}\text{sign}(s_{\alpha(k)}) - h_1 |s_{\alpha\max}| - h_2 & \geq 0. \end{aligned}$$

Assim conforme Hipótese 5.2.1. e 5.2.2., se  $s_{\alpha(k)}$  e  $\tilde{e}_{\alpha(k)}$  possuem sinais opostos,  $|s_{\alpha(k)}| \leq s_{\alpha\max}$  e  $|\tilde{e}_{\alpha(k)}| \leq \tilde{e}_{\alpha\max}$ , então as desigualdades (5.52) e (5.54) resultam em

$$\begin{aligned} & -(1 + h_1)|s_{\alpha(k)}| - h_2 - \tilde{e}_{\alpha(k)}\text{sign}(s_{\alpha(k)}) < 0 \\ & -(1 + h_1)s_{\alpha\max} - h_2 - \tilde{e}_{\alpha\max} < 0 \end{aligned} \quad (5.55)$$

$$\begin{aligned} & s_{\alpha\max} - \tilde{e}_{\alpha(k)}\text{sign}(s_{\alpha(k)}) - h_1 |s_{\alpha\max}| - h_2 \geq 0 \\ & s_{\alpha\max} - \tilde{e}_{\alpha\max} - h_1 s_{\alpha\max} - h_2 \geq 0 \\ & (h_1 - 1)s_{\alpha\max} + h_2 + \tilde{e}_{\alpha\max} \leq 0 \end{aligned} \quad (5.56)$$

e portanto a condição (5.43) pode ser assegurada se

$$\begin{aligned} & h_1 < 1 \\ & h_2 \leq -\tilde{e}_{\alpha\max} - (h_1 - 1)s_{\alpha\max}. \end{aligned} \quad (5.57)$$

Agrupando as condições (5.53) e (5.57) tem se que

$$\begin{aligned} & 0 < h_1 < 1 \\ & \tilde{e}_{\alpha\max} \leq h_2 \leq -\tilde{e}_{\alpha\max} - (h_1 - 1)s_{\alpha\max}. \end{aligned} \quad (5.58)$$

Fazendo para a componente de eixo  $\beta$ , conclui-se também que

$$\begin{aligned} & 0 < h_1 < 1 \\ & \tilde{e}_{\beta\max} \leq h_2 \leq -\tilde{e}_{\beta\max} - (h_1 - 1)s_{\beta\max} \end{aligned} \quad (5.59)$$

devem ser asseguradas para que a função de deslizamento (5.29) convirja e permaneça confinada em uma região, conforme a Hipótese 5.2.2.

□

Após a ocorrência dos modos deslizantes, a EMF equivalente pode ser obtida por um filtro passa-baixa, por meio da função de atração  $\mathbf{u}_{\alpha\beta(k)}$ . Função esta obtida pela substituição de (5.35) e (5.33) em (5.31)

$$\begin{aligned}
\mathbf{u}_{\alpha\beta(k)} &= \mathbf{u}_{\alpha\beta(k)}^{eq} + \mathbf{u}_{\alpha\beta(k)}^{md} \\
\mathbf{u}_{\alpha\beta(k)}^{eq} &= \mathbf{s}_{\alpha\beta(k)} + \mathbf{e}_{\alpha\beta(k)} + \mathbf{B}^{-1}(\mathbf{A} - \mathbf{I})\tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta(k)} \\
\mathbf{u}_{\alpha\beta(k)}^{md} &= h_1\mathbf{I}\mathbf{s}_{\alpha\beta(k)} + h_2\mathbf{I}sign(\mathbf{s}_{\alpha\beta(k)}) \\
\mathbf{s}_{\alpha\beta(k)} &= \mathbf{B}^{-1}\tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta(k)} \\
\mathbf{u}_{\alpha\beta(k)} &= \mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}^{lpf} + (\mathbf{A} + h_1\mathbf{I})\mathbf{s}_{\alpha\beta(k)} + h_2\mathbf{I}sign(\mathbf{s}_{\alpha\beta(k)})
\end{aligned} \tag{5.60}$$

em que  $\mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}^{lpf}$  é obtido por um filtro passa-baixa, utilizando  $\mathbf{u}_{\alpha\beta(k)}$ , dado por

$$\mathbf{e}_{\alpha\beta(k+1)}^{lpf} = (1 - T_s\omega_{filtro})\mathbf{I}\mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}^{lpf} + T_s\omega_{filtro}\mathbf{I}\mathbf{u}_{\alpha\beta(k)} \tag{5.61}$$

e  $\omega_{filtro}$  é a frequência de corte do filtro passa-baixa.

A banda passante desse filtro deve ser ajustada adequadamente para possibilitar a aquisição apenas das componentes desejadas de baixa frequência (DRAKUNOV; UTKIN, 1995).

Então, a EMF obtida é usada para estimar a posição e a velocidade rotórica, como segue.

### 5.3 Observador de EMF para obtenção da velocidade e posição rotórica

Nesta seção, um algoritmo robusto para estimação da velocidade elétrica do gerador, em tempo discreto, é proposto. Para tanto, deve-se definir inicialmente o observador de EMF. A partir deste, o algoritmo robusto é obtido por meio do Método Direto de Lyapunov.

O observador de EMF baseia-se no comportamento dinâmico (5.23), escrito por

$$\mathbf{e}_{\alpha\beta(k+1)} = \mathbf{e}_{\alpha\beta(k)} + T_s\omega_{e(k+1)}\mathbf{M}\mathbf{e}_{\alpha\beta(k)} \tag{5.62}$$

em que  $\mathbf{M}$  é a matriz dada dado por (4.28).

Então o observador de EMF é proposto e definido como segue

$$\hat{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k+1)} = \hat{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)} + T_s\hat{\omega}_{e(k+1)}\mathbf{M}\mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}^{lpf} - h_3\mathbf{I}\tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)} \tag{5.63}$$

em que  $h_3$  e  $\hat{\omega}_{e(k+1)}$  denotam o ganho do observador e a velocidade rotórica estimada um passo a frente, e

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)} &= \begin{bmatrix} \hat{e}_{\alpha(k)} & \hat{e}_{\beta(k)} \end{bmatrix}^T \\
\tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)} &= \begin{bmatrix} \tilde{e}_{\alpha(k)} & \tilde{e}_{\beta(k)} \end{bmatrix}^T
\end{aligned} \tag{5.64}$$

são os vetores de EMF estimada e de erro de estimação, sendo

$$\tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)} = \hat{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)} - \mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}^{lpf}. \quad (5.65)$$

As Hipóteses e o Teorema a seguir estabelecem as condições para a convergência do observador de EMF e obtenção da velocidade estimada consequentemente.

**Hipótese 5.3.1.** *Assume-se que o observador por modos deslizantes encontra-se em regime permanente, de maneira que*

$$\mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}^{lpf} = \mathbf{e}_{\alpha\beta(k)} \quad (5.66)$$

seja válida, onde o sinal equivalente  $\mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}^{lpf}$  é determinado por (5.61).

◇

**Hipótese 5.3.2.** *Assume-se que as variações de velocidade  $\omega_e$  são mais lentas que as variações das grandes elétricas, tal que*

$$\Delta\omega_{e(k)} = 0 \quad (5.67)$$

seja válida. Isso é justificado pelo fato da constante de tempo mecânica ser maior que a de tempo elétrica.

◇

**Teorema 5.3.1.** *Seja o observador de EMF (5.63) sujeito às Hipóteses 5.3.1 e 5.3.2 bem como a lei de adaptação*

$$\hat{\omega}_{e(k+1)} = \frac{\hat{\omega}_{e(k)}}{1 + \frac{T_s^2}{2}\gamma\|\mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}\|_2^2} - \frac{T_s\gamma(1 - h_3)}{1 + \frac{T_s^2}{2}\gamma\|\mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}\|_2^2} (\tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)}^T \mathbf{M} \mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}) \quad (5.68)$$

em que  $\gamma$  é um ganho positivo para acelerar a convergência de adaptação, e

$$\|\mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}\|_2^2 = \mathbf{e}_{\alpha\beta(k)} \mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}^T \quad (5.69)$$

é a norma euclidiana das matrizes.

Assim, o vetor de EMF estimada  $\hat{\omega}_{e(k)}$  converge para o vetor  $\omega_{e(k+1)}$  se e somente se existir um ganho  $h_3$ , tal que a desigualdade

$$0 < h_3 < 2$$

seja satisfeita. Consequentemente, a velocidade estimada  $\hat{\omega}_{e(k)}$  também converge para o valor real  $\omega_{e(k)}$ .

◇

**Prova.** O comportamento dinâmico que caracteriza o erro de estimação da EMF é dado pela diferença entre (5.62)(5.63) como segue

$$\begin{aligned}
\tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k+1)} &= \hat{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k+1)} - \mathbf{e}_{\alpha\beta(k+1)} \\
\tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k+1)} &= \hat{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)} + T_s \hat{\omega}_{e(k+1)} \mathbf{M} \mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}^{lpf} - h_3 \mathbf{I} \tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)} - \mathbf{e}_{\alpha\beta(k)} - T_s \omega_{e(k+1)} \mathbf{M} \mathbf{e}_{\alpha\beta(k)} \\
\tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k+1)} &= \hat{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)} - \mathbf{e}_{\alpha\beta(k)} - h_3 \mathbf{I} \tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)} + T_s \hat{\omega}_{e(k+1)} \mathbf{M} \mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}^{lpf} - T_s \omega_{e(k+1)} \mathbf{M} \mathbf{e}_{\alpha\beta(k)} \\
\tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k+1)} &= (1 - h_3) \mathbf{I} \tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)} + T_s \tilde{\omega}_{e(k+1)} \mathbf{M} \mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}
\end{aligned} \tag{5.70}$$

em que  $\tilde{\omega}_{e(k+1)}$  é o erro de estimação de velocidade no instante  $k + 1$ , tal que

$$\tilde{\omega}_{e(k)} = \hat{\omega}_{e(k)} - \omega_{e(k)}. \tag{5.71}$$

Pelo Método Direto de Lyapunov, seja uma função candidata à Lyapunov definida positiva dada por

$$V_{(k)} = \tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)} \tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)}^T + \gamma^{-1} \tilde{\omega}_{e(k)}^2 \tag{5.72}$$

de maneira que sua variação

$$\begin{aligned}
\Delta V_{(k)} &= V_{(k+1)} - V_{(k)} \\
\Delta V_{(k)} &= \tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)} \tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)}^T - \tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)} \tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)}^T + \gamma^{-1} (\tilde{\omega}_{e(k+1)}^2 - \tilde{\omega}_{e(k)}^2)
\end{aligned} \tag{5.73}$$

deve ser definida negativa para garantir a estabilidade da dinâmica (5.70). Dessa forma, substituindo (5.70) em (5.73) obtém-se

$$\begin{aligned}
\Delta V_{(k)} &= \left[ (1 - h_3) \mathbf{I} \tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)} + T_s \tilde{\omega}_{e(k+1)} \mathbf{M} \mathbf{e}_{\alpha\beta(k)} \right]^T \left[ (1 - h_3) \mathbf{I} \tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)} + T_s \tilde{\omega}_{e(k+1)} \mathbf{M} \mathbf{e}_{\alpha\beta(k)} \right] + \\
&\quad + \gamma^{-1} (\tilde{\omega}_{e(k+1)}^2 - \tilde{\omega}_{e(k)}^2) - \|\tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)}\|_2^2 \\
\Delta V_{(k)} &= [(1 - h_3)^2 - 1] \|\tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)}\|_2^2 + \gamma^{-1} (\tilde{\omega}_{e(k+1)}^2 - \tilde{\omega}_{e(k)}^2) + \\
&\quad + T_s (1 - h_3) \tilde{\omega}_{e(k+1)} [\mathbf{M} \tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)} \mathbf{e}_{\alpha\beta(k)} + \mathbf{M}^T \tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)} \mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}^T] + \\
&\quad + T_s^2 \mathbf{I} \tilde{\omega}_{e(k+1)}^2 \mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}^T \mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}.
\end{aligned} \tag{5.74}$$

Então define-se a variação de erro de velocidade por

$$\Delta \tilde{\omega}_{e(k)} = \tilde{\omega}_{e(k+1)} - \tilde{\omega}_{e(k)} \tag{5.75}$$

isolando  $\tilde{\omega}_{e(k)}$  e elevando ao quadrado ambos os lado, tem-se

$$\tilde{\omega}_{e(k+1)}^2 - \tilde{\omega}_{e(k)}^2 = 2\Delta \tilde{\omega}_{e(k+1)} \tilde{\omega}_{e(k)} - \Delta \tilde{\omega}_{e(k)}^2. \tag{5.76}$$

Substituindo (5.76) em (5.74) encontra-se

$$\begin{aligned}
\Delta V_{(k)} &= [(1 - h_3)^2 - 1] \|\tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)}\|_2^2 + \gamma^{-1} (2\Delta\tilde{\omega}_{e(k+1)}\tilde{\omega}_{e(k)} - \Delta\tilde{\omega}_{e(k)}^2) + \\
&\quad + T_s(1 - h_3)\tilde{\omega}_{e(k+1)} [\mathbf{M}\tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)}\mathbf{e}_{\alpha\beta(k)} + (\mathbf{M})^T\tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)}\mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}^T] + \\
&\quad + T_s^2\mathbf{I}\tilde{\omega}_{e(k+1)}^2\mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}^T\mathbf{e}_{\alpha\beta(k)} \\
\Delta V_{(k)} &= [(1 - h_3)^2 - 1] \|\tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)}\|_2^2 + \gamma^{-1} (2\Delta\tilde{\omega}_{e(k+1)}\tilde{\omega}_{e(k)} - \Delta\tilde{\omega}_{e(k)}^2) + \\
&\quad + 2T_s(1 - h_3)\tilde{\omega}_{e(k+1)}\mathbf{M}\tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)}\mathbf{e}_{\alpha\beta(k)} + \\
&\quad + T_s^2\mathbf{I}\tilde{\omega}_{e(k+1)}^2\mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}^T\mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}
\end{aligned} \tag{5.77}$$

Assumindo a Hipótese 5.3.2. e considerando que o sistema está em regime permanente, ou seja,  $\omega_{e(k+1)} = \omega_{e(k)}$ , então

$$\begin{aligned}
\Delta\omega_{e(k)} &= 0 \\
\Delta\omega_{e(k)}^2 &= (\omega_{e(k+1)} - \omega_{e(k)})^2 \\
\Delta\omega_{e(k)}^2 &= 2\omega_{e(k)}^2 - 2\omega_{e(k)}\omega_{e(k)} \\
\Delta\omega_{e(k)}^2 &= 0.
\end{aligned} \tag{5.78}$$

Então considerando as condições (5.78), onde o sistema encontra-se em regime permanente, pode-se encontrar a condição do erro de estimação de velocidade  $\tilde{\omega}_{e(k+1)}$ . Após algumas simplificações, reescrevendo (5.77) obtêm-se

$$\begin{aligned}
0 &= 2\gamma^{-1}(\tilde{\omega}_{e(k+1)} - \tilde{\omega}_{e(k)})\tilde{\omega}_{e(k+1)} + 2T_s(1 - h_3)\tilde{\omega}_{e(k+1)}(\mathbf{M}\tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)}\mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}) + \\
&\quad + T_s^2\mathbf{I}\tilde{\omega}_{e(k+1)}^2\|\mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}\|_2^2
\end{aligned} \tag{5.79}$$

rearranjando os termos

$$\begin{aligned}
-2\gamma^{-1}(\tilde{\omega}_{e(k+1)}^2 - T_s^2\mathbf{I}\tilde{\omega}_{e(k+1)}^2\|\mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}\|_2^2) &= 2T_s(1 - h_3)\tilde{\omega}_{e(k+1)}\mathbf{M}\tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)}^T\mathbf{e}_{\alpha\beta(k)} - \\
&\quad - 2\gamma^{-1}\tilde{\omega}_{e(k+1)}\tilde{\omega}_{e(k)}
\end{aligned} \tag{5.80}$$

isolando  $\tilde{\omega}_{e(k+1)}$ , resulta em

$$\begin{aligned}
\tilde{\omega}_{e(k+1)}(1 + \frac{T_s^2}{2}\gamma\|\mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}\|_2^2) &= \tilde{\omega}_{e(k)} - T_s(1 - h_3)\mathbf{M}\tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)}^T\mathbf{e}_{\alpha\beta(k)} \\
\tilde{\omega}_{e(k+1)} &= \frac{\tilde{\omega}_{e(k)}}{1 + \frac{T_s^2}{2}\gamma\|\mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}\|_2^2} - \frac{T_s(1 - h_3)\mathbf{M}\tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)}^T\mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}}{1 + \frac{T_s^2}{2}\gamma\|\mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}\|_2^2}.
\end{aligned} \tag{5.81}$$

Substituindo (5.81) em (5.77) tem-se que

$$\begin{aligned}
\Delta V_{(k)} = & [(1 - h_3)^2 - 1] \|\tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)}\|_2^2 + \\
& + 2\gamma^{-1} \Delta \tilde{\omega}_{e(k+1)} \left( \frac{\tilde{\omega}_{e(k)}}{1 + \frac{T_s^2}{2} \gamma \|\mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}\|_2^2} - \frac{T_s(1 - h_3) \mathbf{M} \tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)}^T \mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}}{1 + \frac{T_s^2}{2} \gamma \|\mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}\|_2^2} \right) + \\
& + 2T_s(1 - h_3) \left( \frac{\tilde{\omega}_{e(k)}}{1 + \frac{T_s^2}{2} \gamma \|\mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}\|_2^2} - \frac{T_s(1 - h_3) \mathbf{M} \tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)}^T \mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}}{1 + \frac{T_s^2}{2} \gamma \|\mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}\|_2^2} \right) \mathbf{M} \tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)}^T \mathbf{e}_{\alpha\beta(k)} + \\
& + T_s^2 \mathbf{I} \left( \frac{\tilde{\omega}_{e(k)}}{1 + \frac{T_s^2}{2} \gamma \|\mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}\|_2^2} - \frac{T_s(1 - h_3) \mathbf{M} \tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)}^T \mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}}{1 + \frac{T_s^2}{2} \gamma \|\mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}\|_2^2} \right)^2 \mathbf{e}_{\alpha\beta(k)}^T \mathbf{e}_{\alpha\beta(k)} - \\
& - \gamma^{-1} \Delta \tilde{\omega}_{e(k)}^2.
\end{aligned} \tag{5.82}$$

Então, como foi adotado anteriormente  $\Delta \omega_{e(k)} = 0$  e encontrado os valores de  $\omega_{e(k+1)}$  para  $\Delta V_{(k)}$ , ao substituir (5.81) em (5.77) conseqüentemente os termos que contém  $\omega_{e(k+1)} = 0$ , logo encontra-se que

$$\Delta V_{(k)} = [(1 - h_3)^2 - 1] \|\tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)}\|_2^2 - \gamma^{-1} \Delta \tilde{\omega}_{e(k)}^2. \tag{5.83}$$

Assim, esta função será sempre definida negativa  $\Delta V_{(k)} \leq 0$  se existir um ganho  $h_3$  entre 0 e 2, dado que o segundo termo é sempre negativo.

Dessa forma, a função candidata à Lyapunov (5.72) é decrescente e decai até um valor constante, quando  $\tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)}$  e  $\Delta \omega_{e(k)}$  tendem a zero. Nesse caso, pode-se dizer que a lei de adaptação (5.68), assim como a dinâmica do erro de estimação de EMF (5.70), atingiram o regime permanente. Conseqüentemente, o erro de estimação de velocidade  $\tilde{\omega}_{e(k)}$  também converge para zero. Logo, a função (5.72) decai para zero.  $\square$

Uma vez que a estabilidade do observador de EMF (5.63) bem como a convergência do vetor EMF estimado para o vetor real são garantidas pelo Teorema 5.3.1., a posição rotórica estimada  $\hat{\theta}_{e(k)}$  pode ser determinada por

$$\hat{\theta}_{e(k)} = \tan^{-1} \left( -\frac{\hat{e}_{\alpha(k)}}{\hat{e}_{\beta(k)}} \right) - \Delta \theta_{(k)} \tag{5.84}$$

tal que  $\hat{\theta}_{e(k)}$  converge para  $\theta_{e(k)}$ , conforme  $\tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta(k)} \rightarrow 0$ .  $\Delta \theta_{(k)}$  é a compensação do deslocamento de fase ocasionado pelo uso do filtro passa-baixa para obtenção de EMF. Em Huang, He e Demerdash (2013) é proposto um compensador da posição rotórica dado por

$$\Delta \theta_{(k)} = \tan^{-1} \left( \frac{\omega_{e(k)}}{\omega_{filtro0}} \right) \tag{5.85}$$

em que  $\omega_{e(k)}$  é a velocidade estimada e  $\omega_{filtro}$  é a frequência de corte do filtro passa baixa.

- Resultados de simulação

Nas Figuras 5.1 e 5.2 são apresentados resultados de simulação para os observadores no domínio de tempo discreto, para as condições dadas pelas Tabelas 5.1 e 5.2, para o conversor *boost* convencional e *boost* CA respectivamente. Os ganhos do sistema *sensorless*, foram determinados via análise da simulação para atender as condições de estabilidade dadas pela análise teórica deste capítulo. Foram simuladas situações de 2,4 *m/s*, 3,5 *m/s*, 4,7 *m/s*, 5,9 *m/s* e 7 *m/s* para a velocidade do vento. Estas correspondem a velocidades de rotação da turbina de 21 *rad/s*, 31,4 *rad/s*, 41,8 *rad/s*, 52,3 *rad/s* e 62,8 *rad/s* respectivamente.

Com os resultados apresentados, em ambos os observadores percebe-se a rápida convergência da corrente estimada  $\hat{i}_\alpha$  para o seu valor real  $i_\alpha$ . Além da convergência com exatidão para o valor real  $e_\alpha$  da força eletromotriz estimada  $\hat{e}_\alpha$ . A convergência da velocidade estimada  $\hat{\omega}_e$  para seu valor real  $\omega_e$  passa pela eficácia dos observadores de corrente e EMF. Dados os resultados satisfatórios obtidos para esses observadores, comprova-se o uso da velocidade estimada para toda a faixa de simulação, para ambos os conversores.

Tabela 5.1 – Ganhos dos observadores para simulação em tempo discreto do conversor *boost*.

$h_1$	$h_2$	$h_3$	$\gamma$
0,9	59	1,5	300

Tabela 5.2 – Ganhos dos observadores para simulação em tempo discreto do conversor *boost* CA.

$k_p$	$k_i$	$h_1$	$\gamma$
0,91	80	1,5	250

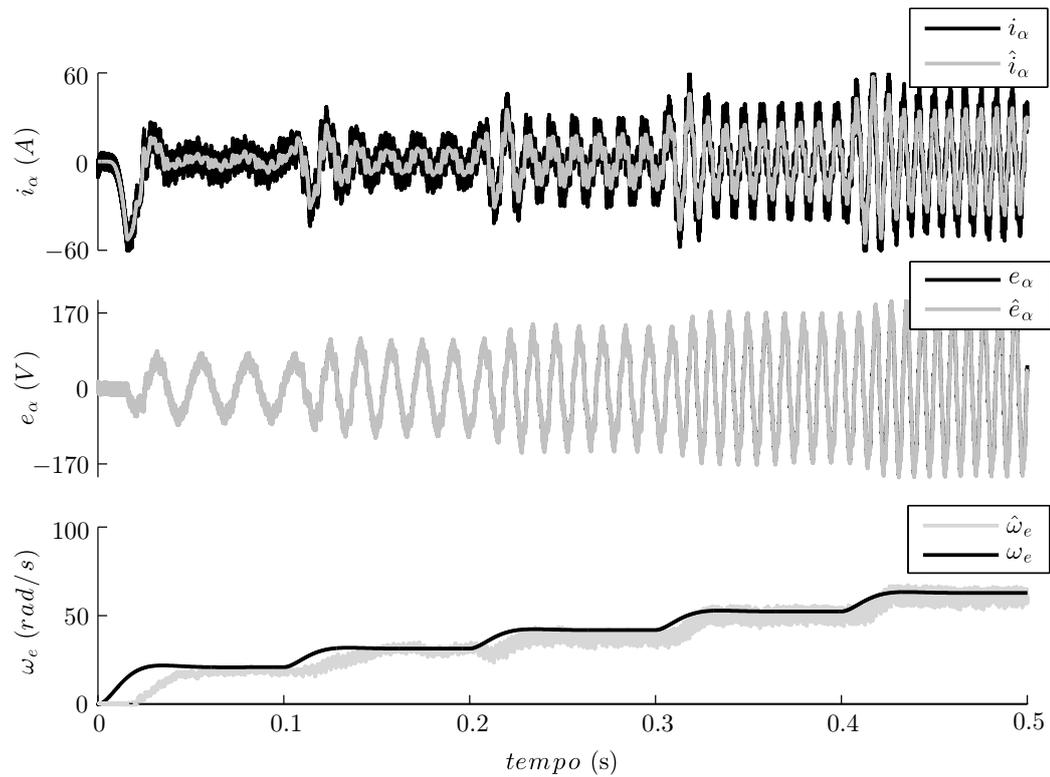


Figura 5.1 – Resultado de simulação. Corrente estatórica  $i_\alpha$ , força eletromotriz  $e_\alpha$  e velocidade de rotação  $\omega_e$  da turbina com conversor *boost*.

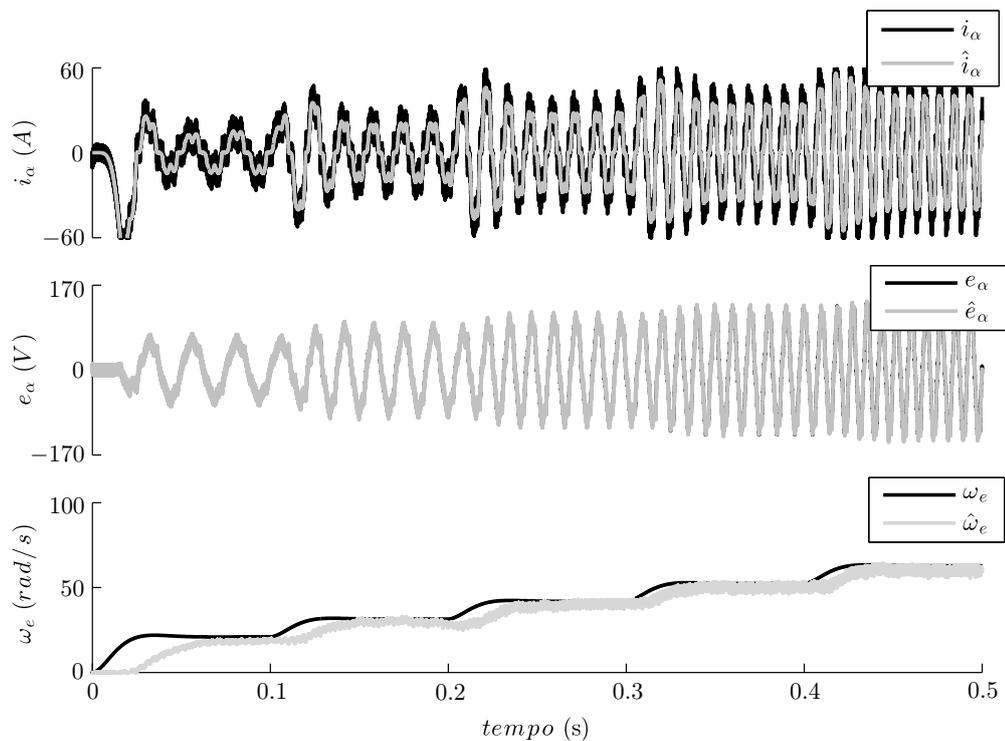


Figura 5.2 – Resultado de simulação. Corrente estatórica  $i_\alpha$ , força eletromotriz  $e_\alpha$  e velocidade de rotação  $\omega_e$  da turbina com conversor *boost CA*.

#### 5.4 Considerações finais

Neste capítulo foi apresentado o algoritmo de estimação da velocidade rotórica no domínio do tempo discreto em coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$ . Primeiramente foram apresentadas as condições para a existência da superfície de deslizamento em tempo discreto e na sequência as equações que descrevem o modelo dinâmico em tempo discreto do gerador foram dadas. Um observador de corrente por modos deslizantes foi descrito, bem como seus ganhos, projetados de forma a garantir a convergência para a superfície de deslizamento. Além disso, um observador de força eletromotriz foi desenvolvido por meio do método direto de Lyapunov para obtenção da velocidade e posição rotórica. O uso de um filtro passa-baixa para obtenção da EMF causa uma defasagem na posição rotórica. Com isso um método para compensação dessa defasagem foi utilizado. Por fim, resultados de simulação para variações da velocidade do vento foram apresentados visando a validação dos algoritmos de estimação de velocidade para WECS com PMSG.

## 6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

### 6.1 Introdução

Neste capítulo serão apresentados os resultados experimentais para o algoritmo de MPPT desenvolvido para o conversor *boost* convencional bem como para o controle escalar direto de conjugado com o conversor *boost* CA. Estes resultados visam demonstrar o desempenho dos conversores e algoritmos *sensorless* e dar suporte ao desenvolvimento teórico dos capítulos anteriores.

A bancada para ensaios experimentais é descrita com a apresentação dos componentes e parâmetros relevantes. Então, os resultados para as duas topologias são demonstrados. Primeiramente os resultados para o conversor *boost* convencional são apresentados. Na sequência os resultados do conversor *boost* CA são dados, para a validação dos algoritmos de estimação de velocidade e do controle escalar de conjugado proposto para o conversor.

### 6.2 Descrição da bancada experimental

A bancada para ensaios experimentais é constituída de um motor de indução trifásico acoplado a um gerador síncrono de ímãs permanentes, cujos elementos magnéticos são fixados na superfície do rotor, ou seja um PMSG de polos não salientes. Os parâmetros fornecidos pelo fabricante para o gerador são apresentados na Tabela 2.3.

O PMSG é conectado a um conversor estático, controlado por um processador digital de sinais. O motor de indução *WEG W22 Plus*, por sua vez, é acionado por um inversor CFW-11 WEG. A Figura 6.1 mostra o sistema de emulação de WECS utilizado.



Figura 6.1 – Bancada para ensaios experimentais.

O motor de indução exerce, neste caso, a função do emulador de turbina eólica. Como é possível observar, a bancada possui ainda um sensor de posição (*encoder*) para monitoramento da posição rotórica e da velocidade. Este *encoder* tem resolução de 10 bits, sendo da marca Hengstler.

As figuras 6.2 e 6.3 demonstram os sistemas de conversão de energia eólica desenvolvidos para o conversor *boost* convencional e o *boost* CA respectivamente.

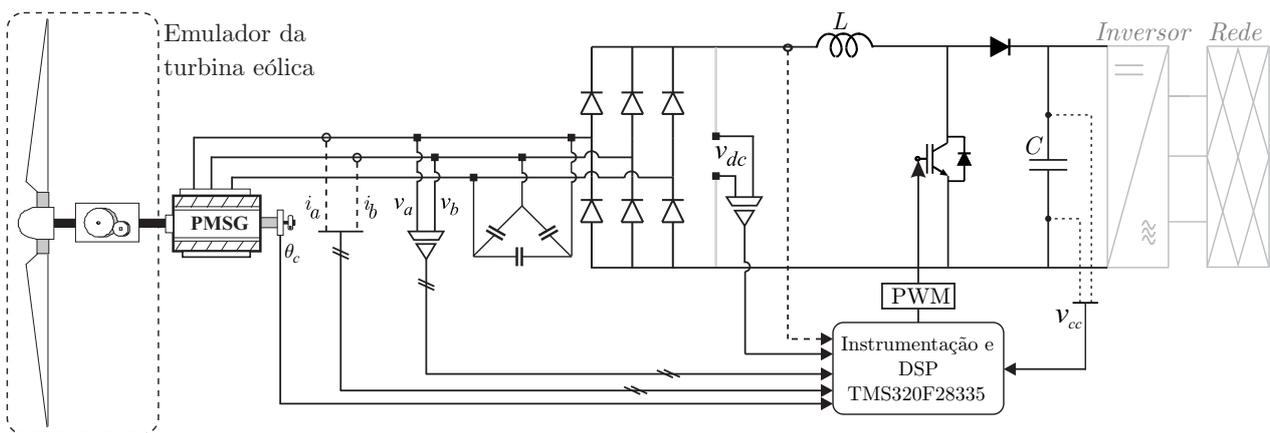


Figura 6.2 – Sistema de conversão de energia eólica com conversor *boost* convencional, sistema de controle e medidas elétricas e mecânicas.

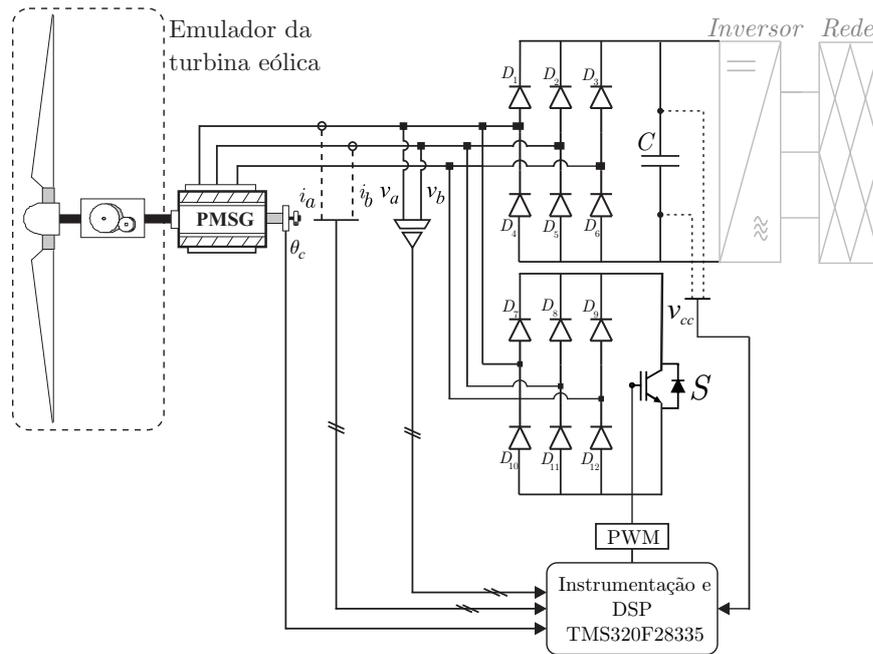


Figura 6.3 – Sistema de conversão de energia eólica com conversor *boost* CA, sistema de controle e medidas elétricas e mecânicas.

A instrumentação dispõe de duas medidas das tensões de linha e das correntes de fase do gerador, medidas de tensão do barramento CC e tensão de entrada do conversor, bem como a posição oriunda do *encoder*. O sistema de controle é desenvolvido em um kit de desenvolvimento *eZdsp F28335* da *Spectrum Digital*. Já o algoritmo de controle foi desenvolvido em linguagem *C/C++* por meio do *software Code Composer Studio v3.3*.

As Figuras 6.4 e 6.5 mostram as imagens dos conversores desenvolvidos, destacando os conversores, os sistemas de instrumentação e o controle.

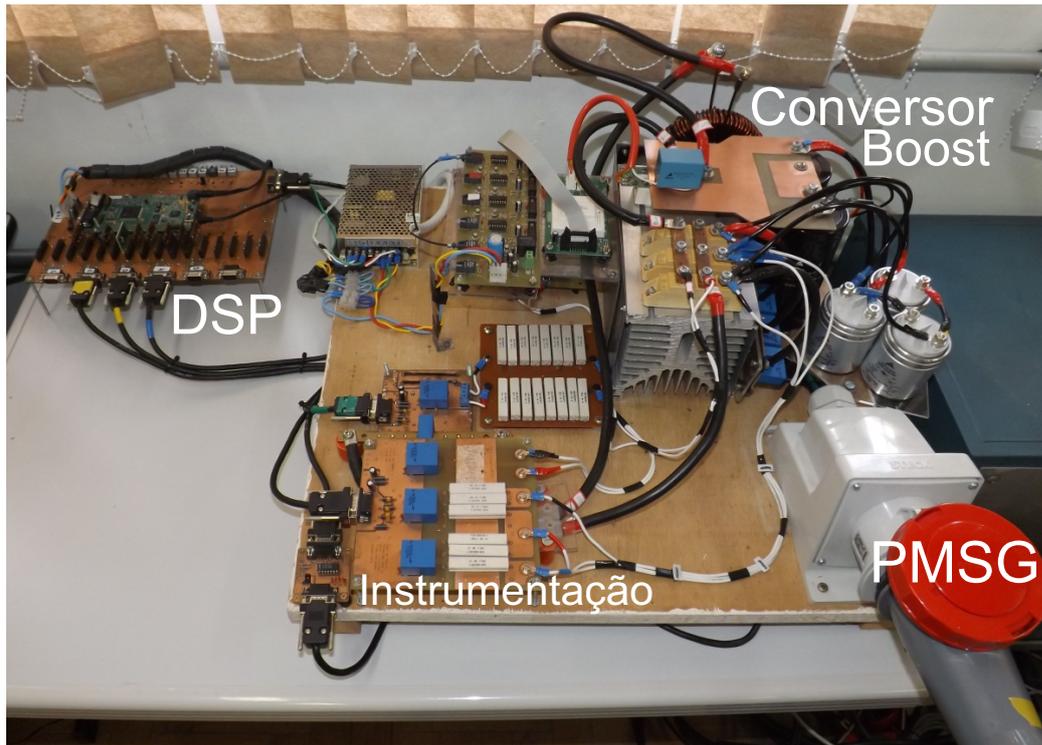


Figura 6.4 – Plataforma experimental do conversor *boost* com sistema de instrumentação e unidade de processamento e controle.

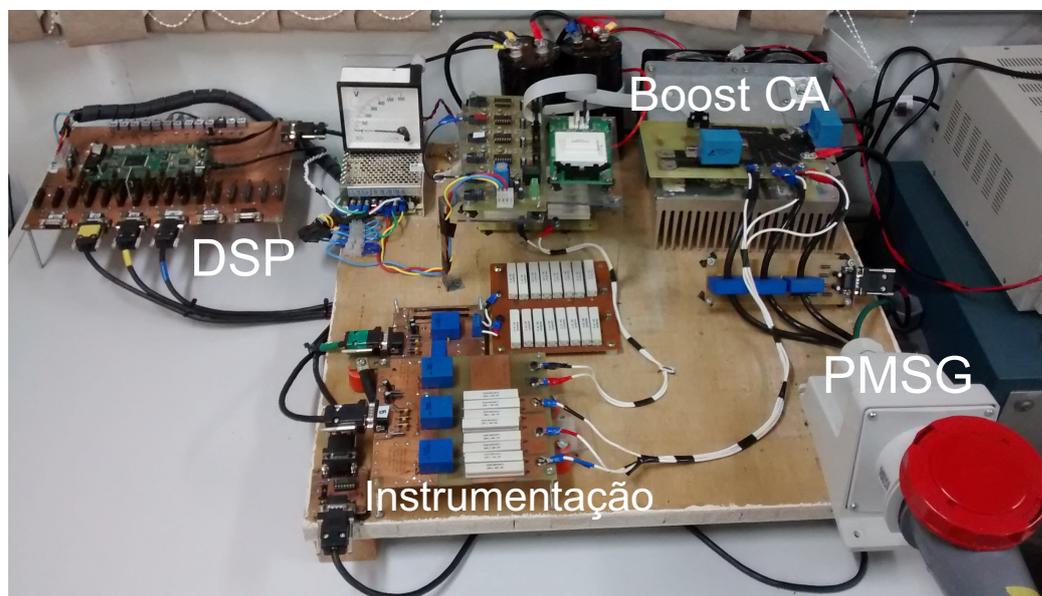


Figura 6.5 – Plataforma experimental do conversor *boost CA* com sistema de instrumentação e unidade de processamento e controle.

Por fim, os resultados a seguir são obtidos por meio das bancadas experimentais descritas.

6.2.1 Resultados experimentais para o conversor *boost*

Nesta subsecção são apresentados os resultados experimentais para o algoritmo de extração de máxima potência para o conversor *boost* convencional. A Figura 6.6 demonstra as técnicas *sensorless* e de controle desenvolvida para o conversor.

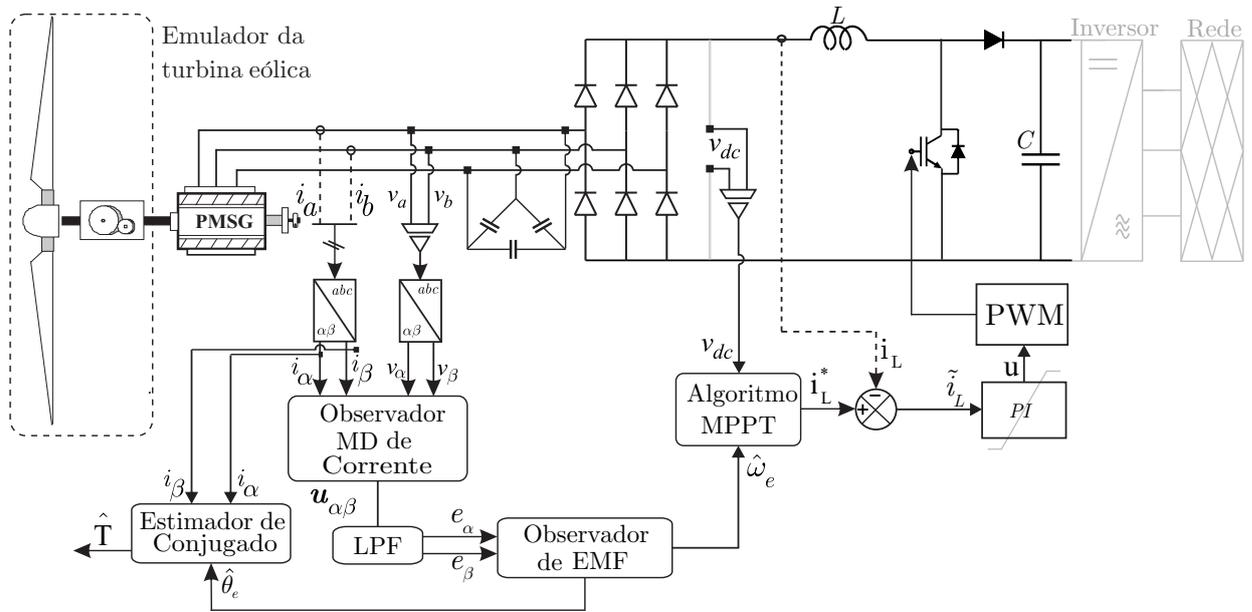


Figura 6.6 – Sistema de conversão de energia eólica com conversor *boost* e algoritmo *sensorless*.

Os parâmetros do conversor são dados na Tabela 6.1

Tabela 6.1 – Dados da conversor *boost*.

$V_{in_{max}}$	380 V
$V_o$	800 V
$L$	1 mH
$C$	4.700 $\mu F$
$f_s$	10 kHz

O algoritmo de MPPT descrito na seção 3.2.1, para regulação da corrente do conversor *boost* visando impor o conjugado ótimo é aplicado, bem como os métodos *sensorless* de velocidade do Capítulo 5. O controlador PI foi projetado por meio do *software Matlab/Sisotool*<sup>®</sup>, adotando os critérios de frequência de corte de uma década abaixo da frequência de comutação e margem de fase de 60° para garantir a estabilidade do sistema. Os ganhos do sistema *sensorless*, por sua vez, foram determinados via análise experimental para atender as condições de estabilidade dadas pela análise teórica. Na Tabela 6.2 são demonstrados os ganhos  $k_p$  e  $k_i$  além dos ganhos dos observadores de velocidade.

Tabela 6.2 – Ganhos do controlador PI e dos observadores para o conversor *boost*.

$k_p$	$k_i$	$h_1$	$h_2$	$h_3$	$\gamma$
0,0186	42,6064	1	60	1,3	100

Primeiramente são demonstrados os resultados experimentais considerando as variações na velocidade do vento. Considera-se 4 níveis de velocidade do vento: 2,9 *m/s*, 4,2 *m/s*, 5,3 *m/s* e 4,7 *m/s*. Correspondendo as velocidades mecânicas: 250 *rpm*, 350 *rpm*, 450 *rpm* e 400 *rpm*. Estas velocidades são impostas pela máquina primária.

Nas Figuras 6.7 - 6.11 são apresentados os resultados experimentais para as velocidades dadas. A Figura 6.7 mostra as correntes de eixo  $\alpha$  real  $i_\alpha$  e estimada  $\hat{i}_\alpha$  pelo observador (5.26). Nota-se que  $\hat{i}_\alpha$  converge para  $i_\alpha$ , apresentando um pequeno *chattering* causado devido aos ganhos adotados para o observador. A Figura 6.8 exhibe a força eletromotriz  $e_\alpha$  calculada pela equação (5.61) e a estimada  $\hat{e}_\alpha$ , obtida pelo observador (5.63). A convergência do valor estimado da força eletromotriz para o valor real reflete na estimativa da velocidade mostrada na Figura 6.9. O desempenho do algoritmo de estimação de velocidade  $n_e$  pode ser comprovado pela rápida resposta da velocidade estimada frente as variações aplicadas. Ressalta-se a entrada em operação, na qual a velocidade estimada  $\hat{n}_e$  converge rapidamente para o valor real  $n_e$  obtido do *encoder*.

O conjugado ótimo para maximizar a eficiência aerodinâmica da turbina é obtido por meio da velocidade estimada apresentada, com isso na Figura 6.11 é apresentado o conjugado ótimo  $T^*$ , calculado a partir de (2.8) e (2.9) e o conjugado estimado a partir das equações da máquina (2.46), (2.32) e (2.34). Com os resultados obtidos pode-se ratificar a maximização da eficiência aerodinâmica da turbina estudada. Já a Figura 6.10 apresenta os resultados para a corrente do conversor *boost*. A corrente  $i_L^*$  é a referência encontrada via algoritmo de MPPT e a corrente  $i_L$  é a corrente medida do conversor *boost*. O uso do controlador PI apresenta uma boa resposta dinâmica para o sistema e percebe-se uma melhora de desempenho com o aumento da velocidade de rotação.

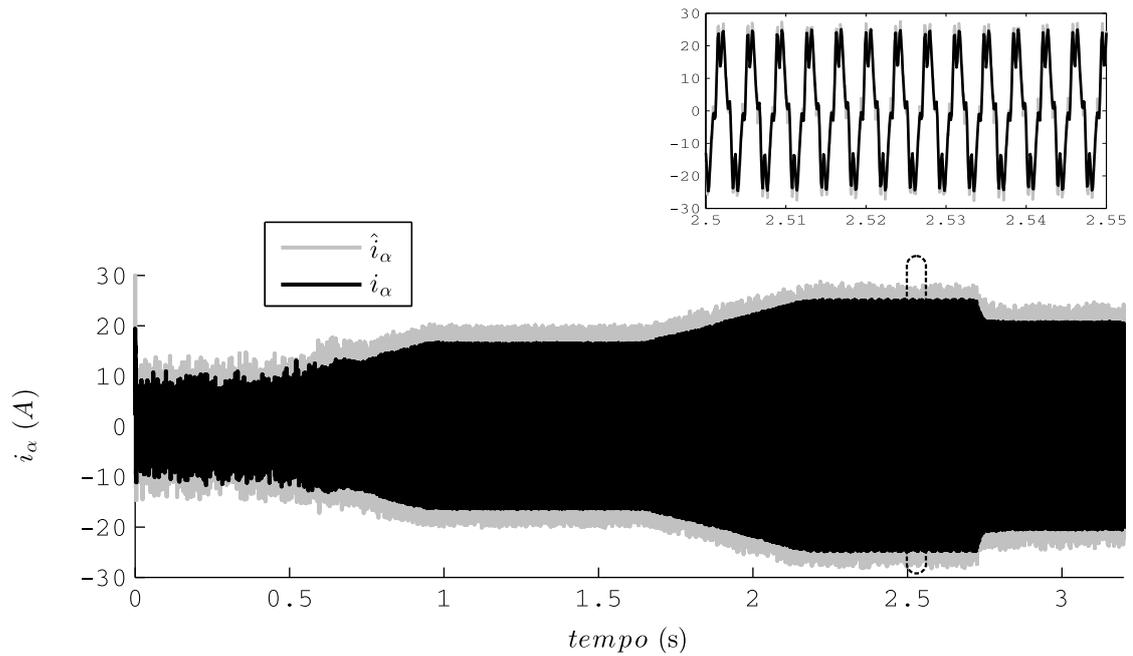


Figura 6.7 – Resultado experimental. Corrente estatórica  $i_\alpha$  e corrente estatórica estimada  $\hat{i}_\alpha$ , para variação da velocidade.

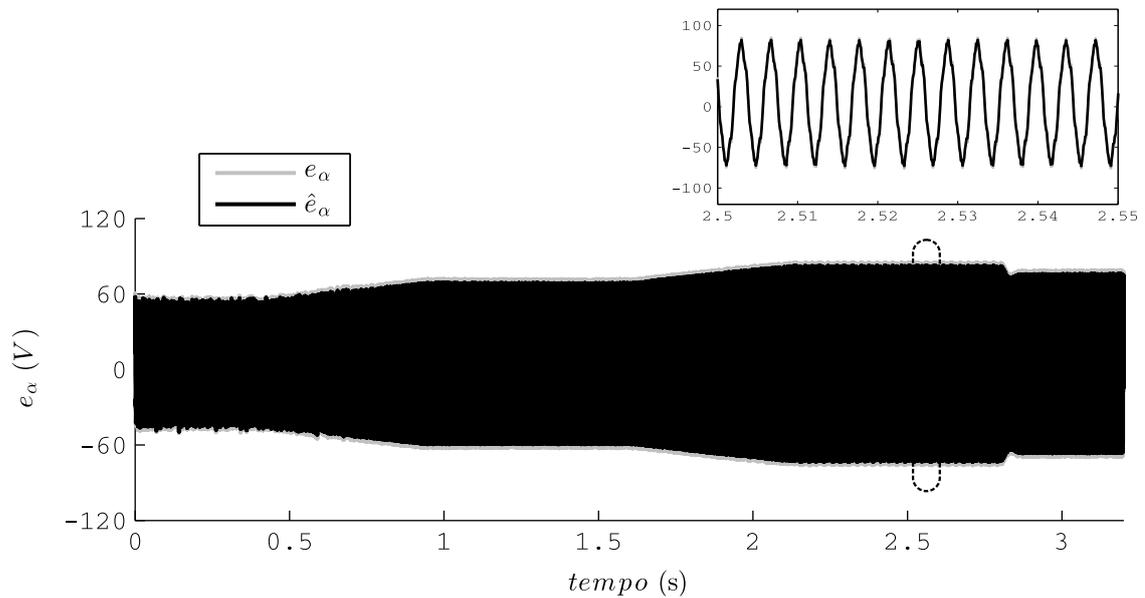


Figura 6.8 – Resultado experimental. Força eletromotriz  $e_\alpha$  e força eletromotriz estimada  $\hat{e}_\alpha$ , para variação da velocidade.

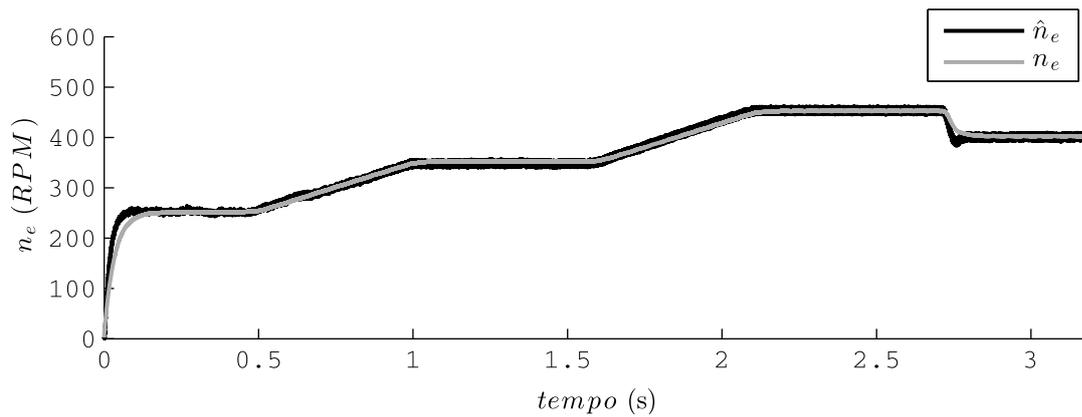


Figura 6.9 – Resultado experimental. Velocidade real  $n_e$  (encoder) e velocidade estimada  $\hat{n}_e$ , para variações de 250  $\rightarrow$  350  $\rightarrow$  450  $\rightarrow$  400 RPM

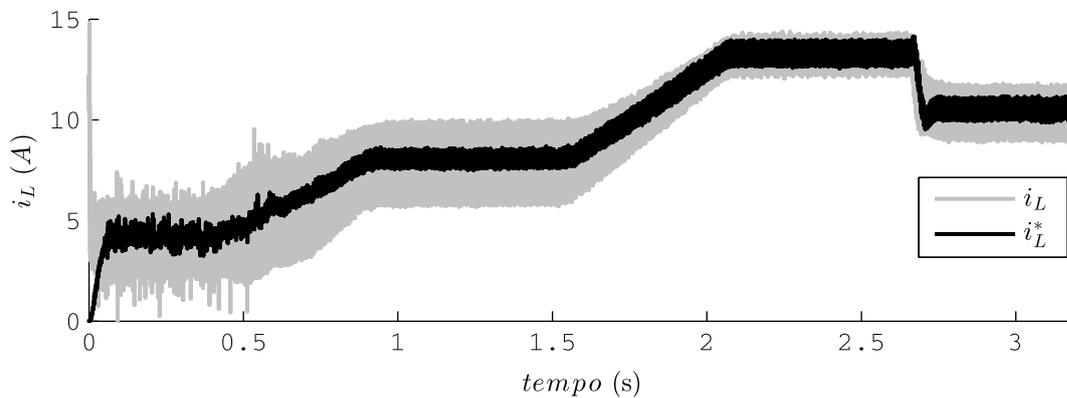


Figura 6.10 – Resultado experimental. Corrente de referência do conversor boost  $i_L^*$  e corrente do conversor boost  $i_L$ , para variação da velocidade.

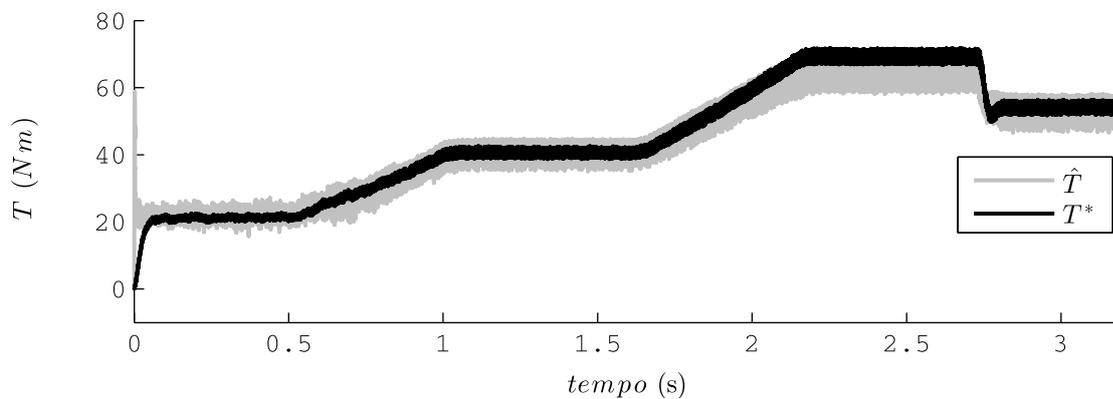


Figura 6.11 – Resultado experimental. Conjugado ótimo calculado  $T^*$  e conjugado estimado  $\hat{T}$ , para variação da velocidade.

As Figuras 6.12 e 6.13 apresentam os resultados experimentais para uma velocidade do vento de  $6,5 \text{ m/s}$ , ocasionando uma velocidade mecânica de  $550 \text{ RPM}$ .

A Figura 6.12 apresenta primeiramente as correntes  $i_\alpha$  e  $i_\beta$  e seus respectivos valores estimados. Percebe-se uma maior amplitude de *chattering* devido ao ganhos adotados para o observador. Ganhos elevados aumentam as oscilações das correntes em análise, porém valores de ganhos muito baixos podem prejudicar o desempenho do observador, não garantindo a existência das superfícies de deslizamento e como consequência, a convergência para o sinal real. Na sequência são apresentadas as EMF  $e_\alpha$  e  $e_\beta$  e seus respectivos valores estimados  $\hat{e}_\alpha$  e  $\hat{e}_\beta$ , em que percebe-se a convergência com exatidão para o valor real. A corrente  $i_L$  é apresentada, na qual verifica-se a regulação para o valor de referência, com erro nulo em regime permanente. Também são apresentadas as correntes  $i_a$   $i_b$   $i_c$  e as tensões  $v_a$ ,  $v_b$ ,  $v_c$  das fases do gerador.

Na Figura 6.13 são apresentados os resultados da velocidade estimada  $\hat{n}_e$ , que demonstra a eficiência do observador para aplicações *sensorless* em turbina eólicas. Também percebe-se a boa correspondência da posição rotórica real, obtida a partir do sinal do *encoder*, e a posição estimada com compensação do deslocamento de fase. A Figura 6.14 mostra com detalhes as três posições obtidas experimentalmente, onde ressalta-se os resultados da compensação  $\Delta\theta_{(k)}$  utilizada.

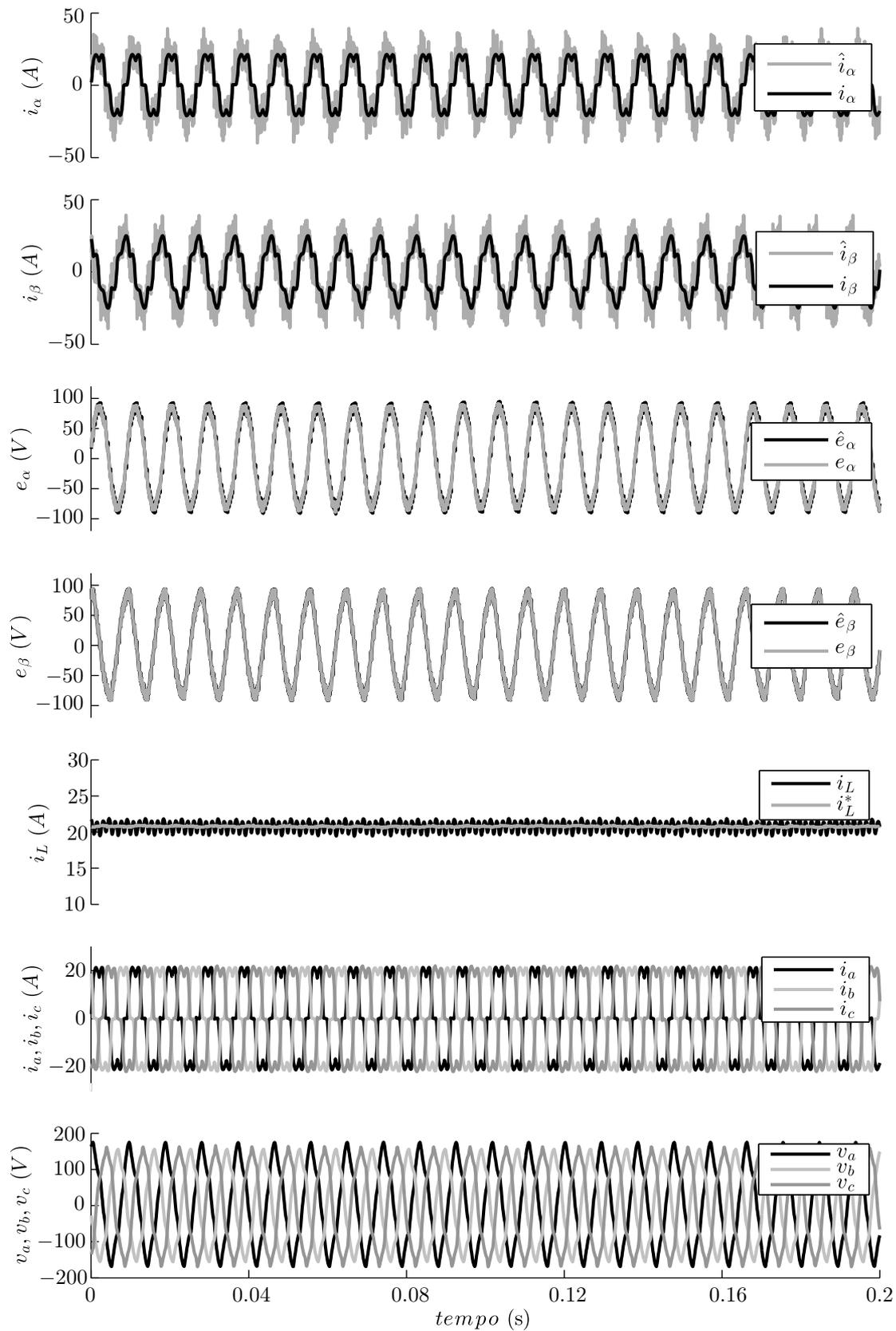


Figura 6.12 – Resultado experimental. Correntes  $i_\alpha$   $i_\beta$ , EMF  $e_\alpha$   $e_\beta$ , corrente conversor *boost*  $i_L$ , correntes  $i_{abc}$  e tensões  $v_{abc}$  de fase do gerador, para a velocidade de 550 *RPM*.

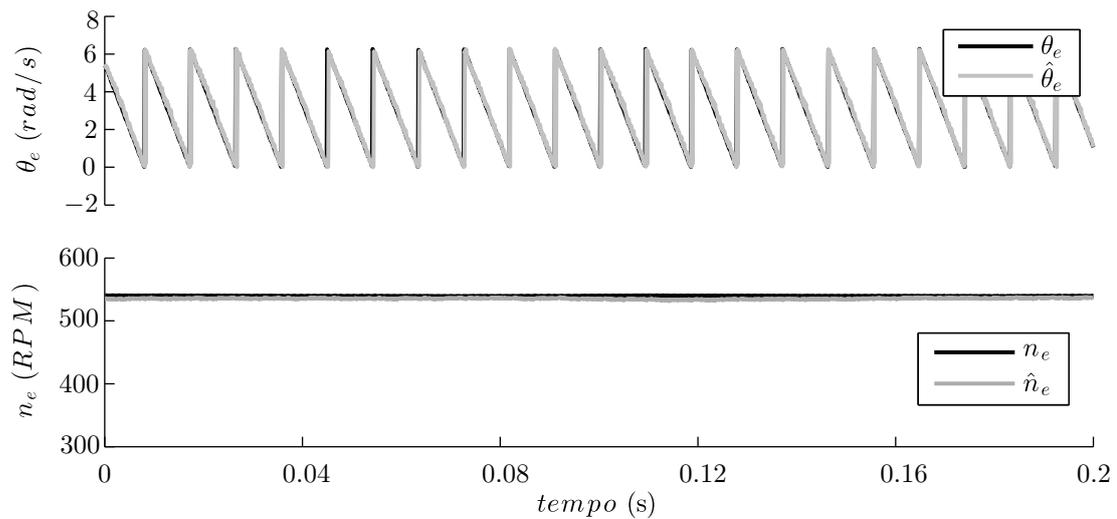


Figura 6.13 – Resultado experimental. Posição rotórica real  $\theta_e$  e velocidade  $n_e = 550$  RPM

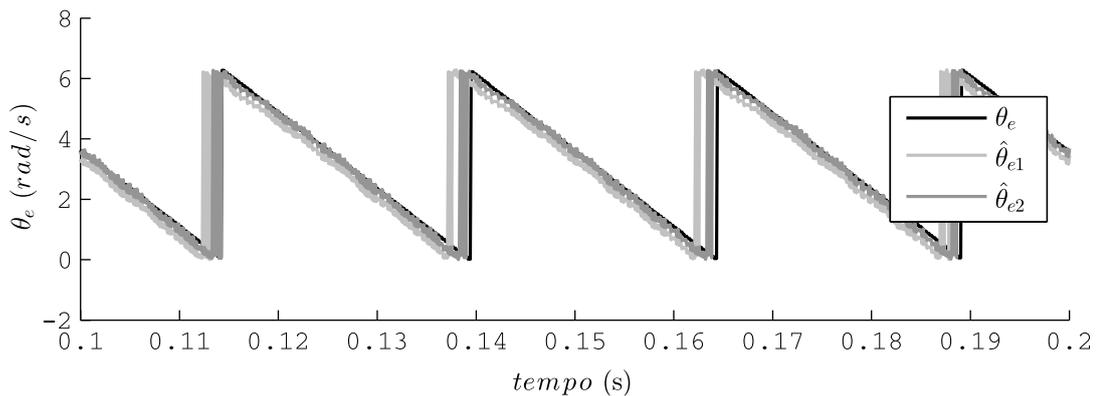


Figura 6.14 – Resultado experimental. Posição rotórica real  $\theta_e$ , posição rotórica estimada  $\hat{\theta}_{e1}$  e posição rotórica compensada  $\hat{\theta}_{e2}$ .

### 6.2.2 Resultados experimentais para o conversor *boost* CA

Nesta subseção são apresentados os resultados experimentais para o controle escalar direto de conjugado do conversor *boost* CA. A Figura 6.15 demonstra as técnicas *sensorless* e de controle desenvolvidas.

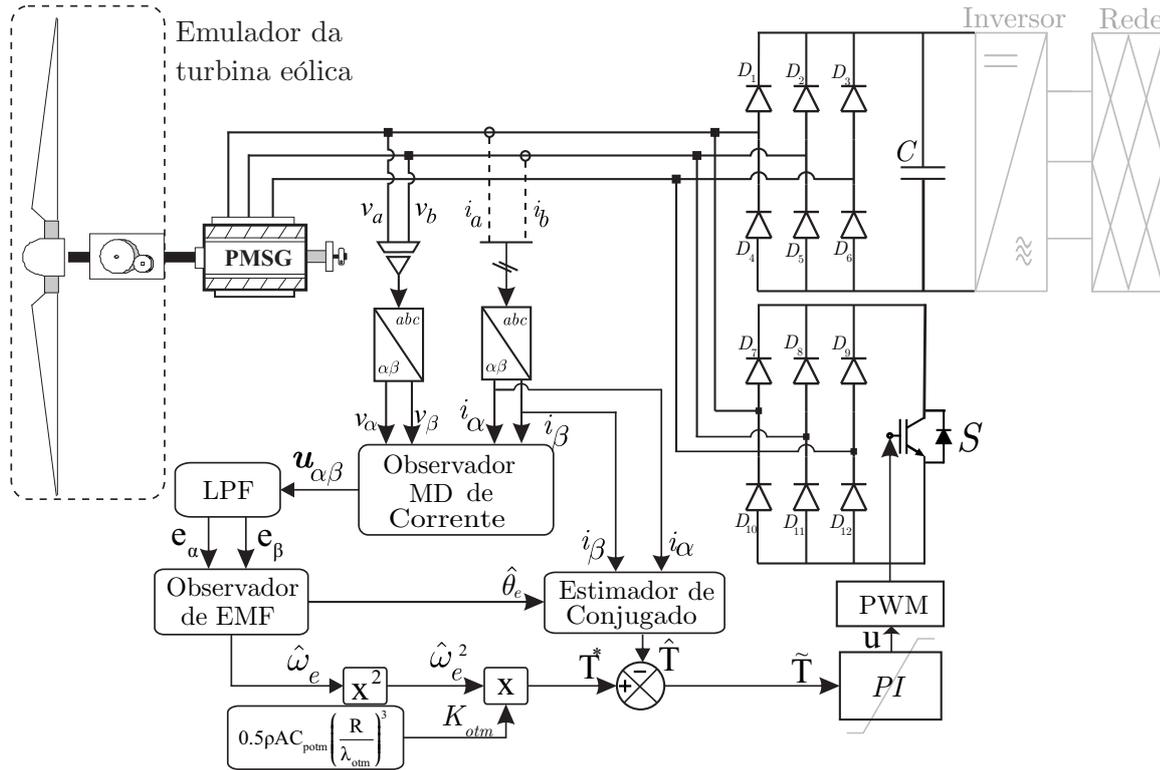


Figura 6.15 – Sistema de conversão de energia eólica com conversor *boost* CA proposto.

Os parâmetros do conversor são dados na Tabela 6.3

Tabela 6.3 – Dados da conversor *boost* CA.

$V_{in_{max}}$	380V
$V_o$	800 V
$C$	4.700 $\mu F$
$f_s$	10 kHz

Um controle escalar direto de conjugado é aplicado ao conversor. O conjugado eletromagnético é controlado diretamente por meio da razão cíclica, onde o modelo dinâmico simplificado de primeira ordem, dado pela equação (3.51), é utilizado para o projeto do controlador. Por meio do *software Matlab/Sisotool*<sup>®</sup> o projeto de um controlador PI foi realizado, com as mesmas especificações de projeto adotadas para o conversor *boost*.

O controlador é projetado para ajustar o conjugado eletromagnético ótimo para o gerador, baseado na diferença entre a constante de referência ótima e o valor estimado, obtido a partir do modelo da máquina (2.46). A partir dos observadores propostos no Capítulo 5, obteve-se a velocidade estimada para o cálculo da referência do conjugado. Os ganhos do sistema *sensorless* foram determinados via análise experimental para atender as condições de estabilidade dadas pela análise teórica. Na Tabela 6.4 são demonstrados os ganhos  $k_p$  e  $k_i$  além dos ganhos dos observadores de velocidade.

Tabela 6.4 – Ganhos do controlador PI e dos observadores para o conversor *boost* CA.

$k_p$	$k_i$	$h_1$	$h_2$	$h_3$	$\gamma$
4028	2952524	1	120	1,35	100

Primeiramente são demonstrados resultados experimentais considerando variações na velocidade do vento. Considera-se três níveis de velocidade do vento: 2,4 *m/s*, 3 *m/s* e 3,5 *m/s*. Correspondendo as velocidades mecânicas: 200 *rpm*, 250 *rpm* e 300 *rpm*. Onde as velocidades são impostas pela máquina primária. Visando a obtenção de um intervalo de tempo maior de resultados, a aquisição de dados foi realizada com a relação de 1:10 pontos pelo DSP.

Nas Figuras 6.16 - 6.21 são apresentados os resultados experimentais obtidos considerando as variações de velocidade. A Figura 6.16 mostra as correntes de eixo  $\alpha$  real  $i_\alpha$  e estimada  $\hat{i}_\alpha$  pelo observador (5.26). Nota-se que  $\hat{i}_\alpha$  converge para  $i_\alpha$ , porém apresentando *chattering* no estado estimado. Este fenômeno é causado devido aos ganhos adotados para o observador. Ganhos maiores foram escolhidos, pois ocorre um pequeno período em modo de condução descontínua, assim exigindo um esforço maior dos observadores nestes intervalos, e conseqüentemente ocasionando a escolha de ganhos maiores.

A Figura 6.17 exhibe a força eletromotriz calculada  $e_\alpha$  pela equação (5.61) e a estimada  $\hat{e}_\alpha$  pelo observador (5.63), onde percebe-se que  $\hat{e}_\alpha$  segue precisamente  $e_\alpha$ . Ressalta-se que o objetivo é estimar a posição e a velocidade rotórica, contudo os elementos primordiais são os observadores de corrente e EMF. Portanto, a convergência destes, reflete na eficácia da estimativa da posição e da velocidade.

Mediante as respostas dos observadores para variações, na Figura 6.18 são apresentados os resultados para a velocidade real  $n_e$ , obtidos pelo sensor mecânico e para a sua velocidade estimada  $\hat{n}_e$ , onde percebe-se um desempenho satisfatório para toda faixa de velocidade.

A Figura 6.19 mostra a regulação do conjugado eletromagnético, onde a componente estimada  $\hat{T}$  segue o valor de referência  $T^*$ . Os resultados apresentados para o controle escalar direto de conjugado demonstram que com o uso do modelo dinâmico simplificado para o projeto do controlador consegue-se obter resultados satisfatórios. Visto que para obtenção do conjugado eletromagnético é necessário o valor da posição rotórica, a Figura 6.20 apresenta os resultados para a posição rotórica real  $\theta_e$  e estimada  $\hat{\theta}_e$ . Percebe-se que a defasagem pode ser compensada, com o uso da técnica descrita.

A Figura 6.21 apresenta as correntes de fase  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  do gerador síncrono de ímãs permanentes.

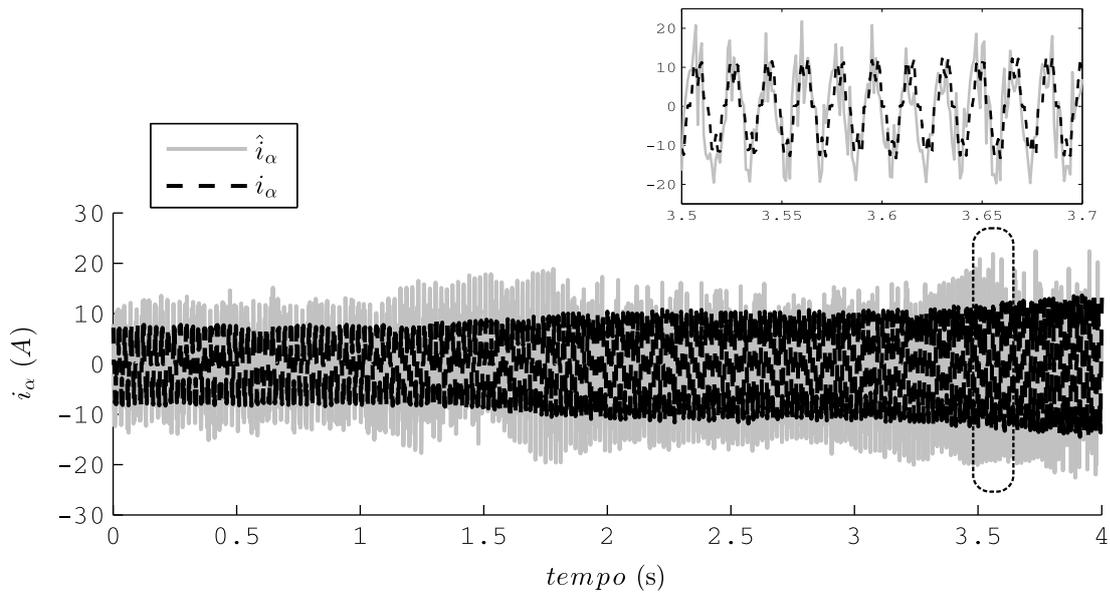


Figura 6.16 – Resultado experimental. Corrente estatórica  $i_\alpha$  e corrente estatórica estimada  $\hat{i}_\alpha$  para variação da velocidade.

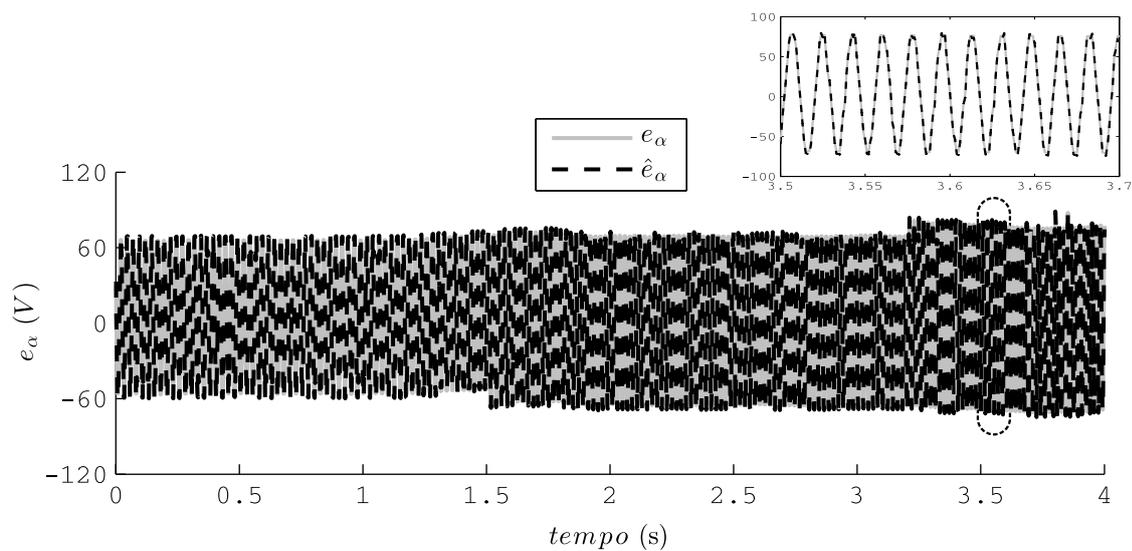


Figura 6.17 – Resultado experimental. Força eletromotriz  $e_\alpha$  e força eletromotriz estimada  $\hat{e}_\alpha$  para variação da velocidade.

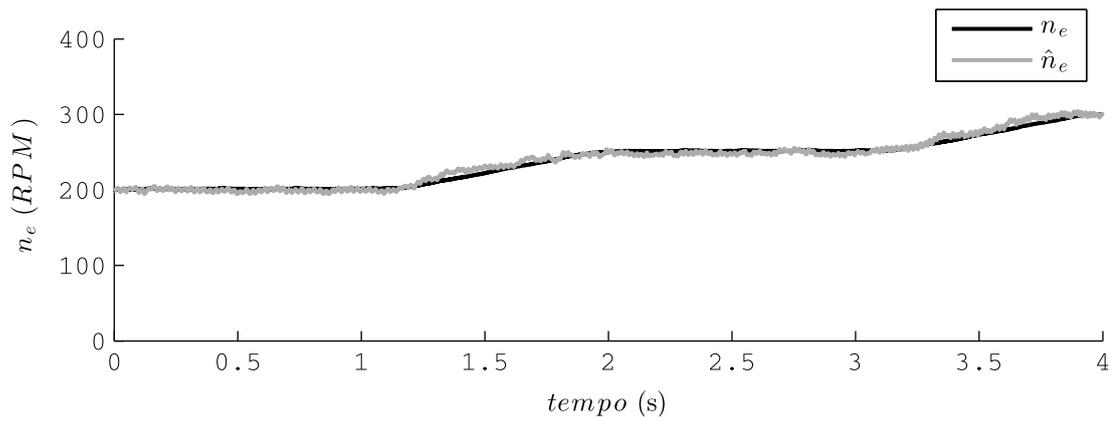


Figura 6.18 – Resultado experimental. Velocidade real  $n_e$  (encoder) e velocidade estimada  $\hat{n}_e$ , para variações de  $200 \rightarrow 300$  RPM

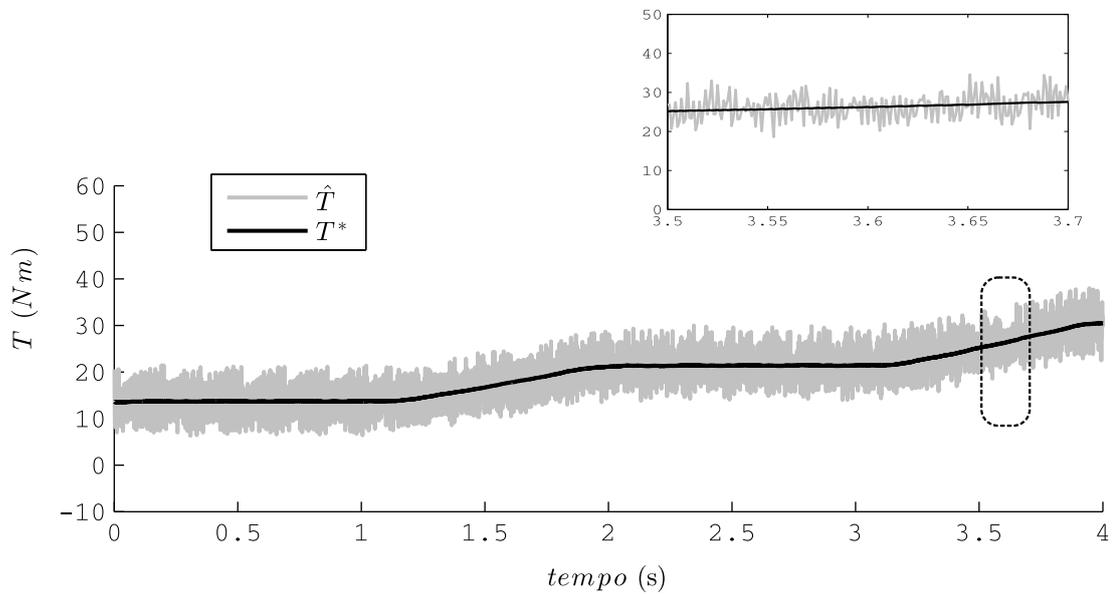


Figura 6.19 – Resultado experimental. Conjugado ótimo calculado  $T^*$  e conjugado estimado  $\hat{T}$  para variação da velocidade.

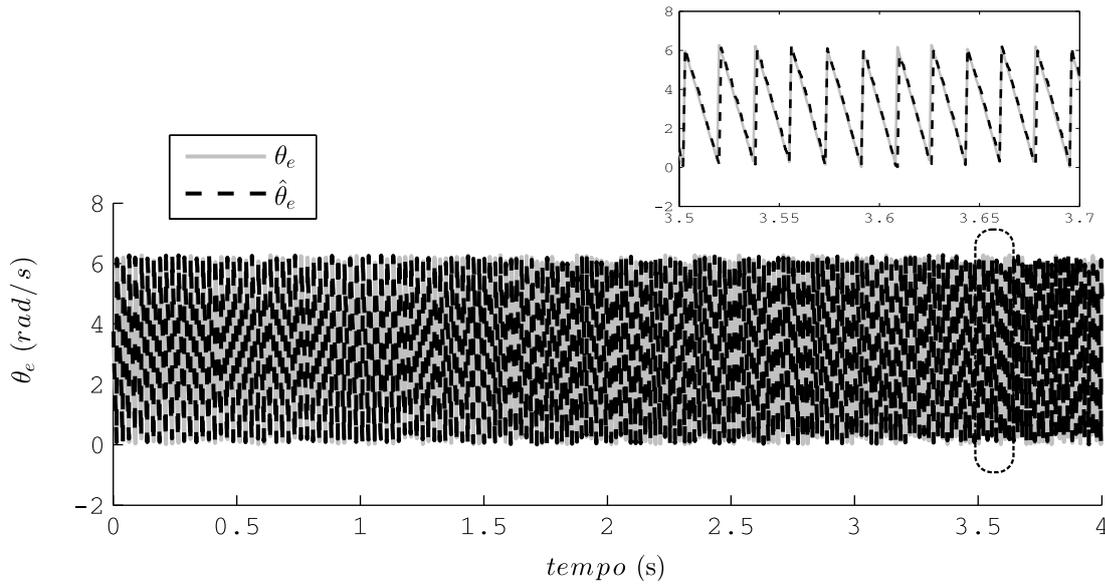


Figura 6.20 – Resultado experimental. Posição rotórica real  $\theta_e$  e posição rotórica estimada  $\hat{\theta}_e$  para variação da velocidade.

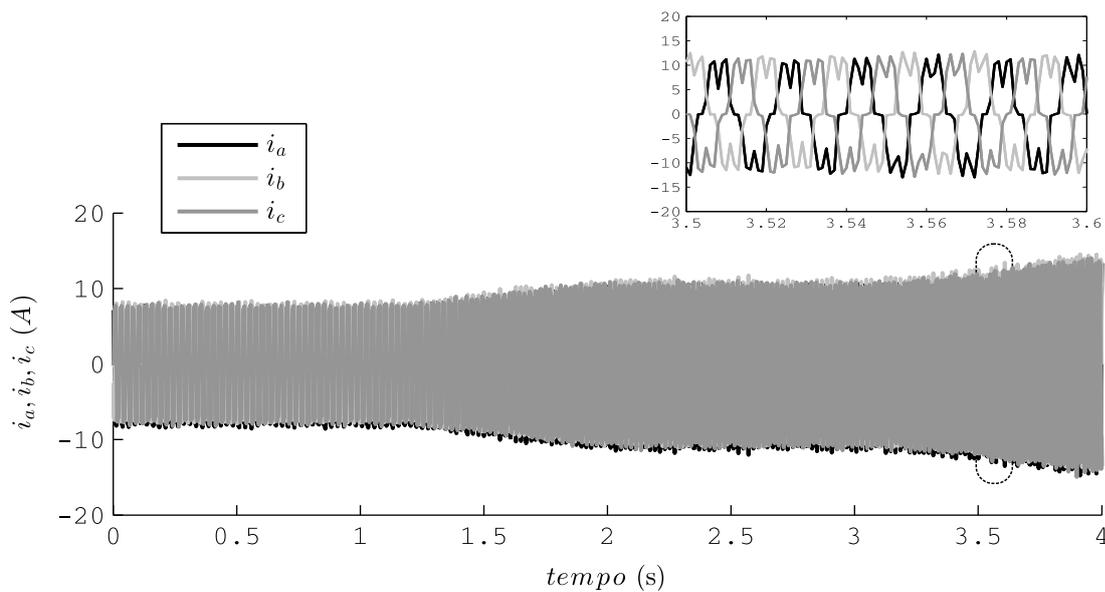


Figura 6.21 – Resultado experimental. Correntes  $i_a$   $i_b$   $i_c$  do gerador para variação da velocidade.

Visando demonstrar maiores detalhes, as Figuras 6.22 e 6.23 apresentam os resultados experimentais para uma velocidade de rotação de 300 *RPM*, correspondente a uma velocidade do vento de 5 *m/s*.

A Figura 6.22, inicialmente apresenta as correntes  $i_\alpha$  e  $i_\beta$  e suas respectivas correntes estimadas, onde novamente pode-se analisar o *chattering* nos estados estimados. Contudo por meio dos resultados obtidos pode-se verificar o comportamento semelhante das correntes de simulação demonstrados para o modelo dinâmico no Capítulo 3 e as experimentais. As EMFs  $e_\alpha$  e  $e_\beta$  são apresentadas, onde constata-se a convergência dos

valores estimados  $\hat{e}_\alpha$  e  $\hat{e}_\beta$  par seus valores reais  $e_\alpha$  e  $e_\beta$ . Por fim são apresentadas as correntes  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  e as tensões  $v_a$ ,  $v_b$  e  $v_c$  das fases do gerador.

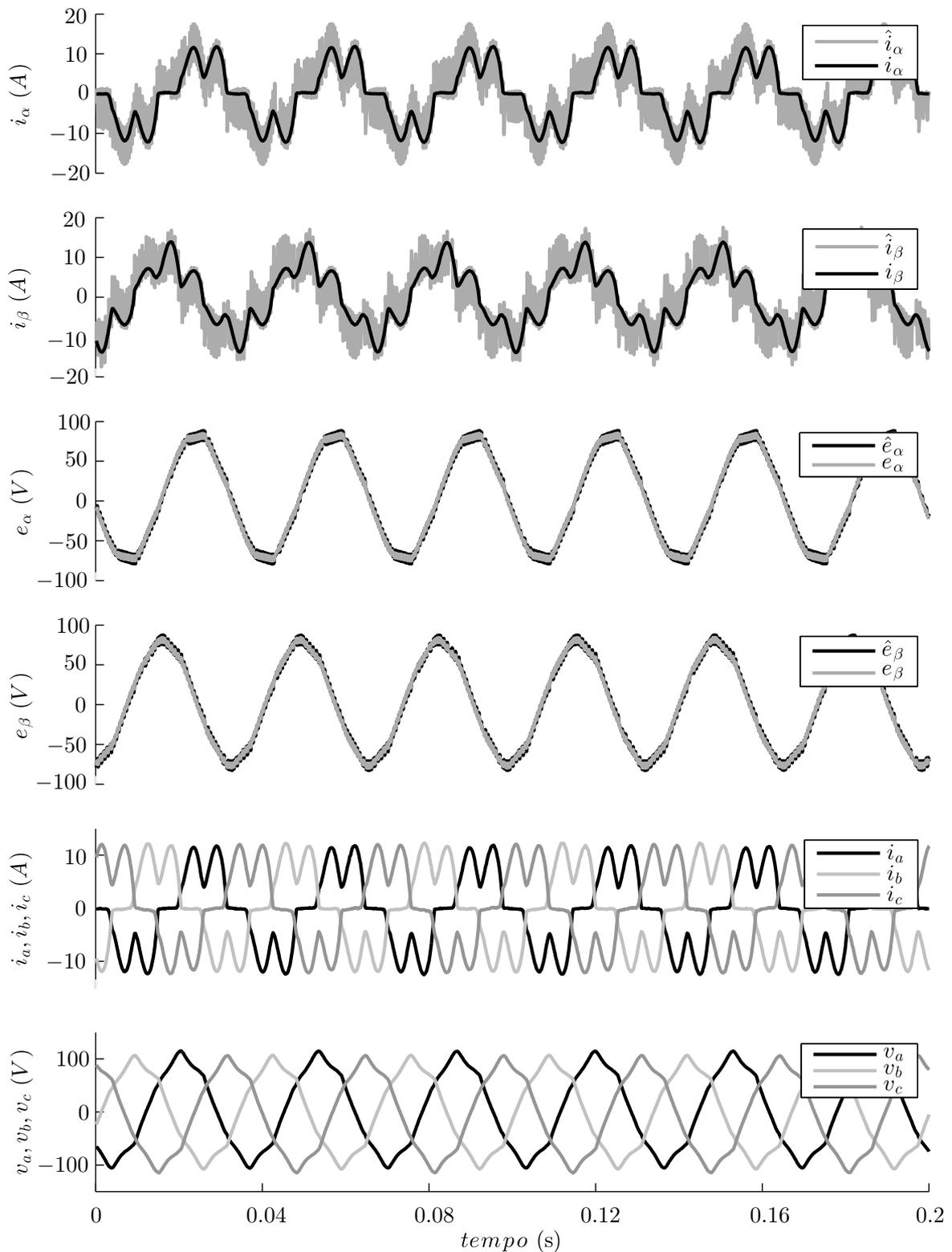


Figura 6.22 – Resultado experimental. Correntes  $i_\alpha$ ,  $i_\beta$ , EMF  $e_\alpha$ ,  $e_\beta$ , correntes  $i_{abc}$  e tensões  $v_{abc}$  do gerador, para a velocidade de 300 RPM.

A Figura 6.23 complementa os resultados anteriormente apresentados para a velocidade de  $n_e = 300 \text{ RPM}$  e exibe os resultados para a posição rotórica  $\theta_e$ , velocidade estimada  $\hat{n}_e$  e conjugado eletromagnético  $T$ . Percebe-se o bom desempenho do estimador de velocidade proposto, pois, como pode ser analisado, o erro de estimação de velocidade é praticamente zero. Com a análise do conjugado apresentado observa-se o desempenho do controlador proposto, regulando de maneira satisfatória o conjugado com uma amplitude reduzida. Ressalta-se que a ondulação é devido a presença de uma harmônica na frequência 6 vezes maior que a fundamental elétrica, causada pela operação da ponte retificadora não controlada presente no conversor *boost* CA. Na Figura 6.24 é apresentado espectro de amplitude da harmônica.

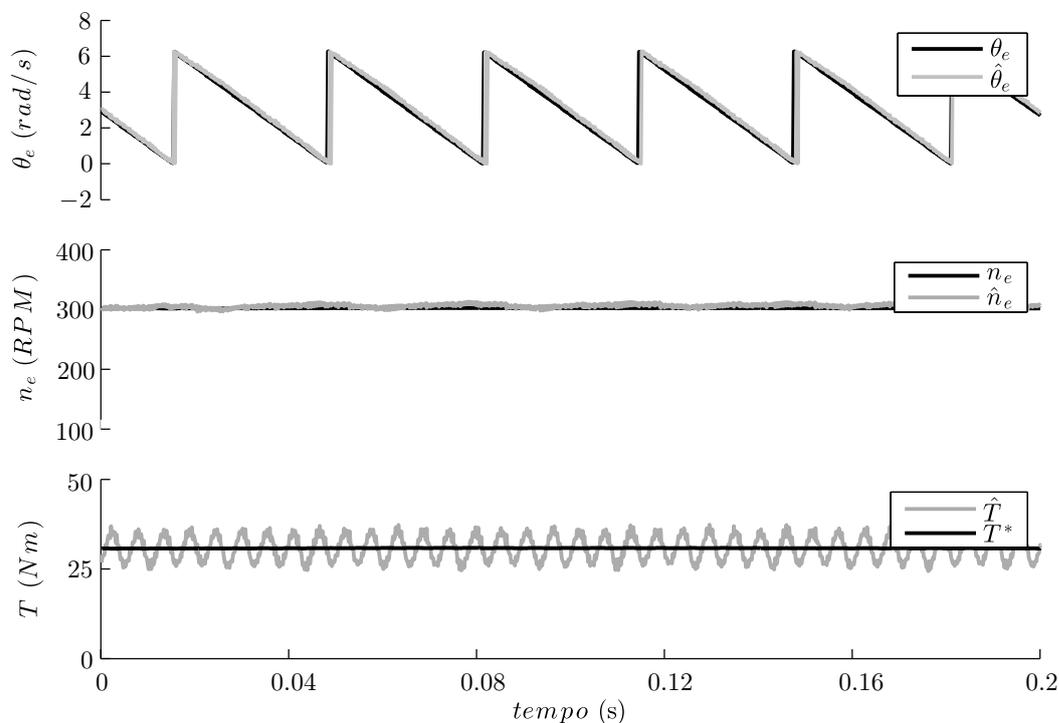


Figura 6.23 – Resultado experimental. Posição rotórica  $\theta_e$ , velocidade imposta de  $n_e = 300 \text{ RPM}$  e conjugado eletromagnético  $T$

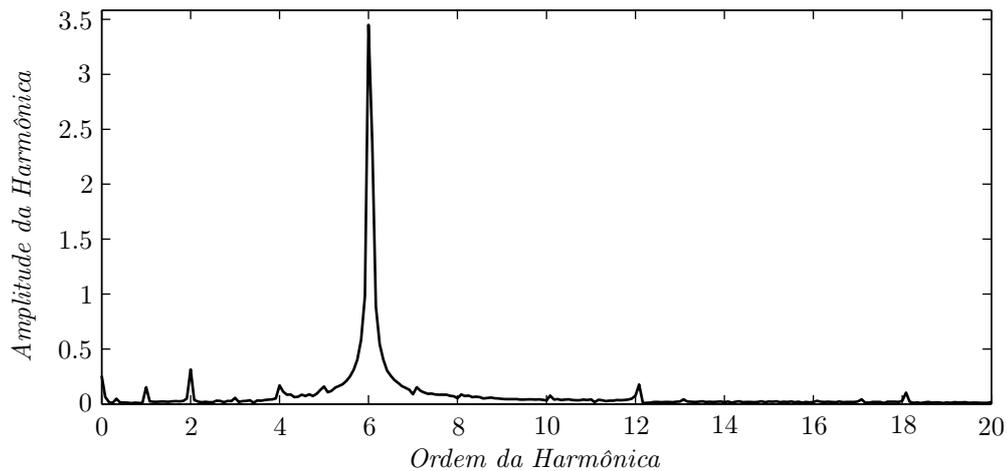


Figura 6.24 – Espectro harmônico de amplitude do conjugado apresentado na Figura 6.23.

### 6.3 Considerações finais

Este capítulo apresentou os resultados experimentais para um sistema de conversão de energia eólica com gerador síncrono de ímãs permanentes de polos não salientes. Duas topologias de conversor foram analisadas: um conversor *boost* convencional com controle de corrente do indutor *boost* e um conversor *boost* CA com controle escalar de conjugado. Para obtenção dos resultados, primeiramente a bancada experimental foi descrita, apresentando cada parte do sistema de emulação de um WECS. As plataformas experimentais dos conversores foram mostradas e detalhadas para a obtenção dos resultados.

Para o conversor *boost* foram apresentados resultados para variações da velocidade do vento e também para uma velocidade fixa, para maiores detalhes das formas de onda dos estados do conversor. O algoritmo de estimação de velocidade apresentou resultados satisfatórios, convergindo rapidamente para o valor real. O controle visando a maximização da eficiência aerodinâmica, impondo o conjugado ótimo ao gerador por meio do controle da corrente do conversor, também apresentou resultados adequados.

O conversor *boost* CA, incorpora as indutâncias do gerador ao conversor. Com isso fez-se uso de um controle escalar de conjugado para maximizar a eficiência aerodinâmica da turbina, impondo diretamente a referência de conjugado ótimo por meio do controle. O uso do modelo dinâmico simplificado facilitou o projeto do controlador e mostrou resultados satisfatórios mediante variações da velocidade de rotação da turbina. Os algoritmos de estimação, assim como no conversor *boost* convencional, apresentaram resultados satisfatórios, convergindo rapidamente para o valor real, mediante variações da velocidade.

Tabela 6.5 – Comparativo dos conversores *boost* e *boost CA*.

	Conversor <i>boost</i>	Conversor <i>boost CA</i>
Volume	maior	menor
Custo	menor	maior
Indutor	sim	não
Diodos	6	12 (SiC)
Interruptor	1	1 (SiC)
Sensores	4	2
Controle	corrente	conjugado

A Tabela 6.5 demonstra um comparativo entre os conversores estudados. O conversor *boost* convencional apesar de apresentar uma pequena diferença no custo, necessita de um numero maior de sensores e do indutor externo do *boost*. O conversor *boost CA* tem um volume consideravelmente menor e necessita de apenas dois sensores para estimadores e controle. O custo do conversor é devido ao uso dos diodos e interruptor de Silicon Carbide, uma tecnologia nova de semicondutor que ainda apresenta elevados custos. Cada conversor apresenta o seu tipo de controle, contudo ambos apresentam resultados satisfatórios para a maximização da eficiência aerodinâmica quando a velocidade do vento está abaixo da nominal.

## 7 CONCLUSÃO GERAL

Esta dissertação propôs um método de controle escalar direto de conjugado e uma técnica de controle de corrente para a maximização da eficiência aerodinâmica de sistemas de conversão de energia eólica que utilizam geradores síncronos de ímãs permanentes. Duas topologias foram abordadas: um conversor *boost*, com o método de MPPT sendo realizado por meio do controle da corrente do indutor *boost*, e uma topologia *boost CA*, com controle escalar direto de conjugado proposto para a realização do método de MPPT.

Por meio dos princípios aerodinâmicos da turbina eólica foram obtidos parâmetros essenciais correspondentes à turbina estudada. O modelo do PMSG apresentado visou o desenvolvimento dos observadores. Com base nas leis de Kirchhoff o modelo em coordenadas de fase *abc* foi encontrado e, a partir da transformada de Clarke, obteve-se o correspondente em coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$ . Consequentemente, as equações de conjugado eletromagnético puderam ser determinadas mediante cada modelo.

Uma abordagem no domínio do tempo contínuo para o algoritmo *sensorless* proposto por Yan e Utkin (2002) foi realizada. Foram descritos um observador de corrente por modos deslizantes em coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$ , e um observador de força eletromotriz, para a estimação da velocidade. Contudo, a análise de estabilidade em tempo contínuo perde a validade em tempo discreto. Então, visando a implementação digital, foi desenvolvido o algoritmo de estimação da velocidade rotórica no domínio de tempo discreto em coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$ .

Em tempo discreto, as condições para existência de uma superfície por modos deslizantes foram dadas. O observador de corrente por modos deslizantes discreto foi descrito, onde os seus ganhos foram projetados de tal forma a garantir a convergência para a superfície de deslizamento. Logo, um observador de força eletromotriz discreto foi utilizado para obtenção da velocidade e posição rotórica. Devido ao uso do filtro passa-baixas, uma defasagem na posição angular foi observada e, com isso, uma compensação foi realizada conforme a literatura, apresentando resultados satisfatórios. Com a análise de simulação observou-se que a velocidade estimada pode ser aplicada nos algoritmos de controle dos conversores propostos.

Para ambos os conversores foram utilizadas equações dinâmicas simplificadas para o projeto do controlador. O algoritmo de extração de máxima potência realizado pelo conversor *boost* impõe indiretamente o conjugado ótimo ao gerador por meio do controle de corrente do conversor *boost*. Já para o conversor *boost CA* é realizado o controle escalar de conjugado impondo diretamente o conjugado ótimo por meio do controle da razão cíclica. Para ambas as topologias um controlador proporcional-integral foi utilizado, demonstrando um resultado satisfatório em regime permanente.

A bancada experimental desenvolvida pode emular um sistema de conversão de energia eólica. O motor de indução exerce a função de emular a turbina eólica e está

acoplado ao gerador síncrono de ímãs permanentes cujos terminais estão conectados ao conversor estático. O sistema de controle foi desenvolvido em um kit de desenvolvimento *eZdsp F28335* da *Spectrum Digital*. Já o algoritmo de controle foi desenvolvido em linguagem *C/C++* por meio do *software Code Composer Studio v3.3*.

Para variações da velocidade do vento, emuladas por meio de variações de velocidade de rotação da máquina primária, o algoritmo de estimação de velocidade apresentou desempenho satisfatório, convergindo rapidamente para o valor real, demonstrando ser uma alternativa de segurança, ou até mesmo ter sua aplicação utilizada diretamente no controle de WECS.

Para o controle visando a maximização da eficiência aerodinâmica, impondo indiretamente o conjugado ótimo ao gerador, por meio do controle da corrente do conversor *boost*, foram obtidos resultados adequados. O controle escalar direto de conjugado, realizado pelo conversor *boost* CA, apresentou resultados satisfatórios em regime permanente. O controle mostrou ser adequado mediante variações da velocidade de rotação da turbina, validando o uso do modelo dinâmico simplificado de primeira ordem para o projeto do controlador.

O conversor *boost* CA mostrou ser uma alternativa para a utilização em WECS, principalmente em sistemas de pequeno porte, devido ao seu reduzido volume comparado ao conversor *boost* convencional. Com um número menor de sensores e utilizando observadores de estado, um sistema de baixo custo também pode ser desenvolvido. Quanto ao seu desempenho, este apresentou resultados satisfatórios para a regulação do conjugado eletromagnético, visando a maximização da eficiência aerodinâmica. Mediante os resultados obtidos, pode-se considerar que o conversor *boost* CA, torna-se um conversor competitivo com as topologias utilizadas em WECS.

## 7.1 Trabalhos futuros

De forma a dar prosseguimento ao trabalho, algumas propostas para trabalhos futuros são:

- Investigar o uso de outros controladores, objetivando a redução da ondulação do conjugado da turbina;
- Análise de soluções para redução do *chattering*;
- Conexão do barramento CC com o inversor trifásico, para operação na potência nominal.

## REFERÊNCIAS

- ABDEL-SALAM, M.; AHMED, A.; ABDEL-SATER, M. Maximum power point tracking for variable speed grid connected small wind turbine. **IEEE International Energy Conference and Exhibition**, p. 600– 605, 2010.
- BERNARDES, T. et al. Discrete-time sliding mode observer for sensorless vector control of permanent magnet synchronous machine. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 4, p. 1679 – 1691, April 2014.
- BERNARDES, T. A. **Controle sem sensores mecânicos para gerador síncrono a ímãs permanente**. Tese de Doutorado — Universidade Federal de Santa Maria, 2013.
- BOLDEA, I. **Variable Speed Generators**. [S.l.]: CRC, 2005.
- CALLAI, T. C. e. a. Controle nebuloso adaptativo por modelo de referência: Projeto e aplicação em sistemas não-lineares. **Controle e Automação**, v. 18, n. 6, p. 479–489, 2007.
- CARRASCO, J. et al. Power electronic systems for the grid integration of wind turbines. In: **IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 4182–4188. ISSN 1553-572X.
- CASADEI, D. et al. Effects of flux and torque hysteresis band amplitude in direct torque control of induction machines. In: **Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1994. IECON '94., 20th International Conference on**. [S.l.: s.n.], 1994. v. 1, p. 299–304 vol.1.
- CHELLADURAI, J.; AL et. Scalar controlled boost pwm rectifier for micro wind energy systems. **Applied Sciences, Engineering and Technology**, v. 10, n. 1, p. 35–44, 2015.
- CHEN, C. **Linear system theory and design**. 3. ed. New York: Oxford University Press, 1999.
- CHEN, J.; CHEN, J.; GONG, C. On optimizing the transient load of variable-speed wind energy conversion system during the mpp tracking process. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 61, n. 9, p. 4698–4706, Sept 2014. ISSN 0278-0046.
- CHEN, Z.; GUERRERO, J.; BLAABJERG, F. A review of the state of the art of power electronics for wind turbines. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 24, n. 8, p. 1859–1875, Aug 2009.
- Manfred Depenbrock. **Direct Self-Control of the Flux and Rotary Moment of a Rotary-Filed Machine**. 1987. 4678248.
- DERDIYOL, A. et al. A sliding mode speed and rotor time constant observer for induction machines. In: **Annual Conference of the Industrial Electronics Society, 2001. IECON '01**. [S.l.: s.n.], 2001.

- DRAKUNOV, S.; UTKIN, V. Sliding mode observers. tutorial. In: **Decision and Control, 1995., Proceedings of the 34th IEEE Conference on**. [S.l.: s.n.], 1995. v. 4, p. 3376–3378.
- EL-SAADY, G. et al. A high performance induction motor drive system using fuzzy logic controller. In: **Electrotechnical Conference, 1994. Proceedings., 7th Mediterranean**. [S.l.: s.n.], 1994. p. 1058–1061 vol.3.
- ELSEBAII, A.; HAMAD, M.; HELAL, A. A sensorless mppt technique for a grid-connected pmsg wind turbine system. **Renewable Power Generation Conference (RPG 2013), 2nd IET**, p. 1 – 6, 2013.
- ENERCON. **ENERCON product overview**. [S.l.], 2012.
- EPE. **BALANÇO ENERGÉTICO NACIONAL**. [S.l.], 2015.
- ERICKSON, R. W. **Fundamentals of Power Electronics**. New York: Chapman e Hall, 1997.
- ESMAILI, R.; XU, L. Sensorless control of permanent magnet generator in wind turbine application. **Industry Applications Conference. 41st IAS Annual Meeting**, v. 4, p. 2070 – 2075, 2006.
- FEI, X. et al. A novel sensorless control of pmsg based on sliding mode observer. **XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010, Rome**, 2010.
- FOO, G.; RAHMAN, M. Direct torque control of an ipm-synchronous motor drive at very low speed using a sliding-mode stator flux observer. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 25, n. 4, p. 933–942, April 2010. ISSN 0885-8993.
- FREITAS, A. W. **Controle de Passo de Aerogeradores de Baixa Potência**. Dissertação de Mestrado — FEUP, 2008.
- GAO, W.; HUNG, J. Variable structure control of nonlinear systems: a new approach. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 40, n. 1, p. 45–55, Feb 1993.
- GAO, W.; WANG, Y.; HOMAIFA, A. Discrete-time variable structure control systems. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 42, n. 2, p. 117–122, apr 1995. ISSN 0278-0046.
- GIERAS, J. F.; WING, M. **Permanent Magnet Motor Technology – Design and Applications**. [S.l.]: CRC Press, 2002. ISBN 0824707397.
- GONZALEZ E. FIGUERES, G. G. L.; CARRANZA, O. Maximum-power-point tracking with reduced mechanical stress applied to wind-energy-conversion-systems. **Applied Energy**, v. 87, n. 7, p. 2304 – 2312, 2010. ISSN 0306-2619.
- GWEC. **GLOBAL WIND ENERGY OUTLOOK**. [S.l.], 2014.

- HAQUE, M.; NEGNEVITSKY, M.; MUTTAQI, K. A novel control strategy for a variable-speed wind turbine with a permanent-magnet synchronous generator. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 46, p. 331 – 339, 2010.
- HEIER, S. **Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems**. 2. ed. [S.l.: s.n.], 2006.
- HOLTZ, J. Sensorless control of induction machines – with or without signal injection. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 53, n. 1, p. 7–30, feb. 2005. ISSN 0278-0046.
- HUANG, N.; HE, J.; DEMERDASH, N. Sliding mode observer based position self-sensing control of a direct-drive pmsg wind turbine system fed by npc converters. In: **Electric Machines Drives Conference (IEMDC), 2013 IEEE International**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 919–925.
- HULIEHEL, F.; LEE, F.; CHO, B. Small-signal modeling of the single-phase boost high power factor converter with constant frequency control. In: **Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE**. [S.l.: s.n.], 1992. p. 475–482 vol.1.
- HUNG, J.; GAO, W.; HUNG, J. Variable structure control: a survey. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 40, n. 1, p. 2–22, Feb 1993.
- HUSSEIN, M. et al. Simple sensorless maximum power extraction control for a variable speed wind energy conversion system. **International Journal of Renewable and Sustainable Energy**, v. 1, n. 1, p. 1 – 10, 2012.
- INOUE, Y.; MORIMOTO, S.; SANADA, M. Control method for direct torque controlled pmsg in wind power generation system. **Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09. IEEE International**, p. 1231 – 1238, 2009.
- IVANOVIC, Z.; BLANUSA, B.; KNEZIC, M. Algorithm for efficiency optimization of the boost converter in wind turbine. In: **Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012 15th International**. [S.l.: s.n.], 2012. p. DS3c.9–1–DS3c.9–6.
- KOTTA, U.; SARPTURK, S.; ISTEFANOPULOS, Y. Comments on "on the stability of discrete-time sliding mode control systems"[with reply]. **Automatic Control, IEEE Transactions on**, p. 1021–1022, 1989.
- KRAUSE, P.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems**. Second. United States of America: Wiley-IEEE Press, 2002.
- KRISHNAN, R. **Electric Motor Drives - Modeling Analysis, and Control**. New Jersey, USA: Prentice Hall, 2001.

- KRISNAN, R. **Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives**. United States of America: CRC Press, 2009.
- KUMSUWAN, U.; SUTTICHAJ, P.; HAMID, A. T. Modified direct torque control method for induction motor drives based on amplitude and angle control of stator flux. **Electric Power Systems Research**, v. 78, n. 10, p. 1712 – 1718, 2008. ISSN 0378-7796.
- LASCU, C.; BOLDEA, I.; BLAABJERG, F. A modified direct torque control for induction motor sensorless drive. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, v. 36, n. 1, p. 122 –130, jan/feb 2000.
- LI, H.; SHI, K.; MCLAREN, P. Neural-network-based sensorless maximum wind energy capture with compensated power coefficient. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS**, v. 41, n. 6, p. 1548–1556, 2005.
- LIBERZON, D.; MORSE, A. Basic problems in stability and design of switched systems. **Control Systems, IEEE**, v. 19, n. 5, p. 59–70, Oct 1999. ISSN 1066-033X.
- MA, Z. A sensorless control method for maximum power point tracking of wind turbine generators. **Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on**, p. 1 – 10, 2011.
- MOHAN N.; UNDELAND, T. R. W. **Power Electronics: Converters, Applications, and Design**. 3. ed. [S.l.]: John Wiley e Sons, 2003.
- MOHOD, S.; AWARE, M. Wind energy conversion system simulator using variable speed induction motor. In: **Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES) 2010 Power India, 2010 Joint International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6.
- MONTEZANO, B. E. M. **Modelo Dinâmico de Visualização de um Aerogerador com Velocidade de Rotação variável e controle de passo em VRML**. Dissertação de Mestrado — UFRJ, 2007.
- OGATA, K. **Modern Control Engineering**. [S.l.]: Prentice-Hall, 1990.
- OGHAFY, V.; NIKKHAJOEI, H. Maximum power extraction for a wind-turbine generator with no wind speed sensor. **Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century**, p. 1 – 6, 2008.
- ONG, C.-M. **Dynamic Simulation of Electric Machinery using Matlab/Simulink**. [S.l.]: Prentice-Hall, 1998. ISBN 0-13-723785-5.
- PACAS, M. Sensorless drives in industrial applications. **Industrial Electronics Magazine, IEEE**, v. 5, n. 2, p. 16–23, june 2011. ISSN 1932-4529.
- PERRUQUETTI, W. **Sliding Mode Control in Engineering**. New York, NY, USA: Marcel Dekker, Inc., 2002. ISBN 0824706714.

- ROCHA, R. V. **Simulação de Aerogerador em uma Bancada Experimental**. Dissertação de Mestrado — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2008.
- SABANOVIC, A. Variable structure systems with sliding modes in motion control; a survey. **Industrial Informatics, IEEE Transactions on**, v. 7, n. 2, p. 212–223, May 2011.
- SABANOVIC, A.; FRIDMAN, L. M.; SPURGEON, S. **Variable Structure Systems from principles to implementation**. 1. ed. Londres - Inglaterra: The Institution of Engineering and Technology, 2004.
- SARPTURK, S.; ISTEKANOPULOS, Y.; KAYNAK, O. On the stability of discrete-time sliding mode control systems. **Automatic Control, IEEE Transactions on**, 1987.
- SIRA-RAMIREZ, H. Nonlinear discrete variable structure systems in quasi-sliding mode. **Int. J. Control**, v. 54, n. 5, p. 1171–1187, oct 1991.
- SOETEDJO, A.; LOMI, A.; MULAYANTO, W. Modeling of wind energy system with mppt control. In: **Electrical Engineering and Informatics (ICEEI), 2011 International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–6. ISSN 2155-6822.
- SURGEVIL, T.; AKPINAR, E. Modelling of a 5kw wind energy conversion system with induction generator and comparison with experimental results. **Renewable Energy**, v. 30, n. 6, p. 913 – 929, 2005. ISSN 0960-1481.
- TAKAHASHI, I.; NOGUCHI, T. A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, IA-22, n. 5, p. 820–827, sept. 1986. ISSN 0093-9994.
- TANAKA, T.; TOUMIYA, T.; SUZUKI, T. Output control by hill-climbing method for a small scale wind power generating system. **Renewable Energy**, v. 12, n. 4, p. 387–400, 1997.
- TANG, L. et al. A novel direct torque control for interior permanent-magnet synchronous machine drive with low ripple in torque and flux-a speed-sensorless approach. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, v. 39, n. 6, p. 1748–1756, Nov 2003. ISSN 0093-9994.
- TOLBERT, L. et al. A bi-directional dc-dc converter with minimum energy storage elements. In: **Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the**. [S.l.: s.n.], 2002. v. 3, p. 1572–1577 vol.3. ISSN 0197-2618.
- UTKIN, V. Variable structure systems with sliding modes. **Automatic Control, IEEE Transactions on**, v. 22, n. 2, p. 212–222, Apr 1977.
- UTKIN, V.; GULDNER, J.; SHIJUN, M. **Sliding Mode Control in Electromechanical Systems**. [S.l.]: CRC Press, 1999.

UTKIN, V. I. **Sliding modes in Control and Optimization Systems**. 1. ed. [S.l.]: Springer-Verlag, 1992.

VIEIRA, R. P. **Contribuição ao acionamento e controle *sensorless* aplicado ao motor de indução bifásico assimétricos**. Tese de Doutorado — UFSM, 2012.

VYNCKE, T.; BOEL, R.; MELKEBEEK, J. A comparison of stator flux linkage estimators for a direct torque controlled pmsm drive. In: . [S.l.: s.n.], 2009. p. 971–978.

WANG, D. et al. Sensorless-speed control strategy of induction motor based on artificial neural networks. In: **Intelligent Control and Automation, 2004. WCICA 2004. Fifth World Congress on**. [S.l.: s.n.], 2004. v. 5, p. 4467–4471 Vol.5.

YAN, Z.; UTKIN, V. Sliding mode observers for electric machines-an overview. In: **IEEE Annual Conference of the Industrial Electronics Society, IECON 02**. [S.l.: s.n.], 2002. v. 3, p. 1842 – 1847 vol.3.