



MODELAGEM E CONTROLE DE UM AEROGERADOR DUPLAMENTE
ALIMENTADO COM TURBINA DE VELOCIDADE VARIÁVEL PARA
ESTUDOS DE ESTABILIDADE ELETROMECCÂNICA

Trevor Matheus Carlos Vilella do Carmo Dobbin

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientadores: Ramon Romankevicius Costa
Glauco Nery Taranto

Rio de Janeiro
Junho de 2014

MODELAGEM E CONTROLE DE UM AEROGERADOR DUPLAMENTE
ALIMENTADO COM TURBINA DE VELOCIDADE VARIÁVEL PARA
ESTUDOS DE ESTABILIDADE ELETROMECHANICA

Trevor Matheus Carlos Vilella do Carmo Dobbin

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO
ALBERTO LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE
ENGENHARIA (COPPE) DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE
JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A
OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA
ELÉTRICA.

Examinada por:

Prof. Ramon Romankevicius Costa, D.Sc.

Prof. Glauco Nery Taranto, D.Sc.

Prof. Aldayr Dantas de Araújo, D.Sc.

Prof. Marcus Vinicius Alves Nunes, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL
JUNHO DE 2014

Dobbin, Trevor Matheus Carlos Vilella do Carmo

Modelagem e Controle de um Aerogerador Duplamente Alimentado com Turbina de Velocidade Variável para Estudos de Estabilidade Eletromecânica/Trevor Matheus Carlos Vilella do Carmo Dobbin. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2014.

XIX, 144 p.: il.; 29, 7cm.

Orientadores: Ramon Romankevicius Costa

Glauco Nery Taranto

Dissertação (mestrado) – UFRJ/COPPE/Programa de Engenharia Elétrica, 2014.

Referências Bibliográficas: p. 104 – 111.

1. parques eólicos. 2. dinâmica de aerogeradores. 3. controle vetorial. 4. gerador de indução duplamente alimentado. 5. GIDA. 6. controle de passo das pás. 7. estabilidade. 8. modelos máquina de indução. I. Costa, Ramon Romankevicius *et al.* II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

Aos meus pais e família.

Agradecimentos

Agradeço aos meus pais, Maria das Graças e Carlos Alberto, que me apoiaram desde o primeiro momento e sempre demonstraram seu orgulho, agradeço por serem meu alicerce.

Agradeço ao meu irmão Stefano, à "tia" Aida e demais familiares pelo apoio, incentivo e compreensão.

Agradeço à minha amada, Ana Caroline, pela compreensão nos momentos de ausência, pelo incentivo em todos os momentos, pela sua confiança e carinho.

Para essa dissertação de mestrado tive a oportunidade de ser orientado pelos professores Ramon Romankevicius Costa e Glauco Nery Taranto. Desde o dia em bati na porta do LABCON, perguntando se poderia trabalhar em algum projeto, até a presente data presenciei incontáveis demonstrações de paciência, sabedoria, companheirismo e bom humor por parte do professor Ramon. Agradeço-o por ter aceitado a orientação desse trabalho e pelos inúmeros conselhos, lições e sugestões que se tornaram parte deste trabalho. Agradeço ao professor Glauco por sua consideração, paciência e didática singular: foram fundamentais para a conclusão deste trabalho.

Agradeço aos amigos do curso de mestrado pelo auxílio e paciência: Alessandro Lima, Alexandre Soares, Bernardo Cruz, Diego Dias, Igor Medeiros, Kleberson de Lima, Luciano Menezes, Nerito Aminde, Paola Delfino, Thiago Braga Antonio e Vitor Paranhos Carneval. Durante essa jornada acadêmica compartilhamos estressantes e bons momentos.

Agradeço aos professores Amit Bhaya, Edson Watanabe, Eduardo Nunes, Fernando Lizarralde, Liu Hsu, Luiz Wagner Biscainho, Mauros Queiroz, Marcelo Lanza, Joarez Bastos, Jomar Gozzi e Sérgio Lima Netto pelos conhecimentos, conselhos e dedicação.

Agradeço aos amigos do laboratório de controle e do LEAD pelas lições diárias e pelo companheirismo, em especial Andrei Battistel, Antonio Leite, Ivanko Tomasevich, Joyce Mergulhão, Paulo Yamasaki, Roberto Calvet, Rodrigo Carneiro e Telma Pará.

Agradeço aos amigos "controleiros" pelo acolhimento e anedotas compartilhadas: Alex Neves, Anderson Sangreman, Aurélio Lima, Diogo Nomiya, Eliza Ito, Gabriel Gleizer Leonardo Orenstein, Lucas Vargas, Maurício Dias, Rafael Bendia e Thiago Camanho.

Gostaria de agradecer também ao apoio dos amigos Vinicius Prota e Felipe Marzullo.

Durante o curso de Mestrado, iniciei minha jornada em Furnas e tive a oportunidade e o prazer de trabalhar ao lado de Nilo José Pereira de Macedo. Agradeço-o por ter me ensinado boa parte de tudo que sei sobre engenharia elétrica, máquinas elétricas, análise de sistemas de potência e controle de sistemas de potência.

Agradeço aos colegas de Furnas que contribuíram direta ou indiretamente para este trabalho, entre eles Antonio Barbosa Martins, Christiano Rodrigues, Felipe Câmara Neto, Fernando Jusan, Fernando Mendonça, Filipe Silva e Silva, George Regnier, Guilherme Sarcinelli, Sérgio do Espírito Santo e Yuri Rosenblum. Em especial, aos senhores Mario Ellis e Victor Belo França pela oportunidade de finalizar este trabalho.

Agradeço aos colegas de Furnas por todo o apoio: Bruna Barbosa Machado, Bruno Xavier Machado, Cecilia Borges, Elton Schallenberger, Luciane Farias, Luziene Françês Castro, Marcos Albuquerque, Nilda de Jesus Rabelo, Pedro Henrique Tancredo e Victor Perret.

Agradeço ao sr. Paulo Max Portugal da Eletrobrás e ao professor Sérgio Gomes Júnior da UFF e do CEPEL pelas contribuições que me auxiliaram na conclusão deste trabalho.

Enfim, agradeço aos membros da banca Aldayr de Araújo e Marcus Vinicius Nunes pelas orientações tão essenciais.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

MODELAGEM E CONTROLE DE UM AEROGERADOR DUPLAMENTE
ALIMENTADO COM TURBINA DE VELOCIDADE VARIÁVEL PARA
ESTUDOS DE ESTABILIDADE ELETROMECHANICA

Trevor Matheus Carlos Vilella do Carmo Dobbin

Junho/2014

Orientadores: Ramon Romankevicius Costa
Glauco Nery Taranto

Programa: Engenharia Elétrica

Apresenta-se nesta dissertação uma visão sobre o sistema de captura de energia dos ventos utilizando aerogeradores. O tema é voltado para descrição dos fenômenos de interesse em um estudo para a análise da estabilidade eletromecânica de sistemas elétricos. O estudo se restringe a apresentar modelos para simulação e controle, assim como discutir suas variações e características. O conceito abordado utiliza turbinas eólicas com controle do passo das pás e geradores de indução duplamente alimentados. São apresentados critérios de desempenho para o sistema obtidos em meio à literatura e em seguida é descrita uma metodologia para que seus controladores sejam ajustados de maneira a atender esses critérios. Ao final o desempenho é avaliado por meio de simulações.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

MODELLING AND CONTROL OF A DOUBLY-FED GENERATOR WITH
VARIABLE SPEED WIND TURBINE FOR ELECTROMECHANICAL
STABILITY STUDIES

Trevor Matheus Carlos Vilella do Carmo Dobbin

June/2014

Advisors: Ramon Romankevicius Costa
Glauco Nery Taranto

Department: Electrical Engineering

It is presented in this dissertation a wind energy capture system overview. The addressed concept uses wind turbines with blade pitch control and doubly fed induction generators. Their dynamic behavior and control systems are represented through dynamic models suitable for application in power systems transient stability analysis. A set of performance criteria is proposed for each subsystem along with the controller design in order to satisfy them. At last the system dynamic performance is evaluated through computer simulations.

Sumário

Lista de Figuras	xii
Lista de Tabelas	xiv
Lista de Símbolos	xv
Lista de Abreviaturas	xviii
1 Introdução	1
1.1 Objetivos	5
1.2 Revisão Bibliográfica	6
1.3 Estrutura do Texto	15
2 Conceitos de Conversão da Energia Eólica	17
2.1 Classificação dos SCEEs	17
2.2 Eficiência Aerodinâmica da Turbina Eólica	18
2.3 Operação do Aerogerador	22
2.3.1 Extração Máxima de Potência	24
2.3.2 Limitação da Potência Máxima	26
2.4 Sistemas de Controle de Passo	26
2.5 Conclusões	30
3 Modelagem Dinâmica do GIDA	31
3.1 Modelagem da Máquina de Indução Bobinada	31
3.1.1 Equações Dinâmicas da Máquina	33
3.1.2 Equações Dinâmicas no Referencial Síncrono em Coordenadas dq	34
3.2 Modelo da MIDA para Estudos de Estabilidade Eletromecânica	36
3.2.1 Equações dos Circuitos do Estator	36
3.2.2 Equações dos Circuitos do Rotor	38
3.2.3 Potências Ativa e Reativa e Torque Eletromecânico	39
3.2.4 Equação da Aceleração	41

3.2.5	Modelo Dinâmico da Máquina em p.u.	42
3.3	Modelo dos Conversores e Elo CC	43
3.3.1	Equações de Interface CA-CC	44
3.3.2	Equações do Elo CC	45
3.4	Conclusões	47
4	Controle dos Conversores	48
4.1	Controle Vetorial	50
4.2	Controle do Conversor do Lado do Rotor	52
4.2.1	Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo de Estator	52
4.2.2	Controle Vetorial Orientado pela Tensão do Estator	54
4.2.3	Cálculo das Referências	55
4.2.4	Controle das Correntes de Rotor	55
4.3	Controle do Conversor do Lado do Sistema	58
4.3.1	Controle Vetorial Orientado pela Tensão do Estator	58
4.4	Estabilidade da Orientação	60
4.4.1	Análise Simplificada	60
4.5	Conclusões	64
5	Sistema de Controle do SCEE	65
5.1	Controle das Potências Ativa e Reativa do Estator	66
5.2	Controle de Tensão pelo Conversor do Rotor	67
5.3	Controle da Velocidade da Turbina	70
5.4	Controle do Conversor do Lado do Sistema	74
5.5	Conclusões	75
6	Projeto dos Controladores	76
6.1	Projeto do Regulador da Tensão do Elo CC	76
6.2	Projeto do Regulador de Potência Reativa do CLR	80
6.3	Projeto dos Reguladores das Correntes do CLM	80
6.4	Projeto dos Reguladores das Potências Ativa e Reativa do CLM	86
6.5	Projeto do Regulador de Tensão	88
6.6	Projeto do regulador de Velocidade do Rotor	96
6.7	Conclusões	99
7	Conclusões	101
7.1	Trabalhos Futuros	103
	Referências Bibliográficas	104
A	Dados Utilizados	112

B	Conceitos de Máquinas Elétricas	114
B.1	Equações de um Circuito Indutor e Resistor Série	114
B.2	Onda de Força Magnetomotriz	116
B.3	Campo Girante	118
B.4	Indutâncias da Máquina de Indução	119
B.4.1	Auto Indutâncias	120
B.4.2	Indutâncias Mútuas	121
B.5	Matrizes de Indutância Resultantes	123
C	Transformações e Referenciais da Máquina de Indução Trifásica	124
C.1	Transformações de Referencial	124
C.1.1	Transformação de Clarke	124
C.1.2	Rotações	127
C.1.3	Transformada de Park	127
C.2	Referenciais da Máquina de Indução	127
C.3	Transformações de Referencial das Equações Dinâmicas da Máquina de Indução Trifásica	129
C.3.1	Equações Circuitais no Referencial do Estator	129
C.3.2	Equações Circuitais em um Referencial Arbitrário	133
C.4	Transformações de Matrizes de Indutâncias	135
C.4.1	Matriz de Indutâncias das Fases de um Mesmo Circuito	136
C.4.2	Matriz de Indutâncias Mútuas Entre Estator e Rotor	138
D	Considerações para Análise de Sistemas de Potência	140
D.1	Convenção de Potências	140
D.2	Representação por Unidade (p.u.)	141
D.3	Representação por Unidade (p.u.) para Grandezas Mecânicas	142
	Índice Remissivo	143

Lista de Figuras

1.1	Diagrama ilustrando o processo de conversão da energia eólica.	2
1.2	Conceitos para sistemas de conversão de energia eólica	3
1.3	Conceitos de geração mais utilizados.	3
1.4	VSWT com GIDA	4
1.5	Esquema de CV proposto por Yamamoto e Motoyoshi em 1991	6
1.6	Esquema de CV proposto por Tang e Xu em 1992	8
1.7	Esquema de CV proposto por Tang e Xu aprimorado	9
1.8	Esquema de CV implementado por Pena et. al em 1996	10
1.9	Esquema de controle para o CLM	11
2.1	Extração de energia do disco atuador	18
2.2	Exemplo de curva C_p vs. λ	20
2.3	Razão de velocidades da ponta	21
2.4	Curva C_p vs. $\lambda \times \beta$	22
2.5	Curva P v.s. v	23
2.6	Curva $P_{mec} \times \omega_t$	24
2.7	Relação entre P_t e ω_t	25
2.8	Diagrama do controle do ângulo de passo	29
3.1	Modelo elétrico da máquina de indução trifásica	32
3.2	Circuito do estator para estudos de estabilidade	38
3.3	Modelo do Elo BTB e Conversores VSC	44
4.1	Papéis dos controles dos conversores	49
4.2	Técnicas de controle para máquinas AC	50
4.3	Exemplo do uso do controle vetorial.	51
4.4	Diagrama do controle vetorial para um caso geral.	51
4.5	Relações entre as orientações	55
4.6	Conexão do conversor do lado do sistema à barra terminal do gerador.	58
5.1	Esquemas de Controle de um SCEE	65
5.2	Cálculo das referências de corrente a partir das referências de potência.	66

5.3	Malhas de controle dos reguladores das potências do GIDA.	67
5.4	Esquemas de Controle de Tensão	68
5.5	Proposta de GIDA com controle rápido de tensão terminal.	68
5.6	Controle de tensão terminal em cascata com potência reativa	69
5.7	Diagrama do controle da tensão terminal.	69
5.8	Estratégias de MPP	71
5.9	Estratégia para o controle de potência	71
5.10	Diagrama do controle de potência do SCEE	73
5.11	Diagrama do controle do conversor do lado da rede.	74
6.1	Sistema de controle do elo CC	78
6.2	Resposta das malhas de corrente de rotor do GIDA simuladas.	83
6.3	Resposta das malhas de corrente de rotor do GIDA simuladas.	84
6.4	Resposta das malhas de corrente de rotor do GIDA simuladas.	85
6.5	Resposta das malhas de potências ativa e reativa do GIDA simuladas.	88
6.6	Tensões do GIDA em vazio	89
6.7	Tensões e correntes de rotor no MATLAB	90
6.8	Tensões de rotor no referencial síncrono	91
6.9	Modelo simplificado do parque eólico.	92
6.10	Resposta do regulador de tensão com SCC 176 p.u. MVA	94
6.11	Regulador de tensão com SCC 17,6 p.u. MVA	95
6.12	Resposta do regulador de tensão com SCC de 1,76 p.u. MVA.	96
6.13	Sistema de controle da velocidade do rotor em malha fechada	97
6.14	Resposta do regulador de velocidade do GIDA	99
B.1	Circuito RL série	114
B.2	Circuito resistor-indutor trifásico magneticamente acoplado.	115
B.3	Modelo idealizado da máquina de indução	116
B.4	Linhas de campo de \vec{H} no plano frontal do modelo de máquina.	117
B.5	Fmm no entreferro	118
C.1	Vetores representativos.	125
C.2	Referenciais do estator e do rotor.	128
C.3	Referencial síncrono em relação ao do estator.	129

Lista de Tabelas

3.1	Valores de K_f para cada tipo de modulação.	45
6.1	Parâmetros do controlador da tensão do capacitor do elo CC.	80
6.2	Requisito de desempenho dos reguladores das correntes do rotor.	80
6.3	Parâmetros do controlador das correntes do rotor.	82
6.4	Requisito de desempenho para a tensão terminal - ONS	90
A.1	Parâmetros de um gerador de 1,76 MVA referidos pelo estator.	112
A.2	Parâmetros do elo CC B2B utilizado.	112
A.3	Parâmetros da turbina e regulador de velocidade utilizados.	113

Lista de Símbolos

C_p	Coefficiente de Potência, p. 20
J	Inércia da massa girante do rotor, p. 42
N_r	Número de espiras do enrolamento do rotor, p. 35
N_s	Número de espiras do enrolamento do estator, p. 35
P_m	Potência mecânica da turbina, p. 73
P_s	Potência reativa de estator, p. 66
P_t	Potência da Turbina eólica, p. 21
P_{mec}	Potência mecânica da turbina, p. 29
P_{sref}	Potência ativa de estator, p. 66
Q_s	Potência reativa de estator, p. 66
$Q_{cs,ref}$	Referência da potência reativa na barra do conversor, p. 74
Q_{cs}	Potência reativa na barra do conversor, p. 74
Q_{sref}	Referência de potência reativa de estator, p. 66
V_t	Módulo da tensão terminal, p. 66
V_{cs}	Módulo da tensão do conversor do lado do sistema, p. 74
$\alpha\beta0$	Coordenadas ortogonais para os circuitos do estator, p. 126
\mathbf{J}	Matriz de rotação em 90° no \mathbb{R}^2 , p. 35
β	Ângulo de passo, p. 21
$\mathbf{L}_{r,abc}^r$	Matriz de indutâncias de rotor no referencial do rotor, p. 33
$\mathbf{L}_{sr,abc}^s(\theta_r)$	Matriz de indutâncias mútuas dos circuitos do estator e do rotor, p. 33

$\mathbf{L}_{s,abc}^s$	Matriz de indutâncias de estator no referencial do estator, p. 33
$\mathbf{R}_{r,abc}^r$	Matriz de resistências de rotor no referencial do rotor, p. 33
$\mathbf{R}_{s,abc}^s$	Matriz de resistências de estator no referencial do estator, p. 33
$\boldsymbol{\psi}_{r,abc}^r$	Vetor fluxo magnético de rotor em coordenadas abc, p. 33
$\boldsymbol{\psi}_{s,abc}^s$	Vetor fluxo magnético de estator em coordenadas abc, p. 33
$\mathbf{i}_{r,abc}^r$	Vetor corrente de rotor em coordenadas abc, p. 33
$\mathbf{i}_{s,abc}^s$	Vetor corrente de estator em coordenadas abc, p. 33
$\mathbf{v}_{r,abc}^r$	Vetor tensão de rotor em coordenadas abc, p. 33
$\mathbf{v}_{s,abc}^s$	Vetor tensão de estator em coordenadas abc, p. 33
$\mathbf{x}_{r,k_1k_2k_3}^a$	Grandeza pertencente ao rotor, descrita no referencial \mathfrak{R}_a em coordenadas 33
$\mathbf{x}_{s,k_1k_2k_3}^a$	Grandeza pertencente ao estator, descrita no referencial \mathfrak{R}_a em coordenadas 33
$\dot{\mathbf{x}}$	Derivada temporal do vetor \mathbf{x} , p. xvi
\dot{x}	Derivada temporal do escalar x , p. xvi
ψ	Fluxo magnético, p. 31
λ	Relação de velocidades nas pontas das pás, p. 20
\mathbb{R}	Conjunto dos números reais, p. 35
\mathfrak{R}_r	Observador solidário ao corpo rígido do rotor, p. 31
\mathfrak{R}_s	Observador solidário à carcaça do estator, p. 31
p	Número de polos da máquina elétrica, p. 41
$\ \cdot\ $	Norma de um vetor, p. xvi
ω_t	Velocidade angular da turbina eólica, p. 20
\bar{x}	Valor de x em p.u., p. 141
σ	Coefficiente de dispersão da máquina de indução, p. 37

θ_e	Ângulo da referência síncrona, p. 34
θ_m	Ângulo mecânico entre os circuitos do estator e do rotor., p. 41
θ_r	Ângulo elétrico entre os circuitos do estator e do rotor., p. 31
\vec{x}	Vetor euclidiano, p. xvi
e'	Tensão transitória ou tensão interna, p. 37
x	Vetor, p. xvi
$mn0$	Coordenadas ortogonais para os circuitos do rotor, p. 126
$v_{c,ref}$	Referência de tensão no capacitor do elo CC, p. 74
v_c	Tensão no capacitor do elo CC, p. 74
x	Escalar, p. xvi
j	$\sqrt{-1}$, base imaginária, p. 35
p	Frequência complexa., p. 27
s	Escorregamento, p. 35

Lista de Abreviaturas

AC	<i>Alternating Current</i> , p. 50
ADC	<i>Actuator Duty Cycle</i> , p. 28
AVF	Aerogerador de Velocidade Fixa, <i>Fixed Speed Wind Turbine</i> , p. 17
AVV	Aerogerador de Velocidade Variável, <i>Variable Speed Wind Turbine</i> , p. 17
BTB	<i>Back-to-Back</i> , p. 45
CA	Corrente Alternada, p. 45, 50
CC	Corrente Contínua, p. 9, 45
CEPEL	Centro de Pesquisas de Energia Elétrica, p. 12
CLM	Conversor do Lado da Máquina, p. 5, 9
CLR	Conversor do Lado da Rede, p. 8, 9
DC	<i>Direct Current</i> , p. 9
DFIG	<i>Doubly Fed Induction Generator</i> , p. 4
DPC	<i>Direct Power Control</i> , Controle Direto de Potência, p. 59
FSWT	Turbina Eólica com Velocidade Constante, <i>Fixed Speed Wind Turbine</i> , p. 2
GIDA	Gerador de Indução Duplamente Alimentado, p. 4
GSIP	Gerador Síncrono de Imã Permanente, p. 4
MIRB	Máquina de Indução com Rotor Bobinado, p. 4
MPP	<i>Maximum Power Point</i> , p. 26

NCC	Nível de Curto-Circuito, p. 12
ONS	Operador Nacional do Sistema, p. 12
PCC	Ponto de Conexão Comum, p. 68
PID	Proporcional Integral Derivativo, p. 28
PI	Proporcional Integral, p. 6
PMSG	<i>Permanent Magnet Synchronous Generator</i> , p. 4
PROINFA	Programa de Incentivo às Fontes Alternativas de Energia Elétrica, p. 1
RPS	Regime Permanente Senoidal, p. 34
RVP	Relação de Velocidade da Ponta das Pás, p. 20
SCEE	Sistema de Conversão de Energia Eólica, p. 17
SCR	Razão de Curto Circuito, p. 69
SFO	<i>Stator Flux Orientation</i> , p. 9, 53
SIN	Sistema Integrado Nacional, p. 1
SVO	<i>Stator Voltage Orientation</i> , p. 9, 55
VSCF	<i>Variable Speed Constant Frequency</i> , p. 8
VSC	<i>Voltage Source Converter</i> , p. 9, 44
VSWT	Turbina Eólica com Velocidade Variável, <i>Variable Speed Wind Turbine</i> , p. 2
WECS	<i>Wind Energy Conversion System</i> , p. 17
WRIM	<i>Wound Rotor Induction Machine</i> , p. 4

Capítulo 1

Introdução

Nos últimos 12 anos a energia eólica se mostrou a fonte primária com maior aumento de participação na geração de energia elétrica mundial. No Brasil a sua participação na geração apresentou um incremento exponencial durante o mesmo período [55].

Segundo o plano decenal de expansão de energia há previsão de que em 2022 a energia eólica ocupe um espaço em torno de 9,5% da capacidade instalada dentre todas as fontes de energia do Brasil [21]. Inicialmente, esforços como o Programa de Incentivo às Fontes Alternativas (PROINFA) facilitaram a inserção da tecnologia no mercado [20]. Entretanto, em diversos empreendimentos a energia eólica possui custo competitivo o suficiente para dispensar subsídios como o próprio PROINFA.

Os preços mais recentes de leilão alcançaram valores em torno R\$ 115,00 por MW.h, sendo o mínimo R\$ 108,90 por MW.h [18].

A entrada crescente de usinas eólicas aumenta a sua influência no comportamento dinâmico no Sistema Integrado Nacional (SIN). Torna-se cada vez mais importante a análise de sua operação e comportamento durante contingências no sistema, especialmente nas redes com baixo nível de curto-circuito.

Em contraste com as usinas tradicionais, as unidades aerogeradoras são desconectadas durante uma falta moderada no sistema, em função da sua incapacidade de colaborar para a manutenção da tensão e frequência durante o período[14].

O aumento da participação das usinas eólicas na geração de energia acentua a importância do estabelecimento de requisitos de estabilidade, da realização de estudos da influência na estabilidade transitória e da capacidade destes de se manter conectados ao sistema, mesmo no caso de um afundamento de tensão.

O desempenho dinâmico do sistema de conversão e suas características são dependentes da tecnologia empregada. Para se comparar as diferentes tecnologias é necessário apresentar as partes de um sistema de conversão de energia eólica.

Na Figura 1.1 se resume o processo de conversão de energia eólica e sua integração com o sistema de potência. Adota-se a nomenclatura e divisão de subsistemas utilizada em [45], onde:

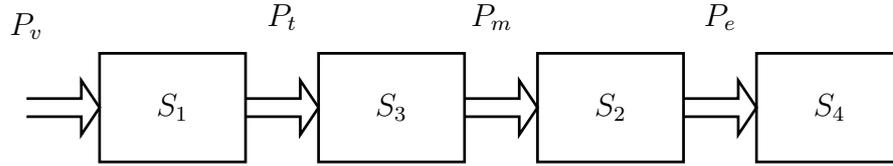


Figura 1.1: Diagrama ilustrando o processo de conversão da energia eólica.

- S_1 : subsistema aerodinâmico. É o responsável pela conversão da potência provida pelos ventos (P_v) na potência mecânica fornecida ao eixo da turbina (P_t), geralmente implementada por meio de turbinas de eixo horizontal;
- S_2 : subsistema eletromecânico. O sistema responsável pela conversão eletromecânica, *i.e.* o gerador (Converte P_m para P_e);
- S_3 : subsistema de transmissão mecânica. É o sistema responsável por levar a potência mecânica contida no eixo turbina (P_t) para o eixo do gerador (P_m); e
- S_4 : subsistema de integração com a rede. É composto pelos equipamentos que possibilitam a integração entre o gerador e o sistema de potência, assim como a transmissão de potência elétrica (P_e).

A Figura 1.2 apresenta uma versão reduzida das combinações de subsistemas de um sistema de conversão de energia eólica [30]. Cada combinação de opções entre os subsistemas é chamada de **conceito**.

Dentre os conceitos mais utilizados para aerogeradores de grande porte há uma classificação em dois grandes grupos¹:

- turbina de eixo horizontal com velocidade constante (*Fixed Speed Wind Turbine*, FSWT); e
- turbina de eixo horizontal com velocidade variável (*Variable Speed Wind Turbine*, VSWT).

A diferença fundamental entre os dois tipos é a capacidade das VSWTs de operar com velocidades diferentes da frequência da rede, permitindo uma variação da

¹O termo turbina é utilizado referindo-se ao grupo composto pelas pás e o gerador.

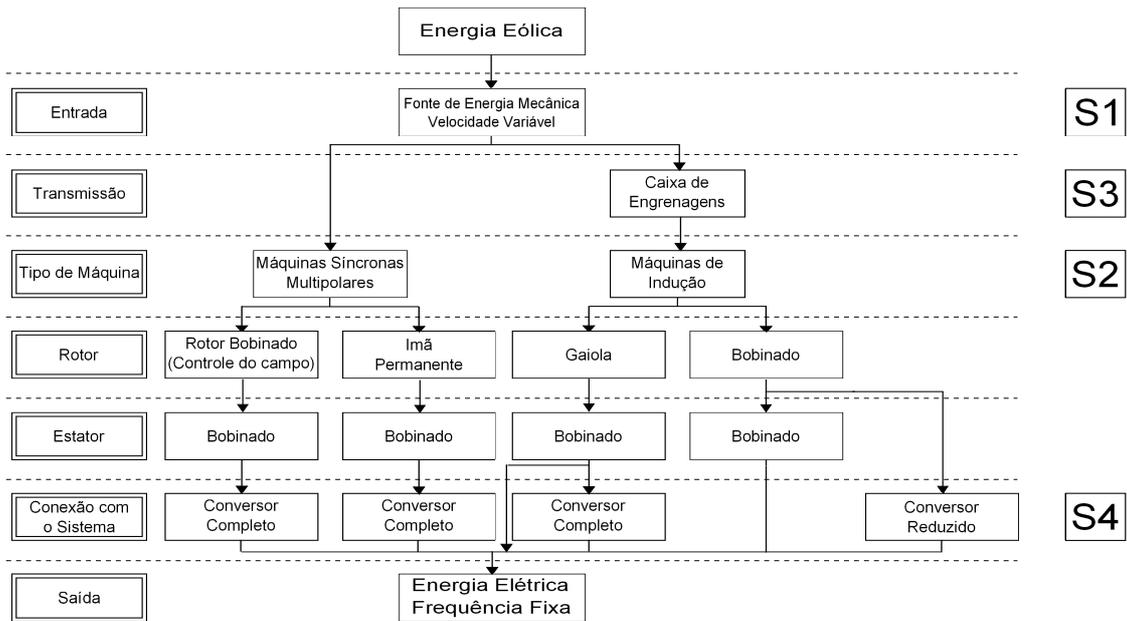


Figura 1.2: Conceitos para sistemas de conversão de energia eólica. (Adaptado de [30])

eficiência aerodinâmica sem grandes esforços mecânicos nas pás, como será detalhado nas seções seguintes.

Dos conceitos de conversão de energia eólica utilizados nos últimos 10 anos destacam-se os representados na Figura 1.3.

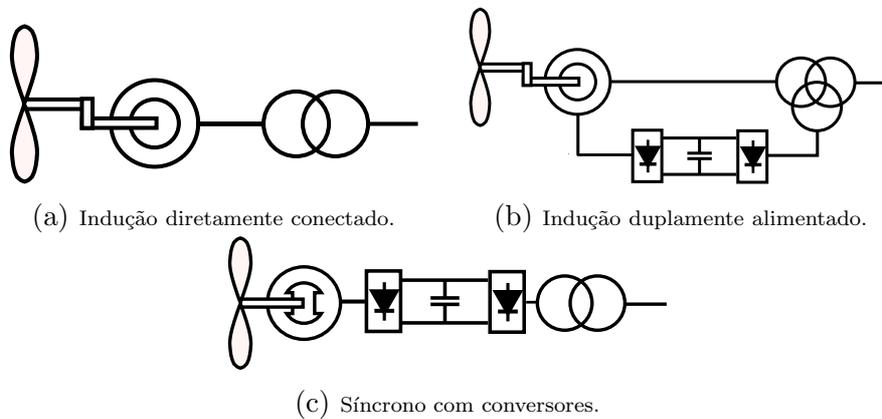


Figura 1.3: Conceitos de geração mais utilizados.

O conceito Dinamarquês, FSWT composto por uma máquina elétrica de indução com rotor gaiola de esquilo diretamente conectada à rede (Figura 1.3a), foi amplamente utilizado no passado. Porém, a tecnologia não se mostrou efetiva para potências maiores, pois a extração máxima de potência ocorre em uma faixa estreita de velocidades do vento e, pela natureza de seu gerador, este sempre opera subexcitado[71].

Nos últimos anos, dois conceitos se tornaram populares no mercado, sendo ambos

VSWTs[75]:

- o gerador de indução duplamente alimentado (GIDA) também conhecido em inglês como DFIG (*Doubly Fed Induction Generator* ilustrado na Figura 1.3b); e
- o gerador síncrono de imã-permanente (GSIP) do inglês PMSG (*Permanent Magnet Synchronous Generator* ilustrado na Figura 1.3c).

O GIDA consiste em uma conexão da turbina por meio de engrenagens a uma máquina de indução com rotor bobinado alimentado por um conversor de potência em uma configuração denominada *back-to-back*, onde um conversor atua como retificador e o outro como um inversor, enquanto o PMSG é constituído por um gerador síncrono com o campo do rotor fornecido por meio de imã permanente com o eixo diretamente conectado à turbina e com o estator separado do sistema elétrico por meio de um conversor *back-to-back*.

O aerogerador com maior fatia de mercado atualmente é o GIDA, embora a utilização do PMSG venha crescendo nos últimos anos[22]. A par da existência de estudos comparativos entre essas e outras concepções [3, 11], o presente trabalho delimita-se à análise exclusiva do conceito AVV com o GIDA.

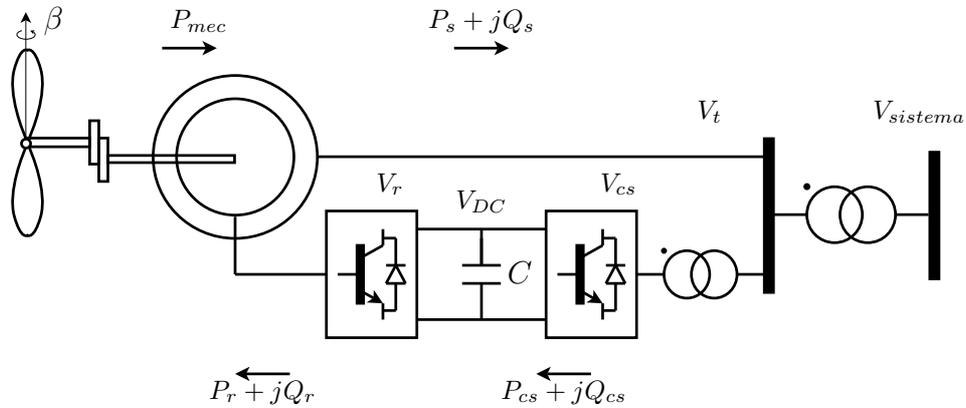


Figura 1.4: Aproveitamento eólico com turbina de velocidade variável baseada em gerador de indução duplamente alimentado com controle do ângulo de passo.

A Figura 1.4 ilustra de maneira resumida o GIDA. O sistema é composto por uma turbina com ângulo de passo ² (β) variável acoplada ao eixo girante da máquina de indução bobinada (MIRB) por meio de um sistema de engrenagens, de maneira a fornecer uma potência mecânica (P_{mec}).

A característica de escorregamento da máquina de indução permite que a velocidade de rotação de seu eixo seja variável em torno da frequência síncrona. Por meio

²O termo ângulo de passo é uma tradução do inglês *pitch angle*; é o ângulo que altera a orientação de cada pá e, portanto, a sua interação aerodinâmica.

de um conversor eletrônico conectado em seu rotor é possível a aplicação de tensão na sua bobina (V_r), o que traz vantagens como:

- possibilitar que a máquina atue no modo gerador tanto para velocidades supersíncronas quanto para subsíncronas;
- operação com a máquina sobre-excitada ou subexcitada; e
- controlar as potências ativa e reativa do estator da máquina de maneira desacoplada por meio do controle vetorial [39], o que a torna semelhante a um gerador síncrono[62].

O conversor do rotor é alimentado pela tensão (V_{DC}) do capacitor C de um elo de corrente contínua (CC), o qual outro conversor mantém a tensão constante retirando ou injetando potência ativa na barra do estator.

Dentre as estratégias de controle do conversor do lado da máquina (CLM), a mais utilizada visa controlar a tensão terminal (V_t) e a velocidade de rotação da turbina eólica, de maneira a otimizar a potência extraída pelos ventos[62].

Em [53] é demonstrado que a variação máxima da velocidade de escorregamento depende do dimensionamento dos conversores. A maioria dos sistemas atuais permite uma variação da velocidade do rotor em torno de 20 a 30% da nominal utilizando conversores dimensionados para frações entre um terço e um quarto da potência nominal do gerador [44].

O desempenho do GIDA é altamente dependente dos controladores em seus conversores e pelo sistema de variação do ângulo de passo. Além dos controladores presentes nos conversores, o sistema de conversão possui outros sistemas de controle. O ajuste coordenado destes requer esforço considerável[81], além de impactar drasticamente na capacidade de manter a estabilidade transitória do sistema.

1.1 Objetivos

Neste trabalho propõe-se examinar os modelos existentes do aerogerador com GIDA para estudos de estabilidade transitória e explicitar as técnicas utilizadas para o projeto e os ajustes de cada subsistema do aerogerador, de modo a atender requisitos adequados à integração com o SEP.

Explicitamente os objetivos são:

- modelar o sistema de captura da energia dos ventos e apresentar um sistema de controle do ângulo de passo próprio para a simulação de sistemas de potência de grande escala;

- obter o modelo dinâmico do gerador duplamente alimentado apropriado para a representação dos fenômenos envolvidos na escala de tempo eletromecânica;
- apresentar os sistema de controle mais utilizados para o acionamento da máquina (*"average model"*) e para o sistema de conversão como um todo;
- e
- reunir critérios de performance e métodos para o ajuste dos reguladores do sistema.

1.2 Revisão Bibliográfica

Em 1991, Yamamoto e Motoyoshi propuseram o controle independente de potência ativa e reativa do estator do GIDA por meio do controle vetorial orientado pelo fluxo de entreferro [82]. Os autores demonstraram que ao representar as correntes do rotor em componentes alinhadas à direção do fluxo de entreferro e em quadratura, é possível por meio da primeira controlar a potência ativa do estator e por meio da segunda a potência reativa do mesmo.

Além disso, no arranjo considerado, o estator da máquina foi conectado diretamente ao sistema de potência, o que implica que a tensão e fluxo de estator podem ser considerados com amplitude e frequência constante. Os autores segmentaram o sistema de controle ilustrado na Figura 1.5 em seis partes:

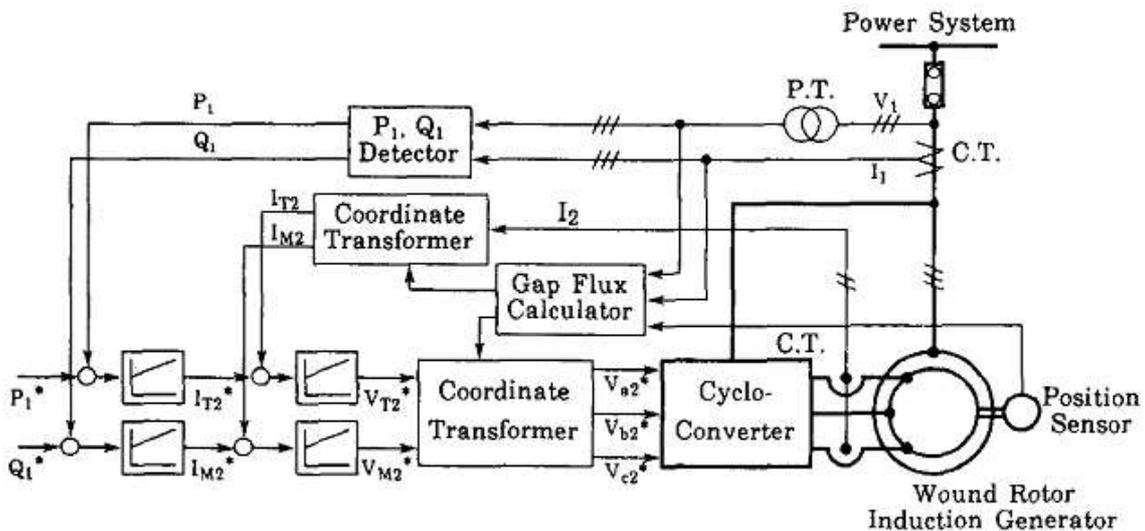


Figura 1.5: Esquema de CV proposto por Yamamoto e Motoyoshi em 1991, retirado de [82].

1. reguladores das potências ativa e reativa: são propostos controladores proporcional-integral (PI) os quais a partir do erro entre a referência e os valores das potências medidos geram as referências das correntes de rotor.

2. reguladores das correntes de rotor: também são utilizados controladores PI que a partir do erro entre as referências de corrente e os valores estimados destas determinam os valores das componentes da tensão de rotor a ser aplicada na máquina.
3. o estimador de fluxo de entreferro: é o módulo que calcula a orientação do fluxo e sua magnitude a partir das correntes e tensões de estator e o ângulo do rotor.
4. os sensores de potência ativa e potência reativa do estator.
5. o estimador das correntes de rotor: obtém as componentes das correntes de rotor representadas no referencial alinhado ao fluxo de entreferro.
6. o gerador das referências de tensão do conversor: converte as componentes da tensão de rotor no referencial alinhado ao fluxo de entreferro para as referências da tensão do conversor eletrônico do rotor.

Os autores elaboraram um esquema experimental e apresentaram os resultados do sistema com o controle vetorial, comprovando a capacidade de controlar as potências de maneira desacoplada. O tempo de assentamento da resposta ao degrau de corrente de rotor foi de $20ms$ para ambos os reguladores de corrente e de $80ms$ tanto para o regulador de potência ativa quanto para o regulador de potência reativa. A potência nominal do sistema era de $20kW$.

No ano de 1992, Tang e Xu apresentaram um sistema de geração eólica baseado em DFIG [72], destacando a importância de se manter a tensão e a frequência do gerador constantes. Foi utilizado o controle vetorial orientado pelo fluxo magnético do estator, o qual permite realizar o controle da potência reativa do estator e do torque eletromagnético de maneira desacoplada.

Embora se utilize uma referência diferente para a orientação do controle, a estrutura do controlador possui uma estrutura semelhante à proposta em [82] como ilustrado na Figura 1.6. A diferença fundamental é a ausência dos reguladores de corrente, pois foram utilizados conversores VSI controlados por corrente. Por meio dos resultados apresentados estima-se que a potência nominal do sistema era próxima de $20kVA$.

Em 1995, Y. Tang e L. Xu desenvolveram uma estratégia de controle de geração com velocidade variável e frequência constante (VVFC, ou em inglês VSCF, *Variable Speed Constant Frequency*), baseado em DFIG [73]. Os autores aprimoraram o sistema de controle proposto em [73] considerando o controle do conversor do lado do sistema (CLR). No lugar de referências de corrente de rotor, foram adotadas

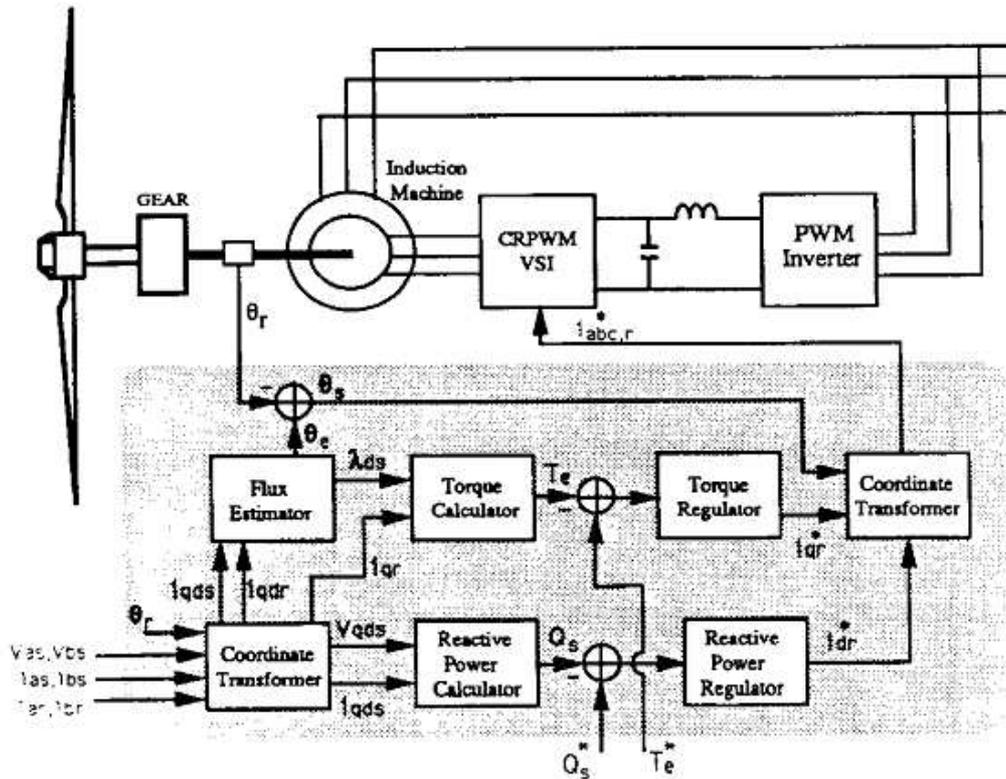


Figura 1.6: Esquema de CV proposto por Tang e Xu em 1992, retirado de [72].

referências de potência reativa do estator e do conversor do lado do sistema (Figura 1.7). O conversor do lado do sistema controlava a tensão do elo CC e parte da potência reativa fornecida ao sistema por meio do controle vetorial com orientação pelo fluxo de estator, a mesma do conversor do lado do rotor. A potência nominal do sistema era de $37kW$.

Em 1996, Pena *et al.* apresentaram um projeto de DFIG para geração eólica conectado diretamente à rede [53]. Em função da conexão ocorrer com um sistema forte, assim como em [82], foi desprezada a variação da corrente magnetizante ou da variação do fluxo de estator. O sistema utilizou conversores com fonte de tensão (em inglês, *Voltage Source Converters* ou VSC) em configuração *back-to-back*, com controle vetorial orientado pela tensão do estator (SVO) no conversor do lado da rede (CLR). A corrente de eixo direto de estator (i_{ds}) controla a potência ativa, visando o controle de tensão em corrente contínua (CC, ou em inglês DC, *Direct Current*) e a corrente de eixo em quadratura do estator (i_{qs}) controla a potência reativa [53]. O conversor do lado da máquina (CLM) utiliza o controle vetorial orientado pelo fluxo de estator (SFO). A corrente de eixo em quadratura do rotor (i_{qr}) regula a velocidade angular do gerador e a corrente de eixo direto do rotor (i_{dr}) controla a potência reativa (Figura 1.8).

Como pode ser observado na Figura 1.8, a estrutura de controle é semelhante à proposta por [72], porém há o regulador de velocidade cuja saída é a referência de torque e termos compensadores que reduzem o efeito das forças contra-motrices e da variação do fluxo de estator no controle das correntes do rotor. Resultados experimentais de um protótipo de 7,5 kW ilustraram o bom desempenho da configuração [17].

Em [29], Hand e Balas propõem uma metodologia sistemática para a sintonia do regulador de velocidade do rotor por ângulo de passo (1999). Utilizando como métricas o desvio da velocidade do rotor e o esforço de controle, o desempenho dos parâmetros é avaliado em um modelo de turbina não-linear em outros dois modelos linearizados em pontos de operação distintos.

No ano de 2001 Congwei *et. al* obtiveram uma condição para a qual o GIDA com SFO perde a estabilidade. Por meio da análise dos autovalores do sistema em torno dos pontos de equilíbrio, foi obtido um valor limite para a corrente de eixo direto de rotor[16]. Algumas simplificações foram adotadas tais como: assumir uma resposta instantânea das malhas de controle das correntes do rotor, orientação perfeita com o

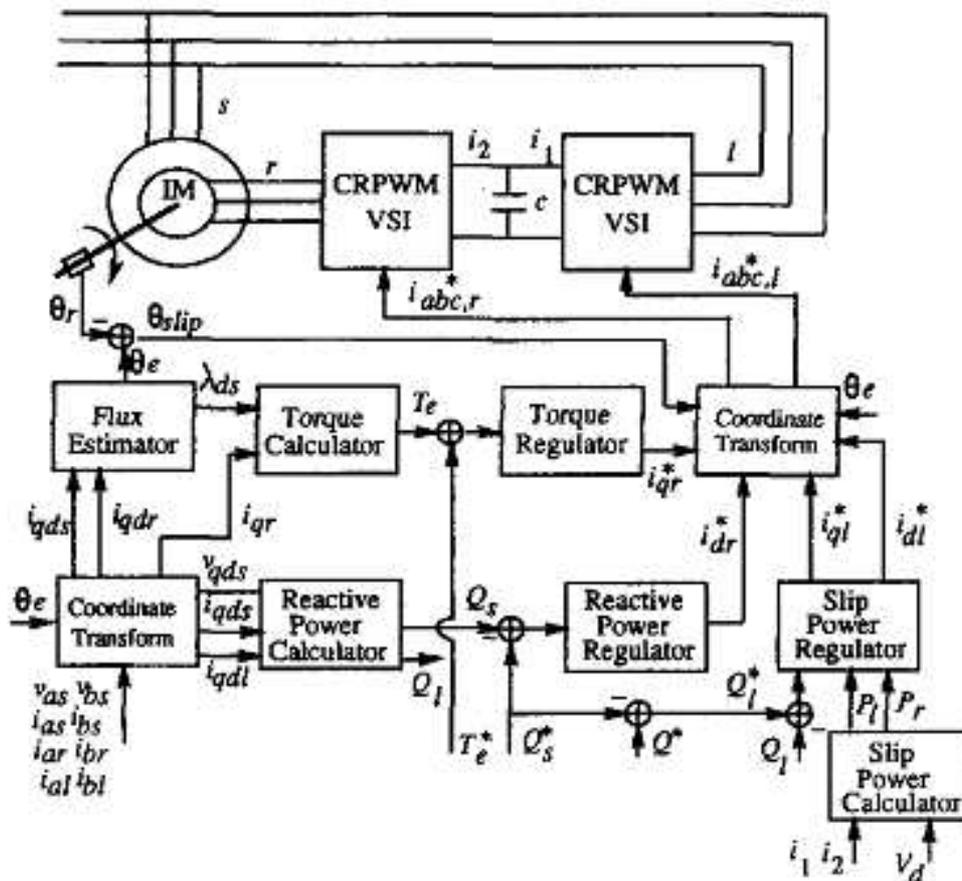


Figura 1.7: Esquema de CV proposto por Tang e Xu aprimorado, retirado de [73].

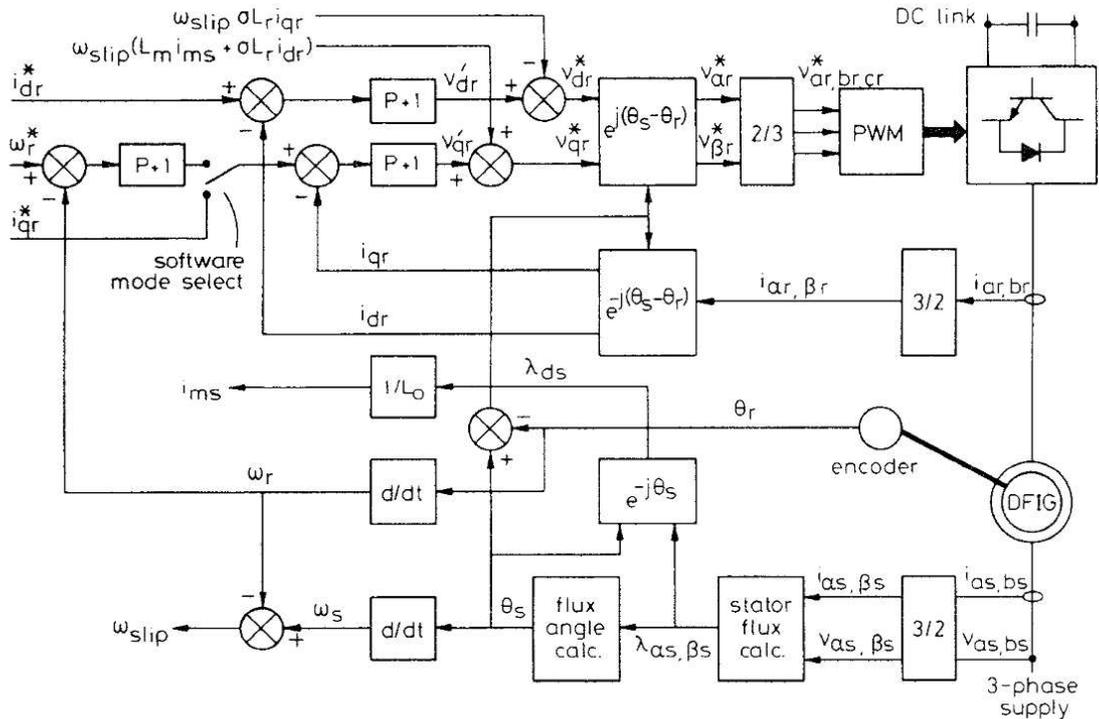


Figura 1.8: Esquema de CV implementado por Pena et. al, retirado de [53].

fluxo do estator e desprezar o efeito da malha de controle de velocidade. Os autores demonstraram o resultado por meio de simulações.

No artigo publicado em 2002, Müller em conjunto com De Doncker apresentaram um sistema de conversão de energia eólica com velocidade variável. Os autores empregam o controle vetorial alinhado pela tensão de estator (SVO) em contraste com a maioria das aplicações de controle vetorial os quais utilizam o referencial alinhado com o fluxo de estator (SFO). Quando se seleciona o enlace de fluxo das correntes do rotor (ou contra força-motriz) como variável de estado, obtém-se um modelo de máquina síncrona. Caso a escolha seja pelo fluxo do entreferro (ou corrente magnetizante) como variável de estado, esta leva inevitavelmente a um modelo de máquina de indução (escorregamento da velocidade)[44].

A Figura 1.9, ilustra a estratégia de controle vetorial orientada pelo vetor espacial tensão de estator. Este sistema de controle vetorial se assemelha ao proposto em [73], mas apresenta diferenças fundamentais:

- foi utilizada a orientação pela tensão do estator e ao invés de estimar o fluxo de estator, é estimado o vetor tensão de estator; e
- compensação *feedforward* baseada no modelo que foi desenvolvido para a malha das correntes utilizando as equações dinâmicas (bloco *Decoupling*), assim como em [53].

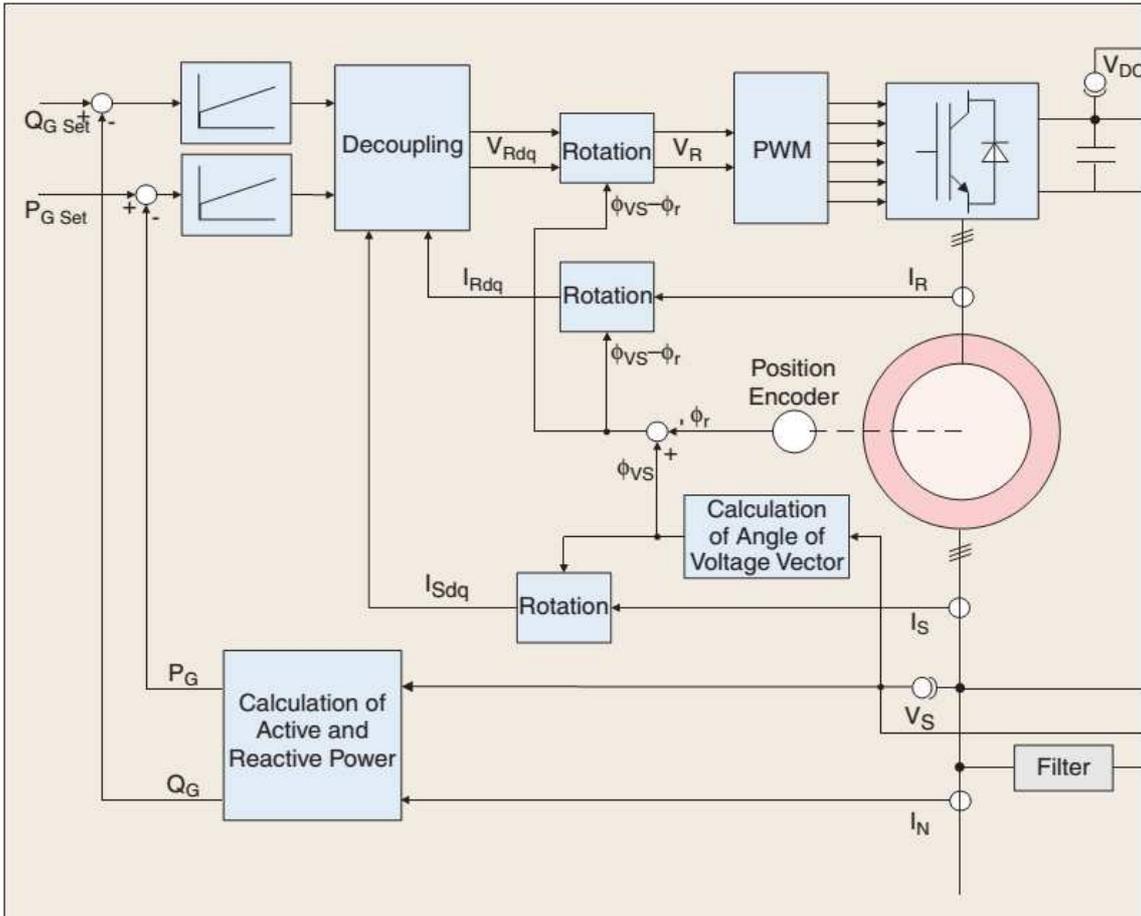


Figura 1.9: Esquema de controle para o lado da máquina proposto por De Donker *et. al.*, retirado de [44].

No trabalho os autores utilizaram um regulador PI nas malhas de corrente para eliminar os erros associados à incerteza de parâmetros e erros nos ganhos do inversor. A potência nominal do sistema é de 1.5 MW.

Em 2002, Akhmatov descreve uma parte de seu trabalho de investigação da interação dinâmica entre sistemas eólicos AVV GIDA com o sistema elétrico. Nas duas primeiras partes [4, 5] são propostos modelos de sistema de controle genéricos com malhas de regulação das correntes de rotor com malhas externas de controle das potências ativa e reativa. O autor apresenta resultados do sistema quando submetido a faltas e curto-circuitos.

Em [48], Nunes apresentou soluções para o aumento da margem de estabilidade transitória e controlabilidade de parques eólicos em sistemas elétricos (2003). O autor comparou AVV com GIDA e SCIG e apresentou os sistemas de regulação do GIDA tais como: o sistema de controle da velocidade do rotor por meio do ângulo de passo, o sistema de controle de velocidade do rotor por meio do torque eletromecânico e uma malha de controle de tensão terminal.

Ainda no ano de 2003, Silva *et al.* apresentaram modelos para a representação de sistemas de geração eólica, com objetivo de estudar a integração com a rede [67]. Foram utilizados os aplicativos MATLAB/Simulink, ANAREDE, ANATEM e PSCAD/EMTDC para estudos comparativos entre a margem da estabilidade transitória do AVV GIDA e do GIDC. O estudo considerou tanto redes fortes³ quanto redes fracas. Um dos resultados obtidos pelas simulações indicou que o mal desempenho dos SCIGs no quesito estabilidade transitória torna inviável a instalação destes em regiões eletricamente distantes de geradores síncronos. Ainda com base nos resultados, concluiu-se que o DFIG melhora a estabilidade pós-falta de curta duração dos demais geradores síncronos da rede [17].

No ano de 2003, Ottersten propõe uma troca de variáveis que lineariza a dinâmica da tensão do elo CC de um conversor back-to-back. Além da simplificação do problema, o autor propõe um controlador com dois graus de liberdade[1] a fim de obter uma regulação com alta largura de banda e boa rejeição a perturbações[52].

Em [57] é discutido o tipo de orientação utilizado para o controle de corrente do DFIG. Neste trabalho o autor mostra que por meio da orientação do "fluxo de sistema", em contraste com a orientação por meio do fluxo do estator, a estabilidade e o amortecimento do sistema são independentes da componente de eixo direto da corrente de rotor. Dessa forma, com uma orientação pela tensão do estator, é possível também desacoplar a geração de potência reativa sem afetar a estabilidade eletromecânica do gerador.

Foi demonstrado que a dinâmica do GIDA apresenta dois polos pouco amortecidos em frequência natural próxima da rede. O autor demonstra que para certo valor de corrente de eixo direto de rotor este se torna instável.

Em 2005, uma equipe coordenada pelo Centro de Pesquisas de Energia Elétrica (CEPEL) envolvendo empresas do grupo ELETROBRAS e o Operador Nacional do Sistema (ONS) analisaram esquemas de geradores eólicos e modelaram alguns dos esquemas propostos nos programas ANAREDE e ANATEM [62]. Foram modelados tanto o GIDA (DFIG) quanto o GIDC (SCIG), o elo *back-to-back* e a dinâmica simplificada do hélice com o controle de pá⁴. Foi utilizado o modelo de máquina de indução de 3ª ordem e os conversores modelados como fontes de tensão considerando apenas a componente harmônica fundamental de sequência positiva, conforme proposto em [61].

Utilizou-se o controle vetorial com SFO e SVO em conjunto com controladores

³O termo forte aplica-se à redes com alto nível de curto-circuito (NCC).

⁴Apenas para o GIDA

PI. Porém deixaram de ser apresentados critérios de desempenho ou metodologia para os ajustes. Foram simulados uma perturbação na velocidade do vento e um curto circuito próximo à barra terminal

No ano de 2005 Petersson *et. al* investigaram o efeito da sintonia dos controladores de rotor na estabilidade do GIDA com SFO. Eles comentam que a dinâmica dos circuitos do estator introduz polos pouco amortecidos próximos à frequência de rede e que estes interagem com a dinâmica do rotor por meio da força contra-eletromotriz. Dessa forma, os autores se propõem a investigar modificações nos controladores de maneira que o efeito da força eletromotriz seja reduzido e que a margem de estabilidade do GIDA em SFO seja aumentada. Ao final do estudo concluem que o arranjo com compensação *feed-forward* da força contra-eletromotriz (linearização por realimentação) e a técnica denominada "resistência ativa" (realimentação de estado) tornam a estabilidade do sistema independente da largura de banda dos reguladores das correntes do rotor.

Em [31], Hansen *et al.* apresentam três metodologias distintas para o ajuste dos reguladores PI para o controle da velocidade do rotor e e potência mecânica pelo ângulo de passo das pás (2005). Foram realizadas simulações por meio de modelos aeroelásticos e elétricos. O estudo concluí que o ajuste da malha de controle de velocidade do CLM pode afetar o desempenho do controle do ângulo de passo, especificamente na redução dos picos de potência durante variações bruscas de velocidade do vento.

Em [60] é proposto um modelo para representação do sistema de controle de velocidade do rotor e potência mecânica por meio de um modelo simplificado, com nível de detalhamento coerente com as aproximações realizadas em simulações para análise da estabilidade transitória de sistemas de potência. O autor realiza simulações com modelos possuindo diferentes níveis de detalhamento e ao final conclui que o sistema proposto aproxima bem o comportamento dinâmico do sistema para diversas condições.

Em [74], Tapia *et. al* propõem duas abordagens para a modelagem de AVV GIDA com SFO. Em uma delas, o GIDA e seus controladores de correntes de rotor e potências ativa e reativa são modelados em detalhe. Nesta abordagem foi proposta uma metodologia para a sintonia de seus parâmetros com base em critérios de desempenho razoáveis. A outra abordagem consistiu de obter um modelo equivalente para representar diversos aerogeradores por um só com valores nominais elevados. Ao final, os resultados analíticos foram comparados com simulações e resultados de

campo de um parque eólico com máquinas de $660kW$.

No ano de 2007, Erlich *et al.* apresentaram modelos de ordem reduzida para o gerador DFIG e seus conversores para estudos de estabilidade, considerando apenas a frequência fundamental. Para o estudo de curtos próximos à máquina foi representada a dinâmica do estator, pois podem ocorrer correntes constantes no lado do rotor, as quais o modelo de terceira ordem não é capaz de reproduzir. Foi demonstrada uma maneira de adicionar a dinâmica do estator em situações de falta.

No trabalho utilizou-se o controle vetorial com SVO e controle de tensão local no lugar de uma malha externa de potência reativa[25].

Em [13], Chondrogiannis e Barnes analisam o GIDA em SVO e demonstram por meio da análise dos seus autovalores que nesta orientação a estabilidade do sistema depende apenas dos parâmetros dos reguladores PI. Ao final propõem uma metodologia para a sintonia dos parâmetros de modo a garantir a operação estável do GIDA em SVO.

Em 2008 Mei e Pal apresentam um estudo sobre modelos adequados e o ajuste dos controladores do GIDA. Este teve como foco a representação de aerogeradores GIDA e em estudos de análise transitória de sistemas de potência. Os autores demonstram que é necessário levar em conta a dinâmica tanto do rotor quanto do estator ao avaliar o desempenho do ajuste das malhas de controle das correntes do rotor. Tal afirmação vai de encontro com a prática de desprezar a dinâmica do estator [37].

Ao final os autores fornecem expressões analíticas e propõem uma metodologia para garantir que os parâmetros sintonizados garantem a estabilidade do sistema de ordem completa, possibilitando utilizar os modelos de terceira ordem obtendo os mesmos resultados acerca da estabilidade do sistema em malha fechada.

Em [24], Ellis *et al.* realizaram um aprimoramento ao trabalho descrito por Sanchez-Gasca em [60]. Além de novas estruturas de controle são propostas especificações e critérios para os modelos simplificados para estudos e análise da estabilidade transitória de sistemas de potência.

No ano de 2011, Koessler apresentou um trabalho analisando as características das camadas de controle de tensão em um parque eólico por meio de técnicas frequenciais. Foram apresentadas diferentes filosofias de controle de tensão, caracterizados por combinações de: controle de tensão primário, controle de potência reativa, controle de tensão secundário e controle de fator de potência. Por meio de resultados analíticos e simulações o autor demonstrou o efeito do nível de curto-circuito na estabilidade e na velocidade de resposta das malhas de controle de tensão[35].

Em 2011, Chen *et al.* modelam um SCEE com GIDA e simulam seu comportamento em um programa de elementos finitos. São apresentadas as malhas de controle do AVV utilizado, critérios de desempenho e expressões para o ajuste inicial dos controladores PI. Em especial, os autores apresentam um regulador IP [1] para a malha de controle da velocidade do rotor por torque eletromecânico. Ao final são apresentados os resultados obtidos por meio de simulações.

Em 2012, Martinez *et al.* descreveram em detalhe o projeto de um sistema de controle de tensão a nível de gerador e parque por meio de estatismo. Foram considerados os atrasos de comunicação e a capacidade de curto do sistema. O sistema de controle proposto conta com uma malha de regulação de tensão primária localizada no aerogerador e com um sistema de controle central para gerar referências de tensão, determinado de controle de tensão secundário. O autor comparou resultados de simulação em programas de análise de transitórios eletromagnéticos com dados reais. Ao final foi apresentada a capacidade da planta de responder de maneira rápida aos distúrbios de tensão, de acordo com os critérios de desempenho nos códigos do operador da transmissão e em uma ampla faixa de níveis de curto-circuito[41].

1.3 Estrutura do Texto

No capítulo 2 são apresentados conceitos básicos dos sistemas de conversão de energia eólica e seus mecanismos para que ocorra a extração de energia eólica. É especificada a estratégia global de operação das turbinas e seus modos de funcionamento para cada condição de velocidade do vento. Neste mesmo capítulo será demonstrado que o gerador eletromecânico deve ser capaz de regular sua velocidade de rotação para que atenda a estratégia de operação definida, sendo necessário estudar sua dinâmica e reguladores, assunto do capítulo seguinte.

No capítulo 3 o gerador de indução duplamente alimentado é modelado por meio de equações diferenciais ordinárias a partir de um modelo físico simplificado. São utilizadas transformações de referencial clássicas na literatura de análise de máquinas elétricas e, em seguida, é apresentado um modelo reduzido do GIDA para estudos de estabilidade eletromecânica. Também são inclusos modelos dos conversores eletrônicos adequados para o estudo de estabilidade eletromecânica e o elo de corrente contínua que alimenta o conversor do rotor.

No capítulo 4 é introduzido o controle vetorial e sua aplicação para o GIDA, que é o controle desacoplado das potências ativa e reativa, assim como as estratégias de controle clássicas na literatura. São apresentadas as diversas malhas de controle e discutidos detalhes de implementação de cada uma.

No capítulo 5 são realizadas simplificações das malhas de controle para que sejam

adequadas ao estudo de estabilidade transitória de sistemas elétricos, porém são apresentadas malhas de controle adicionais para integração com o sistema interligado e as interfaces entre o controle das pás e do gerador.

No capítulo 6 são apresentados os requisitos operacionais e a conversão destes para critérios de desempenho dos controladores.

No capítulo 7 se resume o trabalho realizado e em seguida, apresenta-se sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Conceitos de Conversão da Energia Eólica

Um sistema de conversão de energia eólica (SCEE ou WECS, do inglês *Wind Energy Conversion System*) utiliza pás girantes para converter a energia cinética contida nos ventos em energia mecânica e posteriormente em energia elétrica.

Neste capítulo serão descritos os fenômenos de conversão de energia eólica, suas equações dinâmicas, as estratégias para extração de energia e os sistemas de controle associados ao SCEE.

2.1 Classificação dos SCEEs

Segundo [45], os SCEEs utilizados em sistemas de conversão de energia podem ser classificados de acordo com a sua capacidade de *controle de velocidade* e *controle de potência*.

O controle de velocidade é relacionado com o tipo de gerador, sendo que há dois tipos: conversores eólicos com *velocidade fixa* e com *velocidade variável*, conforme apresentado na introdução. Quanto ao controle de potência, este é geralmente utilizado para limitar a potência em torno do valor nominal através da redução da eficiência aerodinâmica, seja por: controle de estol passivo, controle de estol ativo ou controle de passo (*pitch control*).

Aerogeradores quanto ao controle de velocidade

- Aerogerador de velocidade fixa (AVF ou FSWT do inglês *Fixed Speed Wind Turbine*): os SCEEs com este tipo de aerogerador foram os pioneiros e utilizavam geradores de indução em gaiola de esquilo com estator conectado diretamente ao sistema, permitindo ligeira variação na velocidade do rotor e por

consequência tornando a velocidade da turbina praticamente constante não importando a velocidade do vento.

- Aerogerador com velocidade variável (AVV ou VSWT do inglês *Variable Speed Wind Turbine*): esse tipo permite variação entre a frequência do aerogerador e a frequência do sistema elétrico. Além disso, é possível adaptar a velocidade de rotação do aerogerador de maneira que para cada velocidade de vento incidente seja obtida a maior eficiência aerodinâmica dentro de uma ampla faixa.

Aerogerador quanto ao controle de potência

- Controle de estol passivo: esse método consiste em projetar as pás de tal forma que seu perfil geométrico reduza a eficiência energética para ventos maiores que aqueles da faixa nominal. É o controle mais simples, porém submete as pás a esforços mecânicos e não permite aumentar a eficiência para ventos com velocidade abaixo da nominal.
- Controle do ângulo de passo: o método consiste em alterar o ângulo de passo das pás de acordo com a velocidade do vento incidente a fim de modificar a eficiência aerodinâmica. Dentre os métodos de controle de passo podem ser usados o controle por embandeiramento ou por estol ativo.

2.2 Eficiência Aerodinâmica da Turbina Eólica

A seguir será apresentada a teoria por trás do mecanismo de extração de energia pelos ventos de uma turbina eólica de eixo horizontal; o material foi baseado em [45]. Em [10] há modelos mais elaborados e suas regiões de validade são discutidas.

O mecanismo de extração da energia do vento pode ser obtido analisando a passagem de uma massa de ar por um disco atuador criando um tubo de escoamento como na Figura 2.1, onde v são velocidades e p são pressões ao longo do tubo.

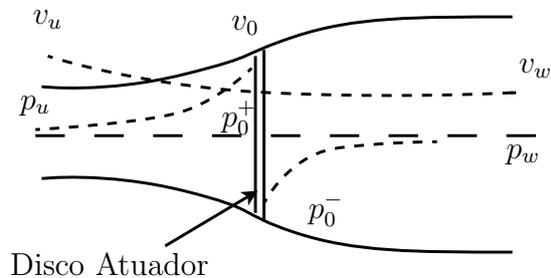


Figura 2.1: Extração de energia do disco atuador. (Adaptado de [45])

Aquelas com o subscrito u estão antes do disco, as com w após e as denotadas com 0 no disco atuador.

A variação de momento linear da massa de ar antes e depois do tubo é dada por $H = m(v_u - v_w)$, onde m é a massa do ar e A é a área do tubo. Essa variação causa uma força no disco igual a:

$$\begin{aligned} T &= \frac{\Delta H}{\Delta t} = \frac{\Delta m(v_u - v_w)}{\Delta t} = \rho A v_0 (v_u - v_w) \\ &= A(p_0^+ - p_0^-) \end{aligned} \quad (2.1)$$

Utilizando a equação de Bernoulli, a diferença de pressão é dada por:

$$p_0^+ - p_0^- = \frac{1}{2}\rho(v_u^2 - v_w^2) \quad (2.2)$$

e substituindo 2.2 em 2.1, resulta em:

$$T = \frac{1}{2}\rho A(v_u^2 - v_w^2) \quad (2.3)$$

ou seja:

$$v_0 = \frac{1}{2}(v_u + v_w) \rightarrow v_u - v_w = 2(v_u - v_0) \quad (2.4)$$

Como a energia cinética em uma massa de ar com velocidade v é igual a:

$$E_k = \frac{1}{2}mv^2 \quad (2.5)$$

então, a potência transferida para o disco atuador é dada por:

$$P = \Delta E_k = \frac{1}{2}\rho A v_0 (v_u^2 - v_w^2) = \frac{1}{2}\rho A v^3 4a(1-a)^2 \quad (2.6)$$

$$a := 1 - v_0/v_u \quad (2.7)$$

Sendo a potência contida nos ventos igual a:

$$P_v = 0,5\rho A v^3 \quad (2.8)$$

A razão entre a potência incidente inicial e a potência extraída é dada por:

$$\begin{aligned} C_p &:= \frac{P}{P_v} = \frac{0,5\rho Av^3 4a(1-a)^2}{0,5\rho Av^3} \\ &= 4a(1-a)^2 \end{aligned} \quad (2.9)$$

onde C_p é denominado o coeficiente de potência da turbina. Como demonstrado em [10, 45] há um valor máximo teórico para o C_p em torno de 0,59 conhecido como *o limite de Betz*.

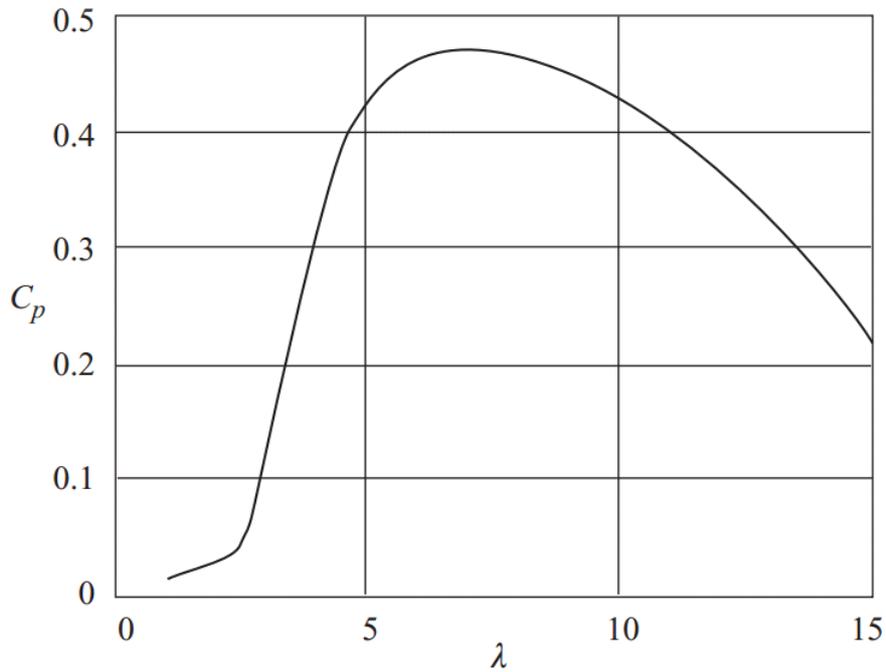


Figura 2.2: Exemplo de curva C_p vs. λ .

Uma das maneiras de modelar uma turbina eólica é por meio de suas curvas de performance. Dentre as mais importantes, está a curva C_p vs. λ (Figura 2.2).

A grandeza λ é a relação de velocidade na ponta das pás (RVP)¹, que é definida como a razão entre a velocidade da ponta das pás e a velocidade do vento incidente de acordo com a equação 2.10 (Figura 2.3).

$$\lambda := \frac{\omega_t R}{v_v} \quad (2.10)$$

A partir das equações 2.8 e 2.9 temos a relação entre a potência capturada pela

¹Tradução do original em inglês *tip speed ratio*

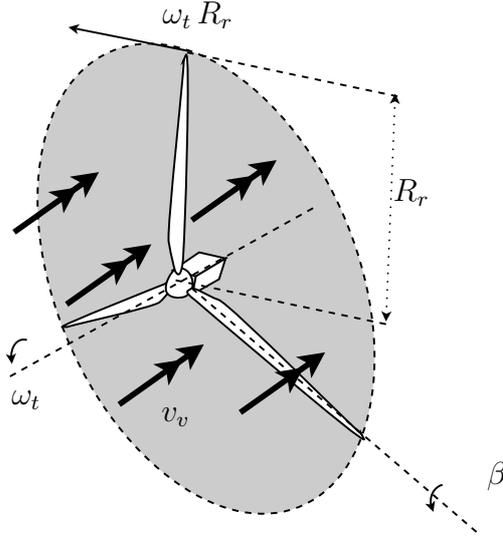


Figura 2.3: Ilustração da Turbina Eólica Horizontal e grandezas associadas.

turbina em função da velocidade do vento e da RVP.:

$$P_t = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A \cdot C_p(\lambda) \cdot v_v^3; \quad (2.11)$$

onde P_t é a potência gerada pela turbina e $A = \pi R^2$ é a área varrida pelo rotor.

O torque gerado pela turbina pode ser expresso por meio das seguintes expressões:

$$T_t = \frac{1}{2} \rho \pi R^3 \cdot \frac{C_p(\lambda)}{\lambda} \cdot v_v^2 \quad (2.12)$$

$$= \frac{1}{2} \rho A R \cdot C_T(\lambda) \cdot v_v^2 \quad (2.13)$$

onde C_T é o coeficiente de torque definido como C_p/λ .

Além dessas expressões para o torque, substituindo a equação 2.10 na equação 2.12, se obtém uma expressão alternativa:

$$T_t = \frac{1}{2} \rho \pi R^5 \frac{C_p(\lambda)}{\lambda^3} \omega_t^2 \quad (2.14)$$

Caso a turbina eólica possua ângulo de passo variável (ângulo β na Figura 2.3), a expressão da potência da turbina se torna:

$$P_t = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A \cdot C_p(\lambda, \beta) \cdot v_v^3 \quad (2.15)$$

cujo efeito da variação do ângulo de passo pode ser observado na Figura 2.4. As curvas com valores de pico mais altos possuem um valor de β menor, próximo a zero graus, enquanto as curvas menores representam a eficiência quando o valor de β é variado até a aproximadamente 20° . Portanto, torna-se claro que a curva atinge seu máximo de eficiência em torno do ângulo de passo zero e reduz sua eficiência à medida que o ângulo aumenta.

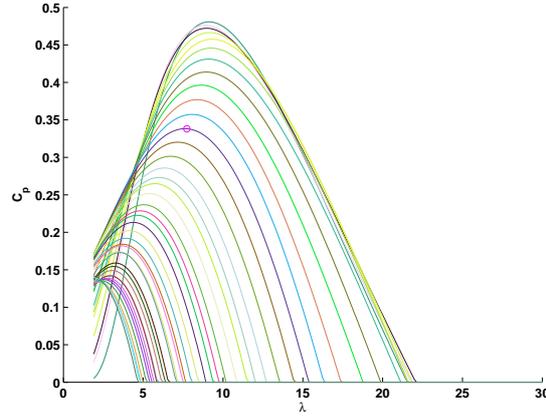


Figura 2.4: Exemplo de curva C_p em função da RVP (λ) para diversos valores de β .

A maneira mais direta de representar o torque e o coeficiente de potência se dá por meio de expressões analíticas como função da RVP (λ) e do ângulo de passo (β). Existem diversas propostas de funções analíticas para representar o perfil de eficiência aerodinâmica da pá. Em [2] é proposta uma aproximação dada por:

$$C_p(\lambda, \beta) = k_1 \left(\frac{k_2}{\lambda_i} - k_3\beta - k_4\beta^{k_5} - k_6 \right) e^{\frac{k_7}{\lambda_i}} \quad (2.16)$$

$$\lambda_i := \frac{1}{\lambda + k_8} \quad (2.17)$$

enquanto em [69] é proposta uma variação com:

$$\lambda_i := \frac{1}{\frac{1}{\lambda + k_8\beta} - \frac{k_9}{\beta^3 + 1}} \quad (2.18)$$

com β em graus.

2.3 Operação do Aerogerador

A Figura 2.5 ilustra mais uma das curvas de performance da turbina, a curva de potência, que é um certificado de performance do SCEE garantido pelo fabricante[80].

Supondo que seja possível controlar ω_t e β de maneira a obter a RVP que maximiza a curva C_p (λ_{otima}), a expressão para a potência mecânica fornecida pela turbina se torna:

$$P_t = \frac{1}{2} \rho A C_{p_{max}} v_v^3 \quad (2.19)$$

o que indica que a potência na turbina se torna aproximadamente proporcional ao cubo da velocidade do vento, assim como a potência elétrica de saída do SCEE, numa situação de equilíbrio.

Na Figura 2.5, esta relação corresponde à curva na região II, embora na prática essa relação não ocorra para velocidades de vento próximas da nominal, pois a curva de potência apresenta uma pequena curvatura.

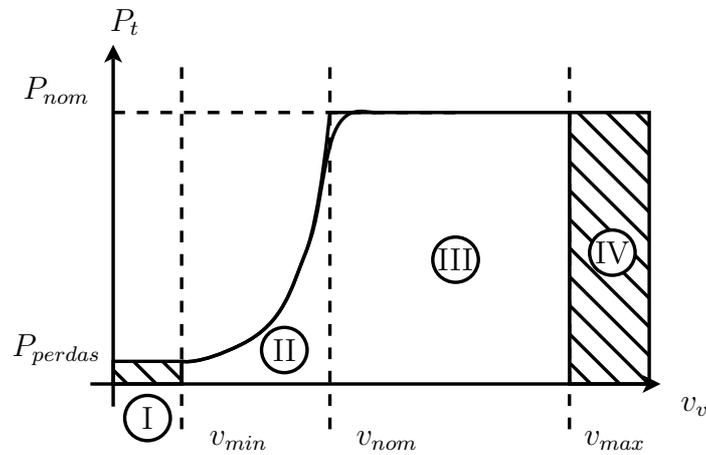


Figura 2.5: Curva de Potência de um AVV.

A operação do sistema muda de acordo com a região da curva na Figura 2.5. O comportamento do sistema em cada região é descrito a seguir[7, 45, 80]:

- nas regiões I e IV o sistema deve ser desligado por razões econômicas e de segurança. Na região I a velocidade do vento é tão baixa que não compensa as perdas do sistema, enquanto na região IV há o risco de danificar as pás;
- na região II, a velocidade do vento está entre a velocidade mínima de corte (v_{min}) e a velocidade nominal (v_{nom}). Nesta região os controles do gerador (conversor eletrônico do rotor) atuam com o objetivo de garantir que $C_{p_{max}}$ seja alcançado, enquanto o sistema de controle do ângulo de passo deve estar praticamente inativo, com certas exceções²; e

²O controle do ângulo de passo é fundamental para a estabilidade transitória do sistema onde este se encontra. Durante uma falta severa, *e.g.* um curto-circuito na rede, este proporciona um aumento da margem de estabilidade, pois é capaz de reduzir o torque mecânico[48]. A capacidade de redução da potência ativa durante uma perturbação é um dos requisitos técnicos mínimos para a conexão de centrais eólicas na rede básica [51].

- na região III, o sistema de controle de passo é ativado quando o vento excede a velocidade de vento nominal. O seu objetivo é limitar a potência aerodinâmica no seu valor nominal (P_{nom}) e interrompê-la quando a velocidade do vento alcançar o valor máximo de corte (v_{max}).

2.3.1 Extração Máxima de Potência

Suponha que há um controle para o ângulo de passo tal que se alcance um valor (β_{opt}) que maximize C_p . Além disso, que a velocidade do vento seja constante e igual a $v_v = V_i$. Temos que para cada velocidade V_i a RVP, o coeficiente de potência e a expressão 2.11 se tornam:

$$\lambda = \omega_t \frac{R}{V_i} = k_i \omega_t \quad (2.20)$$

$$C_p(\lambda, \beta_{opt}) = C_{p_i}(\omega_t) \quad (2.21)$$

$$P_{t_i} = \frac{1}{2} \rho A C_{p_i}(\omega_t) V_i^3 = k'_i C_{p_i}(\omega_t) \quad (2.22)$$

As equações acima revelam que, para cada valor constante de velocidade de vento, a relação entre a potência da turbina e sua velocidade angular é descrita por uma curva semelhante à curva $C_p \times \lambda$, como ilustrado na Figura 2.6, onde as grandezas são representadas em p.u. D.3.

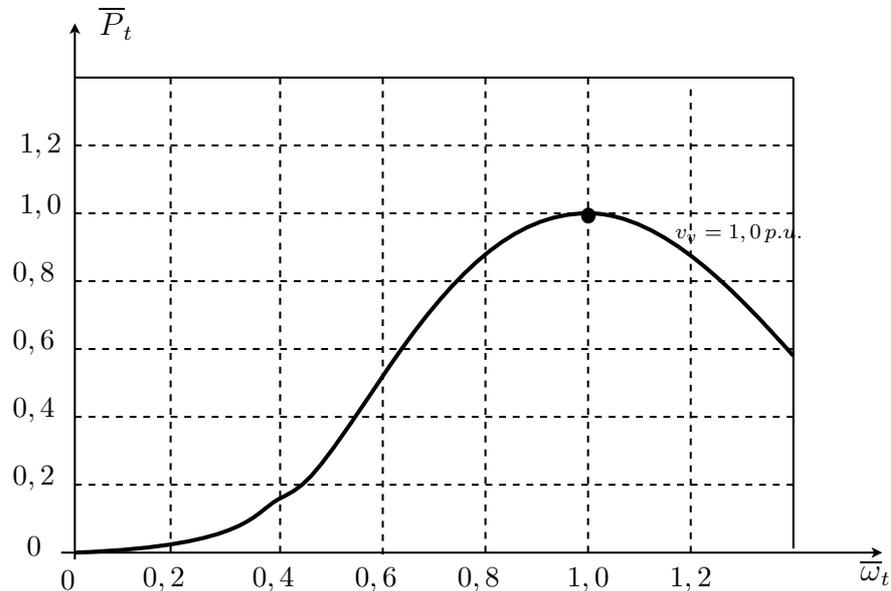


Figura 2.6: Curva de potência mecânica da turbina vs. velocidade angular para velocidade do vento fixa.

Analisando a Figura 2.6, torna-se evidente que, para uma dada velocidade do vento e ângulo de passo, há apenas um valor de velocidade angular que resulta no

valor máximo de potência. Este é o correspondente a RVP ótima:

$$\lambda_{opt_i} = k_i \omega_{t,opt_i} \quad (2.23)$$

Para cada valor de velocidade do vento há uma curva diferente, como ilustrado na Figura 2.7. Para cada curva há um ponto de extração máxima de potência representando a potência máxima para a determinada velocidade de vento e a frequência angular correspondente.

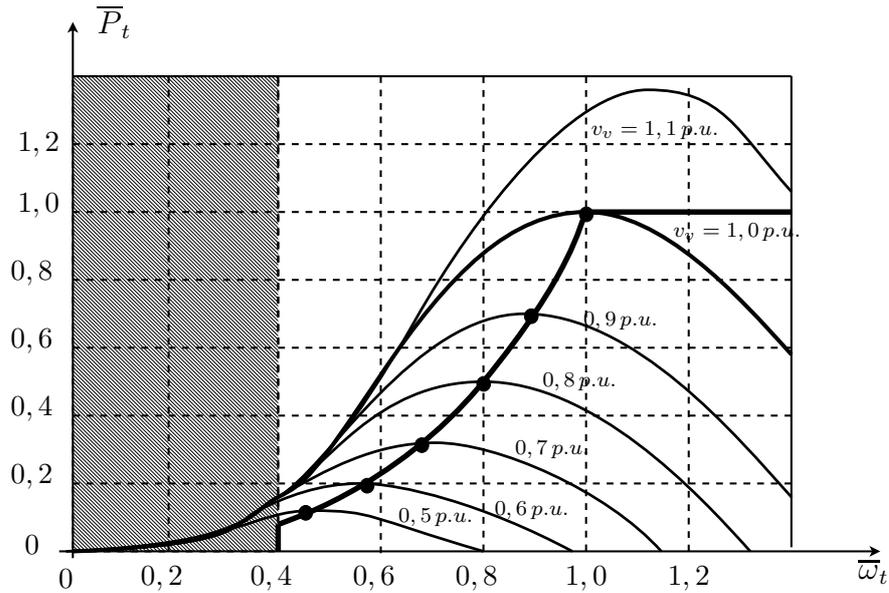


Figura 2.7: Relação entre P_t e ω_t , curva de extração máxima de potência (Adaptado de [80]).

Supondo que a RVP ótima é alcançada para as velocidades de vento dentro da região II, a expressão 2.11 se torna:

$$P_t = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 C_p(\lambda_{opt}, \beta_{opt}) v_v^3 \quad (2.24)$$

$$= \frac{1}{2} \rho \pi R^5 \frac{C_p(\lambda_{opt}, \beta_{opt})}{\lambda_{opt}^3} \omega_t^3 \quad (2.25)$$

$$= k_{opt} \omega_t^3 \quad (2.26)$$

Essa relação é ilustrada na Figura 2.7, ligando os pontos de pico de potência para cada velocidade de vento.

O controle da potência de um AVV que opera abaixo da velocidade do vento nominal é realizado por meio do controle do gerador. Portanto, um de seus objetivos é controlar a frequência para que esta atinja o valor de extração máxima de potência como será visto adiante.

A Figura 2.7 apresenta três regiões:

- a região hachurada, onde a turbina gera menos potência que o necessário para compensar as suas perdas, o que leva a ser mais vantajoso desativá-la;
- a região entre 0,4 e 1.0 p.u. onde o ângulo de passo é acionado para o valor que maximize a eficiência aerodinâmica e o gerador controla a sua velocidade para que possa rastrear o ponto de extração máxima de potência; e
- a região para velocidades acima da nominal onde o controle de passo tenta reduzir sua eficiência aerodinâmica para manter a potência no seu valor nominal.

Os controladores para atingir o objetivo da região II, alteração da velocidade do gerador a fim de operar no MPP, são discutidos no capítulo 5.

O controle do passo das pás, que basicamente atua na região III, é descrito na próxima seção.

2.3.2 Limitação da Potência Máxima

A partir de velocidades de vento em que o gerador alcança seu torque máximo, o equipamento, então saturado, não mais é capaz de regular sua velocidade.

Há um certo consenso na literatura de que o sistema de controle do ângulo de passo é o mais eficaz para a redução da potência mecânica da turbina eólica para velocidades elevadas [6, 10, 38, 43, 45, 79, 80].

Dessa forma, para que a curva de potência mecânica versus velocidade do vento apresente um perfil plano a partir da velocidade do vento nominal, é necessário que haja um sistema que aumente o ângulo de passo da turbina, reduzindo sua eficiência, assim como a potência extraída, de modo a preservar a integridade do conjunto mecânico das pás.

2.4 Sistemas de Controle de Passo

A literatura sobre o projeto e ajuste do sistema de controle do ângulo de passo é extremamente vasta. Em função da relação altamente não linear da potência aerodinâmica com o ângulo de passo, velocidade do vento e velocidade angular, há uma grande variedade de modelos e estratégias de controle.

De acordo com o conceito de aerogerador utilizado e o nível de detalhe da análise, os trabalhos especializados no tema representam em seus modelos do SCEE: as características probabilística e dinâmica do vento, a dinâmica do eixo de transmissão, a dinâmica da torre e a atuação independente do ângulo de passo de cada pá.

Segundo [10], o controle do ângulo de passo possui forte interação com a dinâmica da torre. A influência do controle na carga e vibração desta é uma das maiores restrições do projeto do algoritmo de controle, o que torna o ajuste dos controladores uma tarefa altamente dependente dos parâmetros da torre.

Entretanto, historicamente diversos trabalhos utilizam modelos compatíveis com fenômenos da escala de tempo eletromecânica.

O atuador do controle de passo geralmente é uma válvula hidráulica podendo ser aproximado por uma dinâmica de primeira ordem. É fundamental representar o limite da taxa de variação do ângulo de passo ($\dot{\beta}$), da ordem de $5^\circ/s$ a $10^\circ/s$ para mais e para menos, e do limite do ângulo de passo que, para fins de simulações de sistema de potência, pode ser limitado entre 0° a 27° [2, 6, 10, 15, 43, 62]. Uma representação em diagrama de blocos deste modelo se encontra na Figura 2.8

Um modelo simplificado para o sistema de controle de passo bastante aceito é o que utiliza um controlador genérico alimentado pelo erro de frequência em conjunto com controlador alimentado pelo erro de potência elétrica [79]. Este conceito com uma ligeira modificação, ilustrado na Figura 2.8, é amplamente utilizado em modelos para simulação de sistemas de potência [6, 15, 43].

Em [33] o sistema composto pelo atuador do ângulo de passo, turbina e rotor é linearizado e, então, é ajustado um controlador com ganhos variáveis segundo a sensibilidade da expressão 2.15 com relação ao ângulo de passo, *i.e.* $\frac{\partial P_t}{\partial \beta}$.

Embora os autores recomendem o uso do fator de correção que simula a variação da sensibilidade para onde há ligeiras alterações das condições (velocidade do vento e ângulo de passo), é possível sintonizar os ganhos do controlador PI na forma³:

$$u = K_p + K_i \frac{1}{p} \quad (2.27)$$

com parâmetros:

$$K_p = \frac{2J\omega_{t_0}\zeta\omega_n}{N_g \left(-\frac{\partial P_t(\beta)}{\partial \beta} \right)} \quad (2.28)$$

$$K_i = \frac{J\omega_{t_0}\omega_n^2}{N_g \left(-\frac{\partial P_t(\beta)}{\partial \beta} \right)} \quad (2.29)$$

Sendo J a inércia do rotor, ω_{t_0} é a velocidade da turbina onde o modelo foi linearizado, ζ é o coeficiente de amortecimento desejado, ω_n é a banda passante desejada, N_g é a relação de engrenagens e β é o ângulo de passo.

³Neste trabalho representa-se o parâmetro frequência complexa por p no lugar de s , *e.g.* seja uma função $f(\cdot) : [0, \infty) \in \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$ sua transformada de Laplace é dada por $F(p) = \int_{0^-}^{\infty} f(t)e^{-pt}dt$

A sensibilidade possui valores negativos e seu módulo aumenta para valores maiores de velocidade do vento.

Uma possível abordagem é utilizar um valor da sensibilidade em torno da velocidade nominal da máquina.

Em [29] é utilizada uma abordagem sistemática para o projeto de um controlador proporcional-integral-derivativo (PID). Foram propostas duas métricas: o valor médio quadrático do erro da velocidade da turbina e o ciclo de trabalho do atuador (*Actuator Duty Cycle ADC*) que o valor total de graus que foram alterados no valor do ângulo de passo ao longo de uma simulação. Para valores de ganho integral fixos são avaliados diversos valores de ganho proporcional e derivativo e em seguida escolhidos aqueles que minimizem as métricas.

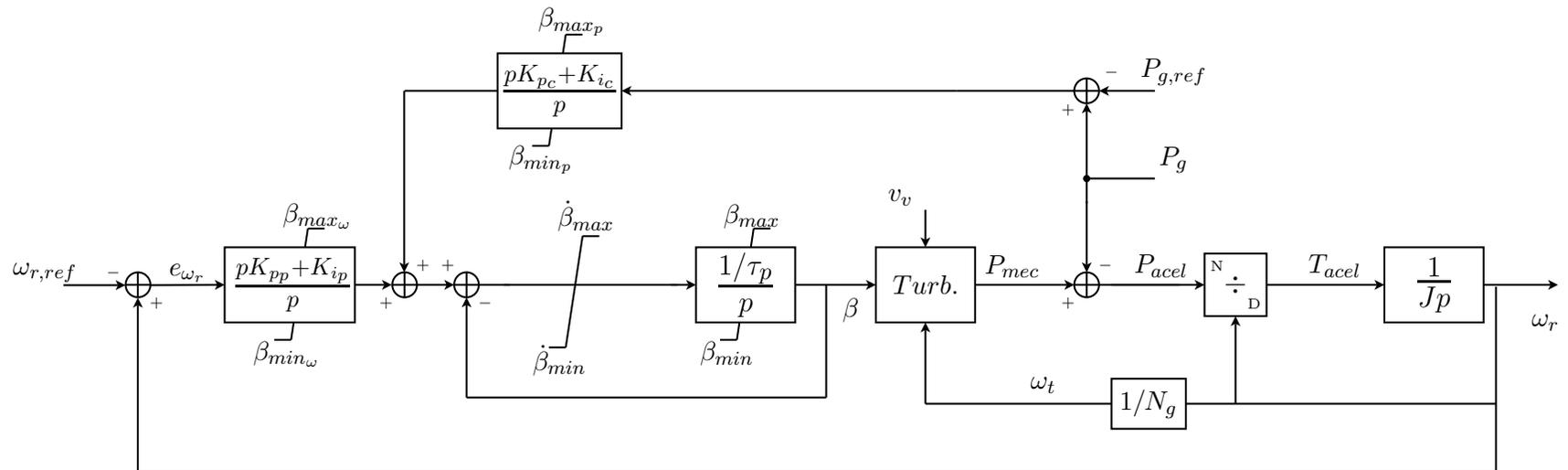


Figura 2.8: Diagrama do controle do ângulo de passo (Adaptado de [43]). A figura assume a convenção de **gerador**. Os erros da potência total e da velocidade do rotor são negativos, pois a sensibilidade da potência mecânica com relação a β é negativa.

2.5 Conclusões

Há duas maneiras de classificar os conceitos de aerogeradores. Estes podem ser classificados por meio do:

- tipo de controle de velocidade; e
- tipo de controle de potência.

Para um SCEE com controle de passo variável e velocidade variável há duas regiões de produção de energia e cada uma com uma estratégia distinta.

Para velocidades de vento com valores abaixo do nominal a variação da velocidade angular da turbina é o fator chave para extração máxima de potência.

Para velocidades de vento acima do nominal a capacidade de controlar a velocidade por meio do torque do gerador se degrada, pois este atinge seu valor máximo. Entra, então, o controle do ângulo de passo que possibilita alterar a eficiência da absorção de potência ao mesmo tempo sem causar esforços estruturais na torre e nas pás.

O controle de passo das pás é um sistema complexo e com diversos atrasos e dispositivos. Para se obter um modelo com dinâmica coerente com os fenômenos de estabilidade eletromecânica é representado o atuador hidráulico com limitação na taxa da variação do ângulo de passo e controladores PI para redução da eficiência aerodinâmica da turbina.

Grande parte da literatura acerca do controle do ângulo de passo utiliza métodos por escalonamento de ganhos em razão da relação não-linear entre a potência da turbina e a velocidade da turbina. Entretanto, foi apresentado um modelo típico e uma proposta de metodologia para ajuste do controle do ângulo de passo.

Capítulo 3

Modelagem Dinâmica do GIDA

No capítulo anterior foi mostrado que um dos fatores críticos para a extração de potência em ventos com velocidades abaixo da nominal é a capacidade do SCEE de controlar a velocidade do rotor, por meio do torque eletromecânico do gerador. Nesta seção será apresentado o modelo completo (5ª ordem) e o modelo de ordem reduzida (3ª ordem) utilizado para representar a máquina de indução duplamente alimentada para estudos de estabilidade transitória.

3.1 Modelagem da Máquina de Indução Bobinada

Para se obter um modelo matemático da máquina de indução trifásica, diversos autores partem de um sistema físico idealizado considerando: seus aspectos construtivos, suas peças, sua geometria e seus diferentes materiais - Então estes são modelados como componentes elétricos, magnéticos e mecânicos (*e.g.* resistores, indutores, massas concentradas e molas). Em função do grande número de obras que detalham esse procedimento [2, 8, 12, 26, 36, 39, 46, 50], uma versão resumida é apresentada no apêndice B.

Neste trabalho, considera-se o modelo de dois circuitos trifásicos em configuração estrela com componentes concentrados e com acoplamento magnético entre seus enrolamentos como ilustrado na Figura 3.1.

O circuito do estator (à esquerda na Figura 3.1) está fixado ao **referencial**¹ \mathfrak{R}_s , que representa um observador solidário à carcaça do estator da máquina e o circuito do rotor (ilustrado à direita na Figura 3.1) está fixado a um referencial \mathfrak{R}_r , solidário ao corpo rígido do rotor.

A orientação e velocidade relativa entre os circuitos e os referenciais são dadas pelo ângulo θ_r .

O modelo assume as seguintes hipóteses:

¹Detalhes no apêndice C

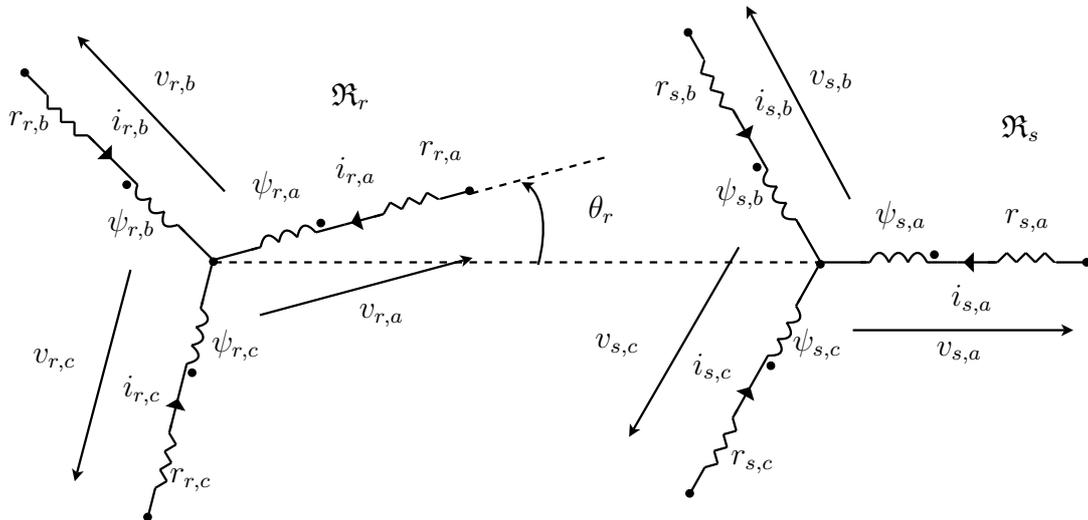


Figura 3.1: Modelo elétrico da máquina de indução trifásica. (Adaptado de [37])

- os enrolamentos das fases do estator são idênticos;
- os enrolamentos das fases do rotor são idênticos;
- o arranjo das fases nos polos é o mesmo tanto para o estator, quanto para o rotor;
- o comprimento do entreferro é considerado constante ao longo da máquina e sua saturação é desprezada;
- o entreferro é pequeno o suficiente para que o campo \vec{H} e consequentemente a força magneto-motriz seja considerada radial;
- a distribuição de força magneto-motriz é aproximadamente senoidal (Apêndice B);
- ambos os enrolamentos do estator e do rotor são conectados em configuração estrela e os seus respectivos neutros isolados;
- os enrolamentos do rotor são alimentados por meio de terminais conectados a *slip-rings* com atrito desprezível;

A partir destas considerações são apresentadas as equações dinâmicas em notação matricial, de maneira semelhante aos trabalhos [36, 50, 59].

3.1.1 Equações Dinâmicas da Máquina

Para compactar as equações da máquina em uma notação mais simples, as correntes, tensões e fluxos de cada fase são arranjadas em vetores². Para uma grandeza elétrica qualquer, diga-se:

$$\mathbf{x}_{s,k_1k_2k_3}^a := \begin{bmatrix} x_{s,k1} \\ x_{s,k2} \\ x_{s,k3} \end{bmatrix}$$

o sobrescrito 'a' implica que esta é representada em um referencial \mathfrak{R}_a e o subscrito 's, k₁k₂k₃' implica uma grandeza do estator³ no sistema de coordenadas k₁k₂k₃.

A partir da notação estabelecida, as equações do circuito do estator no referencial solidário à \mathfrak{R}_s em coordenadas abc são dadas por:

$$\mathbf{v}_{s,abc}^s(t) = \mathbf{R}_{s,abc}^s \mathbf{i}_{s,abc}^s(t) + \dot{\boldsymbol{\psi}}_{s,abc}^s(t) \quad (3.1)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{s,abc}^s(t) = \mathbf{L}_{s,abc}^s \mathbf{i}_{s,abc}^s(t) + \mathbf{L}_{sr,abc}^s(\theta_r) \mathbf{i}_{r,abc}^r(t) \quad (3.2)$$

onde:

$\mathbf{v}_{s,abc}^s$ é o vetor das tensões que alimentam os terminais de cada fase do estator;

$\mathbf{i}_{s,abc}^s$ é o vetor das correntes de cada fase do estator;

$\boldsymbol{\psi}_{s,abc}^s$ é o vetor dos fluxos magnéticos dos enrolamentos de cada fase do estator;

A matriz $\mathbf{R}_{s,abc}^s$ representa as perdas nos enrolamentos do estator em função das correntes. Esta é diagonal e seus pivôs iguais ao valor da resistência dos enrolamentos do estator (r_s).

As matrizes $\mathbf{L}_{s,abc}^s$ e $\mathbf{L}_{sr,abc}^s(\theta_r)$ representam, respectivamente, os acoplamentos magnéticos entre as fases do estator e os acoplamentos entre as fases dos circuitos do rotor e do estator. Estas são descritas em detalhe na seção B.4 do apêndice.

O ângulo θ_r representa a orientação angular entre os enrolamentos do estator e do rotor. Por exemplo, quando os enrolamentos da fase 'a' do estator estão alinhados com os enrolamentos da fase 'a' do rotor, este ângulo é múltiplo inteiro de 2π .

Seguindo a mesma notação e raciocínio utilizados para obter as equações do circuito do estator, podemos descrever o comportamento dinâmico do circuito do rotor

²Na seção B.1, é ilustrado o arranjo com um exemplo.

³Fixada em \mathfrak{R}_s .

no referencial solidário à \mathfrak{R}_r pelas equações a seguir:

$$\mathbf{v}_{r,abc}^r(t) = \mathbf{R}_{r,abc}^r \mathbf{i}_{r,abc}^r(t) + \dot{\boldsymbol{\psi}}_{r,abc}^r(t) \quad (3.3)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{r,abc}^r(t) = \mathbf{L}_{r,abc}^r \mathbf{i}_{r,abc}^r(t) + \mathbf{L}_{rs,abc}^r(\theta_r) \mathbf{i}_{s,abc}^s(t) \quad (3.4)$$

onde as matrizes de resistências e indutâncias são da mesma forma das presentes nas equações do rotor.

As equações (3.1 - 3.4) descrevem o comportamento eletromagnético dos circuitos da máquina de indução, porém nessa representação os coeficientes das equações diferenciais são variantes com o tempo, pois as indutâncias mútuas entre os circuitos do estator e do rotor variam com o ângulo do rotor (θ_r).

A análise de equações diferenciais variantes no tempo requer considerável esforço. Entretanto, há um longo histórico de transformações de coordenadas que permitem simplificar a análise de máquinas elétricas [36, 59]. Para contornar essa dificuldade utiliza-se a representação da máquina de indução no referencial síncrono.

3.1.2 Equações Dinâmicas no Referencial Síncrono em Coordenadas dq

Como descrito em [36], o referencial síncrono possui velocidade angular igual a do sistema elétrico (377 rad/s para 60 Hz) que oferece diversas vantagens para a análise de máquinas elétricas rotativas, entre estas:

- Remove a dependência temporal dos parâmetros das equações diferenciais, pois elimina a dependência do ângulo do rotor dos elementos das matrizes de indutâncias;
- Em **regime permanente senoidal** (RPS), as tensões, correntes e fluxos são sinais constantes e as equações são algébricas;
- Para circuitos equilibrados, a componentes de sequência zero é nula e, portanto, a ordem do modelo é reduzida;

Portanto, representar a máquina de indução no referencial síncrono simplifica drasticamente a análise da dinâmica eletromagnética da máquina. Para tanto, é necessário efetuar transformações de referencial nas equações (3.1 - 3.4).

As transformações podem ser interpretadas como uma composição de duas transformações em sequência :

1. A decomposição dos sinais das três fases em componentes em fase, quadratura e sequência zero (Transformada de Clarke);
2. A rotação das componentes em fase e quadratura para um referencial com determinada velocidade angular.

O procedimento para a transformação de referencial é descrito no apêndice C, que também apresenta as transformações de maneira resumida. Para detalhes sobre o assunto é recomendada a leitura de [8, 36, 46, 50].

A dinâmica elétrica da máquina de indução bobinada é representada pelas equações a seguir, com as componentes de sequência zero omitidas, pois estas são nulas nesse caso:

$$\mathbf{v}_{s,dq}^e = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{s,dq}^e + \dot{\theta}_e \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_{s,dq}^e + \dot{\boldsymbol{\psi}}_{s,dq}^e \quad (3.5)$$

$$\mathbf{v}_{r,dq}^e = \mathbf{R}_r \mathbf{i}_{r,dq}^e + (\dot{\theta}_e - \dot{\theta}_r) \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_{r,dq}^e + \dot{\boldsymbol{\psi}}_{r,dq}^e \quad (3.6)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{s,dq}^e = \mathbf{L}_s \mathbf{i}_{s,dq}^e + \mathbf{L}_m \mathbf{i}_{r,dq}^e \quad (3.7)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{r,dq}^e = \mathbf{L}_r \mathbf{i}_{r,dq}^e + \mathbf{L}_m \mathbf{i}_{s,dq}^e \quad (3.8)$$

onde o sobrescrito 'e' indica que as grandezas são representadas no referencial síncrono, os ângulos θ_r e θ_e são, respectivamente, o ângulo elétrico do rotor e o ângulo da referência síncrona.

A matriz \mathbf{J} atua como uma rotação em 90° no plano, de maneira análoga a uma multiplicação de um número complexo por $j := \sqrt{-1}$.

$$\mathbf{J} := \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

As velocidades angulares podem ser escritas na forma $\omega_e = \dot{\theta}_e$ e $s\omega_e := \dot{\theta}_e - \dot{\theta}_r$, respectivamente, as frequências angulares síncrona e de escorregamento.

Como as matrizes de resistências e indutâncias são diagonais e seus pivôs são iguais, as equações (3.5 - 3.8) se tornam:

$$\mathbf{v}_{s,dq}^e = r_s \mathbf{i}_{s,dq}^e + \omega_e \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_{s,dq}^e + \dot{\boldsymbol{\psi}}_{s,dq}^e \quad (3.9)$$

$$\mathbf{v}_{r,dq}^e = r_r \mathbf{i}_{r,dq}^e + s\omega_e \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_{r,dq}^e + \dot{\boldsymbol{\psi}}_{r,dq}^e \quad (3.10)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{s,dq}^e = L_s \mathbf{i}_{s,dq}^e + \frac{N_r}{N_s} L_m \mathbf{i}_{r,dq}^e \quad (3.11)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{r,dq}^e = \frac{N_r^2}{N_s^2} L'_r \mathbf{i}_{r,dq}^e + \frac{N_r}{N_s} L_m \mathbf{i}_{s,dq}^e \quad (3.12)$$

Diversos autores [2, 8, 46, 50] eliminam as relações de enrolamentos das equações por meio da definição das variáveis:

$$\mathbf{v}_{r,dq}^{e'} := \frac{N_s}{N_r} \mathbf{v}_{r,dq}^e \quad (3.13)$$

$$\mathbf{i}_{r,dq}^{e'} := \frac{N_r}{N_s} \mathbf{i}_{r,dq}^e \quad (3.14)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{r,dq}^{e'} := \frac{N_s}{N_r} \boldsymbol{\psi}_{r,dq}^e \quad (3.15)$$

Substituindo-as nas equações da máquina no referencial síncrono (3.9 – 3.12), se obtém as equações da dinâmica elétrica da máquina de indução bobinada no referencial síncrono:

$$\mathbf{v}_{s,dq}^e = r_s \mathbf{i}_{s,dq}^e + \omega_e \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_{s,dq}^e + \dot{\boldsymbol{\psi}}_{s,dq}^e \quad (3.16)$$

$$\mathbf{v}_{r,dq}^{e'} = r'_r \mathbf{i}_{r,dq}^{e'} + s \omega_e \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_{r,dq}^{e'} + \dot{\boldsymbol{\psi}}_{r,dq}^{e'} \quad (3.17)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{s,dq}^e = L_s \mathbf{i}_{s,dq}^e + L_m \mathbf{i}_{r,dq}^{e'} \quad (3.18)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{r,dq}^{e'} = L'_r \mathbf{i}_{r,dq}^{e'} + L_m \mathbf{i}_{s,dq}^e \quad (3.19)$$

Sendo $r'_r = N_s^2 / N_r^2 r_r$.

3.2 Modelo da MIDA para Estudos de Estabilidade Eletromecânica

Em estudos de estabilidade eletromecânica geralmente é de interesse analisar apenas os circuitos de componente de sequência positiva. Conforme argumentado em [37], caso os efeitos de transitórios eletromagnéticos na rede não sejam modelados, é coerente desprezar a dinâmica transitória do estator, ou seja, desprezar os termos $\dot{\boldsymbol{\psi}}_{sd}$ e $\dot{\boldsymbol{\psi}}_{sq}$.

3.2.1 Equações dos Circuitos do Estator

Como se torna claro que as equações estão representadas no **referencial síncrono**, o sobrescrito e será omitido e as equações 3.16, 3.17, 3.18 e 3.19 se tornam:

$$\mathbf{v}_{s,dq} = r_s \mathbf{i}_{s,dq} + \omega_e \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_{s,dq} \quad (3.20)$$

$$\mathbf{v}'_{r,dq} = r'_r \mathbf{i}'_{r,dq} + s \omega_e \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}'_{r,dq} + \dot{\boldsymbol{\psi}}'_{r,dq} \quad (3.21)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{s,dq} = L_s \mathbf{i}_{s,dq} + L_m \mathbf{i}'_{r,dq} \quad (3.22)$$

$$\boldsymbol{\psi}'_{r,dq} = L'_r \mathbf{i}'_{r,dq} + L_m \mathbf{i}_{s,dq} \quad (3.23)$$

que são as equações elétricas da máquina de indução duplamente alimentada no **referencial síncrono**.

Agora iremos eliminar as correntes de rotor das equações dos enlaces de fluxo. Substituindo a equação 3.22 na equação 3.23 obtemos o enlace de fluxo do estator em função da corrente de estator e do enlace de fluxo do rotor:

$$\mathbf{i}'_{r,dq} = (L'_r)^{-1}(\boldsymbol{\psi}'_{r,dq} - L_m \mathbf{i}_{s,dq}) \quad (3.24)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{s,dq} = L_s \mathbf{i}_{s,dq} + L_m (L'_r)^{-1}(\boldsymbol{\psi}'_{r,dq} - L_m \mathbf{i}_{s,dq}) \quad (3.25)$$

$$= \underbrace{(L_s - L_m^2 (L'_r)^{-1})}_{L'} \mathbf{i}_{s,dq} + L_m (L'_r)^{-1} \boldsymbol{\psi}'_{r,dq} \quad (3.26)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{s,dq} = L' \mathbf{i}_{s,dq} + L_m (L'_r)^{-1} \boldsymbol{\psi}'_{r,dq} \quad (3.27)$$

É comum, em obras sobre o controle e modelagem de máquinas de indução e transformadores, definir o parâmetro **coeficiente de dispersão** σ ([2, 8, 39, 46]), dado por:

$$\sigma := \frac{L_s L'_r - L_m^2}{L_s L'_r} \quad (3.28)$$

$$= 1 - \frac{L_m^2}{L_s L'_r} \quad (3.29)$$

$$= 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_s)(1 + \sigma'_r)} \quad (3.30)$$

Os parâmetros σ_s e σ'_r são definidos no apêndice C.

A indutância L' também pode ser escrita como:

$$L' = \sigma L_s \quad (3.31)$$

Substituindo a equação 3.27 na equação 3.20, obtém-se:

$$\mathbf{v}_{s,dq} = r_s \mathbf{i}_{s,dq} + \omega_e \mathbf{J} [L' \mathbf{i}_{s,dq} + L_m (L'_r)^{-1} \boldsymbol{\psi}'_{r,dq}] \quad (3.32)$$

Caso $\omega_e = 0$, podemos considerar que:

$$X'_s := \omega_e L' \quad (3.33)$$

$$\mathbf{e}' := \omega_e \frac{L_m}{L'_r} \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}'_{r,dq} \quad (3.34)$$

e a equação 3.32 se torna:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{s,dq} &= r_s \mathbf{i}_{s,dq} + \mathbf{J} X'_s \mathbf{i}_{s,dq} + \mathbf{e}' \\ \mathbf{v}_{s,dq} &= [r_s \mathbf{I} + X'_s \mathbf{J}] \mathbf{i}_{s,dq} + \mathbf{e}' \end{aligned} \quad (3.35)$$

Em RPS, temos a equação fasorial:

$$\underline{\hat{V}}_s^e = \underline{\hat{I}}_s^e (r_s + jX'_s) + \underline{\hat{E}}' \quad (3.36)$$

Como é desprezada a dinâmica dos circuitos do estator em estudos de estabilidade, este é representado por um circuito equivalente alimentado pelo sistema $(\underline{\hat{V}}_s^e)$ e por uma fonte de tensão controlada pelo rotor $(\underline{\hat{E}}')$, conforme ilustrado na Figura 3.2:

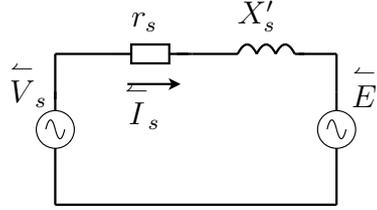


Figura 3.2: Circuito que implementa o modelo do estator da máquina de indução para estudos de estabilidade.

3.2.2 Equações dos Circuitos do Rotor

Rearranjando as equações 3.21, 3.23 e 3.34, temos que:

$$\dot{\boldsymbol{\psi}}'_{r,dq} = \mathbf{v}'_{r,dq} - r'_r \mathbf{i}'_{r,dq} - s\omega_e \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}'_{r,dq} \quad (3.37)$$

$$\boldsymbol{\psi}'_{r,dq} = -\frac{L'_r}{\omega_e L_m} \mathbf{J} \mathbf{e}' \quad (3.38)$$

$$\mathbf{i}'_{r,dq} = (L'_r)^{-1} (\boldsymbol{\psi}'_{r,dq} - L_m \mathbf{i}_{s,dq}) \quad (3.39)$$

O sistema de equações (3.37 – 3.39) se resume em uma única equação matricial dada por:

$$\dot{\mathbf{e}}' = \frac{\omega_e L_m}{L'_r} \mathbf{J} \mathbf{v}'_{r,dq} - \frac{r'_r}{L'_r} \mathbf{e}' + \omega_e \frac{r'_r}{L'_r} \underbrace{\frac{L_m^2}{L'_r}}_{(L_s - L'_s)} \mathbf{J} \mathbf{i}_{s,dq} - s\omega_e \mathbf{J} \mathbf{e}' \quad (3.40)$$

Define-se a constante:

$$\tau_0 := \frac{L'_r}{r'_r} = \frac{L_r}{r_r} \quad (3.41)$$

$$(3.42)$$

Rearranja-se a equação 3.40 com a constante de tempo τ_0 :

$$\dot{\mathbf{e}}' = -\frac{1}{\tau_0}[\mathbf{e}' - \omega_e(L_s - L'_s)\mathbf{J}\mathbf{i}_{s,dq}] + \omega_e\mathbf{J}\left(\frac{L_m}{L'_r}\mathbf{v}'_{r,dq} - s\mathbf{e}'\right) \quad (3.43)$$

A equação 3.43 pode ser escrita em uma maneira alternativa como:

$$\tau_0\dot{\mathbf{e}}' + \mathbf{e}' = \omega_e(L_s - L'_s)\mathbf{J}\mathbf{i}_{s,dq} + \omega_e\tau_0\mathbf{J}\left(\frac{L_m}{L'_r}\mathbf{v}'_{r,dq} - s\mathbf{e}'\right) \quad (3.44)$$

3.2.3 Potências Ativa e Reativa e Torque Eletromecânico

Potência ativa do estator

Neste trabalho foi utilizada a transformação de Park invariante em potência, portanto a potência ativa instantânea do estator é igual a:

$$\begin{aligned} p_s(t) &= (\mathbf{i}_{s,dq})^T(\mathbf{v}_{s,dq}) \\ &= (\mathbf{i}_{s,dq})^T(r_s\mathbf{i}_{s,dq} + \omega_e\mathbf{J}\boldsymbol{\psi}_{s,dq}) \\ &= \underbrace{r_s\|\mathbf{i}_{s,dq}\|^2}_{p_{s,cu}} + \underbrace{\omega_e(\mathbf{i}_{s,dq})^T\mathbf{J}\boldsymbol{\psi}_{s,dq}}_{p_{s,a}} \end{aligned} \quad (3.45)$$

O termo $p_{s,a}$ pode ser reescrito na forma:

$$\begin{aligned} p_{s,a} &= \omega_e(\mathbf{i}_{s,dq})^T\mathbf{J}\boldsymbol{\psi}_{s,dq} \\ &= \omega_e(\mathbf{i}_{s,dq})^T\mathbf{J}(L_s\mathbf{i}_{s,dq} + L_m\mathbf{i}'_{r,dq}) \\ &= \omega_e L_m(\mathbf{i}_{s,dq})^T\mathbf{J}\mathbf{i}'_{r,dq} \end{aligned} \quad (3.46)$$

Há mais uma forma alternativa para o termo $p_{s,a}$. Reescrevendo as equações 3.22 e 3.23 na forma a seguir:

$$\boldsymbol{\psi}_{s,dq} := \frac{L_m}{L'_r}\boldsymbol{\psi}'_{r'} + (L_s - \frac{L_m}{L'_r})\mathbf{i}_{s,dq}$$

e substituindo em 3.45, obtém-se:

$$\begin{aligned} p_{s,a} &= \omega_e(\mathbf{i}_{s,dq})^T\mathbf{J}\left[\frac{L_m}{L'_r}\boldsymbol{\psi}'_{r'} + (L_s - \frac{L_m}{L'_r})\mathbf{i}_{s,dq}\right] \\ &= (\mathbf{i}_{s,dq})^T\omega_e\mathbf{J}\underbrace{\frac{L_m}{L'_r}\boldsymbol{\psi}'_{r'}}_{\mathbf{e}'} \\ &= (\mathbf{i}_{s,dq})^T\mathbf{e}' \end{aligned} \quad (3.47)$$

Potência ativa do rotor

De maneira análoga à do estator, a potência ativa no rotor é dada por:

$$\begin{aligned}
p_r(t) &= (\mathbf{i}'_{r,dq})^T \mathbf{v}'_{r,dq} \\
&= (\mathbf{i}'_{r,dq})^T \left(r'_r \mathbf{i}'_{r,dq} + s\omega_e \mathbf{J} \psi'_{r,dq} + \frac{d\{\psi'_{r,dq}\}}{dt} \right) \\
&= \underbrace{r'_r \|\mathbf{i}'_{r,dq}\|^2}_{p_{r,cu}} + \underbrace{s\omega_e (\mathbf{i}'_{r,dq})^T \mathbf{J} \psi'_{r,dq}}_{p_{r,a}} \\
&\quad + \underbrace{(\mathbf{i}'_{r,dq})^T \left(\frac{d\{\psi'_{r,dq}\}}{dt} \right)}_{\dot{W}_{r,\psi}}
\end{aligned} \tag{3.48}$$

Podemos reescrever o termo $p_{r,a}$ como:

$$\begin{aligned}
p_{r,a} &= (\mathbf{i}'_{r,dq})^T s\omega_e \mathbf{J} \psi'_{r,dq} \\
&= s\omega_e (\mathbf{i}'_{r,dq})^T \mathbf{J} (L'_r \mathbf{i}'_{r,dq} + L_m \mathbf{i}'_{s,dq}) \\
&= s\omega_e (\mathbf{i}'_{r,dq})^T \mathbf{J} L_m \mathbf{i}'_{s,dq} \\
&= -s\omega_e \underbrace{(\mathbf{i}_{s,dq})^T \mathbf{J} L_m \mathbf{i}'_{r,dq}}_{p_{s,a}/\omega_e} \\
&= -s p_{s,a}
\end{aligned} \tag{3.49}$$

Torque eletromecânico

Somando as equações 3.45 e 3.48 obtém-se:

$$\begin{aligned}
p(t) &= p_s(t) + p_r(t) \\
&= p_{s,cu} + p_{s,a} + p_{r,cu} + p_{r,a} + \dot{W}_{r,\psi}
\end{aligned} \tag{3.50}$$

De acordo com [50], os termos da forma ri^2 ($p_{s,cu}$ e $p_{r,cu}$) correspondem às perdas térmicas dos enrolamentos e o termo $\dot{W}_{r,\psi}$ representa a taxa de troca de energia de campo magnético entre os enrolamentos, de forma que a potência envolvida na conversão eletromecânica consiste na soma dos termos $p_{s,a}$ e $p_{r,a}$ que resulta em:

$$\begin{aligned}
p_{s,a} - s p_{s,a} &= (1 - s) p_{s,a} \\
&= (1 - s) \omega_e L_m (\mathbf{i}_{s,dq})^T \mathbf{J} \mathbf{i}'_{r,dq}
\end{aligned} \tag{3.51}$$

$$\begin{aligned}
p_{emec} &:= \omega_r L_m (\mathbf{i}_{s,dq})^T \mathbf{J} \mathbf{i}'_{r,dq} \\
&= (1 - s) (\mathbf{i}_{s,dq})^T \mathbf{e}'
\end{aligned} \tag{3.52}$$

A equação 3.51 revela que esta representa a parcela da potência ativa que é

proporcional à velocidade do rotor em graus elétricos (*potência eletromecânica*) e, portanto, o torque eletromecânico pode ser encontrado dividindo a equação 3.51 pela velocidade angular mecânica do rotor ($\omega_m = (2/p)\omega_r$):

$$\begin{aligned} T_e &= p_{emec}/\omega_m \\ &= \frac{p}{2} L_m (\mathbf{i}_{s,dq})^T \mathbf{J} \mathbf{i}'_{r,dq} \end{aligned} \quad (3.53)$$

$$= \frac{p}{2} \frac{(\mathbf{i}_{s,dq})^T \mathbf{e}'}{\omega_e} \quad (3.54)$$

Potência reativa do estator

A potência reativa do estator em componentes dq é expressa por:

$$\begin{aligned} q_s &= (\mathbf{v}_{s,dq})^T \mathbf{J} \mathbf{i}_{s,dq} \\ &= -(\mathbf{i}_{s,dq})^T \mathbf{J} (\mathbf{R}_{s,abc}^s \mathbf{i}_{s,dq} + \omega_e \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_{s,dq}) \\ &= \omega_e (\mathbf{i}_{s,dq})^T \boldsymbol{\psi}_{s,dq} \end{aligned} \quad (3.55)$$

A expressão do fluxo magnético de estator representado na equação 3.22 pode ser reescrita como:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\psi}_{s,dq} &= L_m \dot{\mathbf{i}}_{r,dq} + L_s \dot{\mathbf{i}}_{s,dq} = L_{\sigma s} \dot{\mathbf{i}}_{s,dq} + L_m (\dot{\mathbf{i}}_{s,dq} + \dot{\mathbf{i}}_{r,dq}) \\ &= L_{\sigma s} \dot{\mathbf{i}}_{s,dq} + L_m (\dot{\mathbf{i}}_{m,dq}) = L_{\sigma s} \dot{\mathbf{i}}_{s,dq} + \dot{\boldsymbol{\psi}}_{m,dq} \end{aligned} \quad (3.56)$$

Onde $\boldsymbol{\psi}_{m,dq}$ é definido como o fluxo de magnetização da máquina. Dessa forma a expressão da potência reativa consumida pelo estator do gerador é expressa como:

$$q_s = \omega_e L_{\sigma s} \|\dot{\mathbf{i}}_{s,dq}\|^2 + \omega_e L_m \dot{\mathbf{i}}_{s,dq}^T \dot{\boldsymbol{\psi}}_{m,dq} \quad (3.57)$$

ou de maneira alternativa, por:

$$q_s = \omega_e \sigma L_s \|\dot{\mathbf{i}}_{s,dq}\|^2 + \mathbf{e}'^T \mathbf{J} \dot{\mathbf{i}}_{s,dq} \quad (3.58)$$

3.2.4 Equação da Aceleração

Como o rotor foi modelado como uma massa concentrada, seu comportamento dinâmico é descrito pela segunda lei de Newton para a rotação:

$$J \dot{\omega}_m = T_L - T_e \quad (3.59)$$

onde J é a inércia da massa girante no rotor, ω_m é a velocidade angular do rotor, T_L é o torque da turbina no eixo mecânico do gerador e T_e é o torque elétrico.

3.2.5 Modelo Dinâmico da Máquina em p.u.

Circuitos do estator em p.u.

Em p.u. a indutância equivalente no circuito do estator se torna:

$$\bar{X}'_s = \frac{X'_s}{Z_{s\text{base}}} = \frac{\omega_e(L_s - L_m^2(L'_r)^{-1})}{Z_{s\text{base}}} = \bar{L}_s - \bar{L}_m^2(\bar{L}'_r)^{-1} = \sigma\bar{X}_s \quad (3.60)$$

Assim a equação 3.35 se torna:

$$\bar{\mathbf{v}}_{s,dq} = [\bar{r}_s\mathbf{I} + \sigma\bar{X}_s\mathbf{J}]\bar{\mathbf{i}}_{s,dq} + \bar{\mathbf{e}}' \quad (3.61)$$

Circuitos do rotor em p.u.

A equação 3.44 em p.u. se torna:

$$\tau_0\dot{\bar{\mathbf{e}}}' + \bar{\mathbf{e}}' = \bar{\omega}_e \left[(\bar{L}_s - \bar{L}'_s)\mathbf{J}\bar{\mathbf{i}}_{s,dq} + \omega_0\tau_0\mathbf{J} \left(\frac{\bar{L}_m}{\bar{L}'_r}\bar{\mathbf{v}}'_{r,dq} - s\bar{\mathbf{e}}' \right) \right] \quad (3.62)$$

onde,

$$\bar{\omega}_e = \omega_e/\omega_0 \quad (3.63)$$

$$L_m/L'_r = \bar{L}_m/\bar{L}'_r \quad (3.64)$$

A partir das equações 3.38 e 3.39 obtém-se:

$$\bar{\mathbf{i}}'_{r,dq} = - \left(\frac{1}{\bar{\omega}_e\bar{L}_m}\mathbf{J}\bar{\mathbf{e}}' + \frac{\bar{L}_m}{\bar{L}'_r}\bar{\mathbf{i}}_{s,dq} \right) \quad (3.65)$$

Finalmente a dinâmica dos circuitos do rotor é representada em p.u. por:

$$\tau_0\dot{\bar{\mathbf{e}}}' + \bar{\mathbf{e}}' = \bar{\omega}_e \left[(\bar{L}_s - \bar{L}'_s)\mathbf{J}\bar{\mathbf{i}}_{s,dq} + \omega_0\tau_0\mathbf{J} \left(\frac{\bar{L}_m}{\bar{L}'_r}\bar{\mathbf{v}}'_{r,dq} - s\bar{\mathbf{e}}' \right) \right] \quad (3.66)$$

$$\bar{\mathbf{i}}'_{r,dq} = - \left(\frac{1}{\bar{\omega}_e\bar{L}_m}\mathbf{J}\bar{\mathbf{e}}' + \frac{\bar{L}_m}{\bar{L}'_r}\bar{\mathbf{i}}_{s,dq} \right) \quad (3.67)$$

Potência ativa, torque e equação da aceleração em p.u.

O torque elétrico em p.u. é dado por:

$$\bar{T}_e = \frac{\bar{\mathbf{i}}_{s,dq}^T \bar{\mathbf{e}}'}{\bar{\omega}_e} \quad (3.68)$$

A potência eletromecânica em p.u. pode ser representada de duas formas:

$$\overline{P}_{emec} = (1 - s) \overline{\mathbf{i}}_{s,dq}^T \overline{\mathbf{e}}' \quad (3.69)$$

$$= \frac{\overline{\omega}_r}{\omega_e} \overline{\mathbf{i}}_{s,dq}^T \overline{\mathbf{e}}' \quad (3.70)$$

A equação da aceleração em p.u. é dada por:

$$\frac{J\dot{\omega}_m}{T_{base}} = \overline{T}_L - \overline{T}_e \quad (3.71)$$

Desenvolvendo o termo do lado esquerdo da equação 3.71 obtém-se:

$$\begin{aligned} \frac{J\dot{\omega}_m}{T_{base}} &= \frac{J\omega_{m base}}{V A_{3\phi base}} \omega_{m base} \frac{\dot{\omega}_m}{\omega_{m base}} \\ &= \frac{J\omega_{m base}^2}{V A_{3\phi base}} \dot{\omega}_r \end{aligned} \quad (3.72)$$

onde classicamente se define a constante de inércia:

$$H := \frac{1}{2} \frac{J\omega_{m base}^2}{V A_{3\phi base}} [N.m/V.A] \quad (3.73)$$

e assim a equação 3.71 se torna:

$$\dot{\omega}_r = \frac{1}{2H} (\overline{T}_L - \overline{T}_e) \quad (3.74)$$

3.3 Modelo dos Conversores e Elo CC

Em [61] foi elaborada uma representação genérica de conversores controlados por tensão (do inglês *Voltage Source Converter*, VSC), composta apenas por sua componente de frequência fundamental e os detalhes dos conversores e suas modulações representados por meio de parâmetros que afetam o valor do módulo da tensão.

Para estudos dinâmicos na faixa de frequências de transitórios eletromecânicos, onde se supõe a operação equilibrada em frequência próxima à nominal do sistema, somente os parâmetros de sequência positiva do sistema são considerados, o que justifica o uso dessa representação.

Na Figura 3.3 é ilustrado o uso dessa representação em conjunto com um elo de corrente contínua (CC) *Back-to-Back*[32] (BTB), onde em cada terminal do elo há conversores VSC, representados no lado de corrente alternada (CA) por um equivalente de Thévenin e no lado CC por um equivalente de Norton. Nesta representação, o módulo E_{T_k} e o ângulo φ_k de cada fonte de tensão CA são controlados e as demais grandezas ocorrem em função das condições do sistema e dos demais elementos.

A tensão do conversor para o lado CA é obtida por meio de uma forma genérica desenvolvida por [61] que pode ser representada tanto na forma fasorial (equação 3.75), quanto na forma matricial em componentes dq (equação 3.77):

$$\underline{\hat{E}}_{T_k} = a_k n_{c_k} K_f m_{c_k} v_c e^{j\varphi_k} \quad (3.75)$$

$$e_{T_k,dq} = a_k n_{c_k} K_f m_{c_k}(t) v_c \operatorname{Re} \{ \underline{\xi}^* e^{j\varphi_k} \} \quad (3.76)$$

$$= a_k n_{c_k} K_f m_{c_k}(t) v_c \begin{bmatrix} \cos(\varphi_k) \\ \sin(\varphi_k) \end{bmatrix} \quad (3.77)$$

onde a_k é relação de espiras entre o primário e o secundário do transformador utilizado para conectar o conversor ao sistema, n_c é o número de conversores ligados em série no lado CA e o parâmetro K_f depende do tipo de modulação. A tensão do capacitor (v_c) e o fator de modulação (m_{c_k}) regulam a amplitude da tensão e o ângulo φ_k o seu ângulo de fase em relação à referência do sistema de cada terminal. A tabela 3.1 resume os valores do fator K_f de acordo com a modulação:

3.3.1 Equações de Interface CA-CC

As perdas nos conversores foram desprezadas e, portanto, para obter as relações de interface entre os lados do conversor basta equacionar o equilíbrio de potência ativa entre estes [61, 63].

Seja a potência ativa no lado do elo BTB no ramo do terminal k :

$$p_{CC_k} = i_{CC_k} v_c(t) \quad (3.78)$$

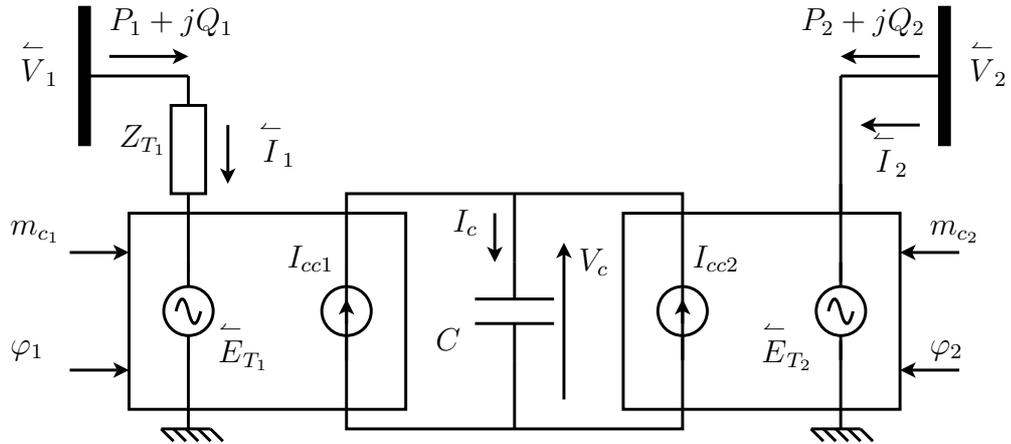


Figura 3.3: Representação do elo CC BTB com VSC para estudos de estabilidade eletromecânica. (Adaptado de [62])

Configuração	K_f	m_a	m_c
VSI de 2 níveis sem modulação PWM (onda quadrada)	$\frac{\sqrt{6}}{\pi}$	-	1
VSI de 2 ou mais níveis com modulação PWM operando apenas na faixa linear	$\frac{\sqrt{6}}{4}$	$0 < m_a < 1$	$m_c = m_a$
VSI de 2 ou mais níveis com modulação PWM com função de linearização	$\frac{\sqrt{6}}{\pi}$	$0 < m_a < \infty$	$0 < m_c < 1$
VSI de 3 níveis com modulação de largura de pulso único	$\frac{\sqrt{6}}{\pi}$	-	$\cos(\alpha), 0 < \alpha < \frac{\pi}{2}$
VSI de 3 níveis com modulação de largura de pulso único com função de linearização	$\frac{\sqrt{6}}{\pi}$	-	$0 < m_c < 1$

Tabela 3.1: Valores de K_f para cada tipo de modulação.

Seja a potência ativa no lado CA do terminal k em coordenadas dq :

$$p_{ck} = (\mathbf{i}_{ck,dq})^T \mathbf{e}_{T_k,dq} \quad (3.79)$$

Igualando as duas temos:

$$i_{CC_k} v_c(t) = \mathbf{i}_{ck,dq}^T \mathbf{e}_{T_k,dq} \quad (3.80)$$

Unindo as equações 3.77, 3.78 e 3.80, temos:

$$i_{CC_k} = a_k n_{c_k} K_f m_{ck} \mathbf{i}_{ck,dq}^T \begin{bmatrix} \cos(\varphi) \\ \sin(\varphi) \end{bmatrix} \quad (3.81)$$

ou de maneira alternativa:

$$i_{CC_k} = a_k n_{c_k} K_f m_{ck} [i_{ck,d} \cos(\varphi_k) + i_{ck,q} \sin(\varphi_k)] \quad (3.82)$$

3.3.2 Equações do Elo CC

Conforme a Figura 3.3 ilustra, o modelo do elo CC consiste em um capacitor em paralelo com duas fontes de corrente. Uma das fontes representa a corrente advinda do conversor do lado da rede e a outra do conversor do lado do rotor da máquina. O comportamento dinâmico do capacitor é descrito pela simples equação diferencial:

$$C \frac{dv_c(t)}{dt} = I_c(t) \quad (3.83)$$

Porém, como exposto, a corrente total no capacitor é dada pela soma das con-

tribuições de cada conversor:

$$\dot{v}_c = \frac{1}{C}[i_{CC_{cs}}(t) + i_{CC_{cr}}(t)] \quad (3.84)$$

$$\begin{aligned} \dot{v}_c = \frac{K_f}{C} \{ & a_{cs} n_{cs} m_{cs} [i_{cs,d} \cos(\varphi_s) + i_{cs,q} \sin(\varphi_s)] \\ & + a_{cr} n_{cr} m_{cr} [i_{cr,d} \cos(\varphi_r) + i_{cr,q} \sin(\varphi_r)] \} \end{aligned} \quad (3.85)$$

Equações em p.u.

De acordo com [61], a equação 3.85 em p.u. é dada por:

$$\begin{aligned} \dot{\bar{v}}_c = \frac{1}{CR_{base,CC}} \{ & K'_{c1} m_{cs} [\bar{i}_{cs,d} \cos(\varphi_s) + \bar{i}_{cs,q} \sin(\varphi_s)] \\ & + K'_{c2} m_{cr} [\bar{i}_{cr,d} \cos(\varphi_r) + \bar{i}_{cr,q} \sin(\varphi_r)] \} \end{aligned} \quad (3.86)$$

com as constantes:

$$K_c := K_f \frac{V_{base,CC}}{V_{base,CA}} \quad (3.87)$$

$$K'_c := K_c \frac{S_{base,CA}}{P_{base,CC}} \quad (3.88)$$

e onde:

- $V_{base,CC}$: é o valor nominal base para a tensão no capacitor do elo CC;
- $P_{base,CC}$: é a potência nominal base para o elo CC;
- $R_{base,CC}$: é o valor nominal base para resistência no elo CC ($P_{base,CC}/V_{base,CC}^2$);
- $V_{base,CA}$: é o valor de pico da tensão fase-neutro no lado CA do conversor multiplicado por $\sqrt{3/2}$;
- $S_{base,CA}$: é a potência aparente trifásica dos circuitos no lado CA do conversor;

3.4 Conclusões

De acordo com as hipóteses iniciais e construtivas, o comportamento da MIDA é classicamente representado por meio de um sistema não linear com parâmetros variantes no tempo (suas indutâncias). Ao assumir que a máquina possui os mesmos parâmetros para cada fase e utilizar um referencial apropriado, o modelo elétrico da máquina de indução se torna invariante no tempo. Tal mudança no modelo simplifica consideravelmente a sua análise.

Além disso, em função do escopo do estudo e das hipóteses construtivas, a componente de sequência zero é desprezada, reduzindo a ordem do modelo e o número de parâmetros.

Para estudos de estabilidade eletromecânica é prática comum desprezar os termos proporcionais à variação da amplitude do fluxo magnético de estator e tratar o circuito do estator como uma rede estática descrita por fasores. Dessa forma a influência da dinâmica do fluxo magnético de rotor nos circuitos do estator é representada por uma fonte de tensão, determinada a tensão transitória⁴.

Para se representar os conversores de maneira adequada nesse tipo de estudo utilizou-se modelos propostos em [62], valendo-se da mesma abordagem usada para representar a dinâmica dominante dos sistemas CCAT.

⁴Na literatura de geradores eletromecânicos representada como E'

Capítulo 4

Controle dos Conversores

No capítulo 2, foi apresentada a estratégia de operação do SCEE para velocidades de vento menores que a nominal. Esta estratégia é altamente dependente do controle da velocidade do eixo mecânico do gerador.

Neste mesmo capítulo foi mencionado que há certo consenso na literatura dos SCEEs com AVVs de que o controle por ângulo de passo é o mais eficaz para a redução de potência em velocidades de vento altas. Em [10] é relatado que variações abruptas de ângulo de passo implicam em excursões altíssimas de potência. Portanto a taxa de variação do módulo deste é limitada em torno de $5^\circ/s$ a $10^\circ/s$, como apresentado no capítulo 2.

Nos trabalhos sobre SCEEs o controle da velocidade da máquina é realizado por meio do torque elétrico, especialmente na região onde a velocidade do vento é menor que a nominal.

No capítulo 3 foram desenvolvidas as equações da potências ativa de rotor e estator do GIDA. As expressões 3.50 e 3.52 implicam em ¹:

$$p_{mec} = -(1 - s)p_{s,a} \quad (4.1)$$

$$p_r = -sp_{s,a} \quad (4.2)$$

Dependendo da condição de escorregamento, os circuitos do rotor irão fornecer ou absorver potência ativa. Para velocidades angulares supersíncronas o rotor irá fornecer potência ativa e para velocidades angulares subsíncronas este irá absorver potência ativa.

A Figura 4.1 ilustra os papéis de cada conversor para o controle do sistema. O conversor do lado do rotor controla as correntes do rotor de maneira que as potências ativa e reativa de estator sejam as desejadas.

O papel do elo CC é proporcionar este intercâmbio de potência ativa com o rotor.

¹Utilizando a convenção de potências para motores

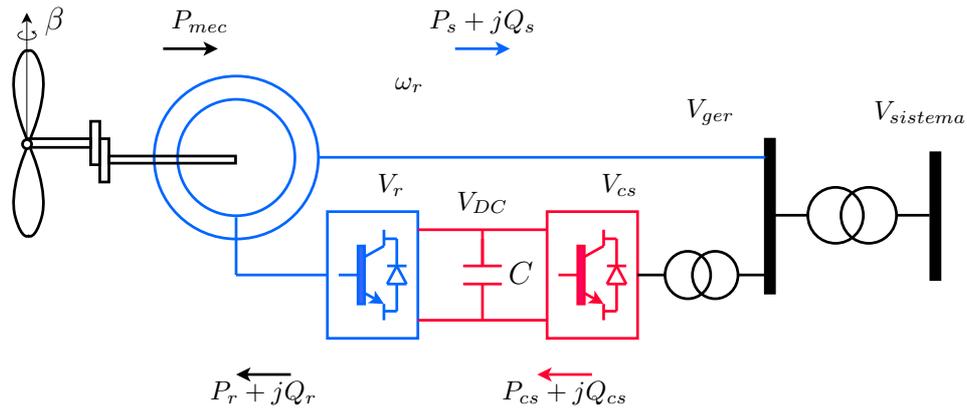


Figura 4.1: Papéis dos controles dos conversores .

A equação 3.85 relaciona a tensão do elo CC com a potência ativa líquida entre seus terminais. Caso atue apenas o conversor do rotor, a tensão deste irá variar de acordo com a demanda de energia, afetando a sua capacidade de atuar como uma fonte de tensão.

O objetivo do controle do lado do sistema é de suprir a demanda de potência ativa do lado do rotor, e a tensão do elo determina se esta demanda está sendo suprida.

Tradicionalmente, o controle de velocidade das máquinas de indução do tipo gaiola de esquilo é realizado por meio da variação da frequência e/ou amplitude de suas três fases simultaneamente, recebendo o nome de *controle escalar*. Conforme descrito em [46], essa abordagem é razoável em aplicações que não requerem resposta transitória rápida.

Em contraste, para aplicações de alto desempenho, onde são necessários altos valores de ganhos a fim de se obter uma resposta rápida o suficiente, se faz necessário controlar a relação entre o fluxo magnético do rotor com cada corrente dos circuitos do estator. A partir da posição espacial do fluxo magnético do rotor, o controle deve proporcionar regulação precisa das correntes de cada fase do estator de maneira independente, assim recebendo o nome de *controle por orientação do campo* ou *controle vetorial*.

A Figura 4.2 ilustra a maneira como são classificadas as estratégias de controle mais utilizadas para máquinas de corrente alternada (CA ou em inglês AC, *alternating current*) .

Dentre as técnicas apresentadas no quadro da Figura 4.2, a mais utilizada para o controle do GIDA é o controle vetorial por orientação do campo, mas o número de aplicações que utilizam o controle por torque direto e potência direta vem crescendo consideravelmente[2].

Para o GIDA, o controle vetorial permite que suas potências ativa e reativa sejam controladas de maneira desacoplada, tornando seu desempenho próximo ao de uma

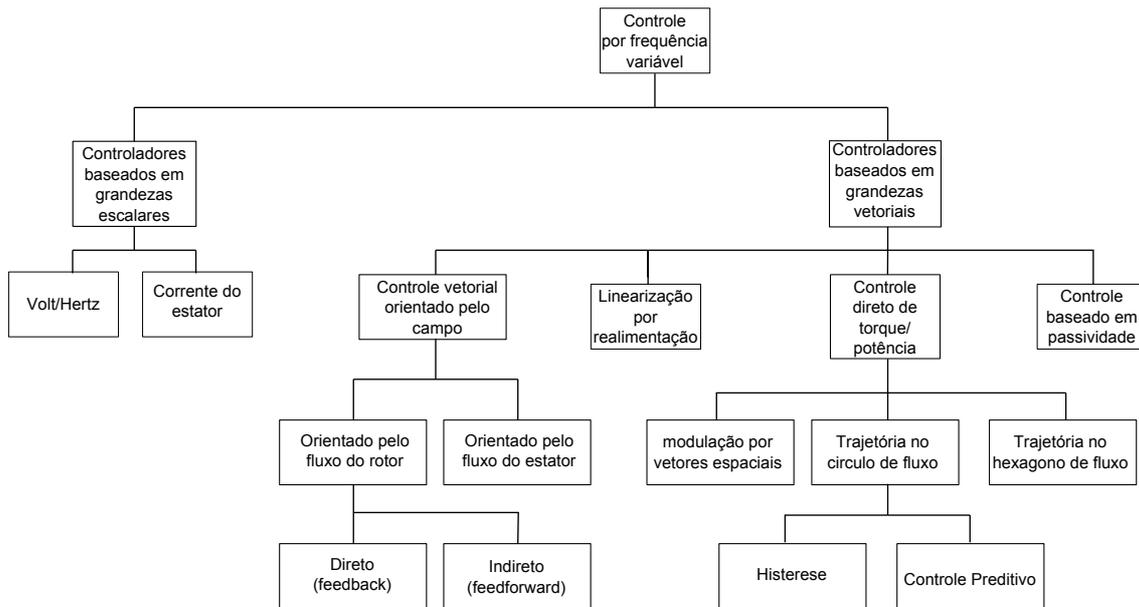


Figura 4.2: Técnicas de controle para máquinas AC

máquina síncrona.

Para este capítulo, apresenta-se resumidamente a técnica do controle vetorial por orientação do campo e, em seguida, as orientações mais utilizadas para o controle do GIDA.

4.1 Controle Vetorial

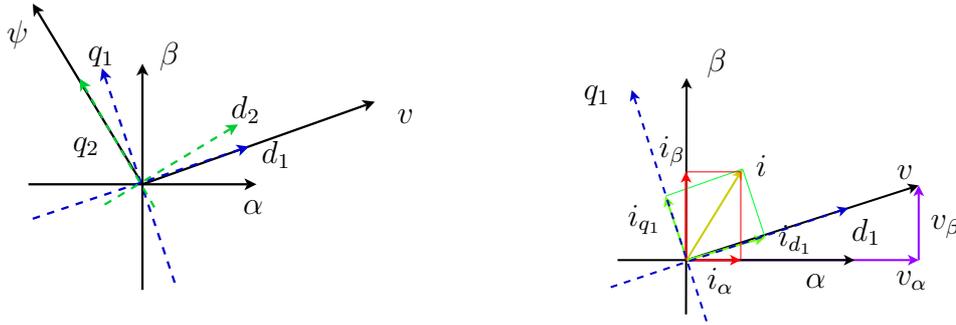
De acordo com [34], no controle vetorial adota-se um sistema de coordenadas em um referencial girante alinhado ao vetor espacial de um fluxo ou tensão (Figura 4.3a) e projeta-se o vetor corrente nos eixos deste sistema de coordenadas. Tais projeções são normalmente referenciadas como as componentes d e q . Com uma escolha adequada de referenciais as correntes alternadas são representadas como correntes constantes quando em regime permanente, ou então podem ser obtidas expressões desacopladas e mais simples.

Um exemplo é ilustrado na Figura 4.3b, onde a potência instantânea é dada por $p = (\mathbf{v}^T \mathbf{i})$.

Nas coordenadas $\alpha\beta$ a expressão para a potência ativa é igual a $\mathbf{v}_{\alpha\beta}^T \mathbf{i}_{\alpha\beta} = v_{\alpha} i_{\alpha} + v_{\beta} i_{\beta}$ e em coordenadas d_1q_1 a expressão para a potência ativa se torna $v i_{d_1}$.

Supondo uma tensão v constante, para controlar a potência seria necessário atuar tanto em i_{α} quanto em i_{β} , enquanto no novo referencial é necessário controlar apenas i_{d_1} , sem interferência de i_{q_1} .

O preço a ser pago pela simplificação é a necessidade de obter as grandezas nas coordenadas d_1q_1 , ou seja, obter o ângulo entre o eixo α e d_1 na Figura 4.3a e depois de obtida a ordem de controle, converter as grandezas para suas coordenadas



(a) Um referencial baseado no vetor tensão e outro no vetor fluxo.

(b) Componentes de um vetor em um referencial.

Figura 4.3: Exemplo do uso do controle vetorial.

originais e aplicá-las como referências, em tempo-real.

A Figura 4.4 ilustra o algoritmo do sistema de controle vetorial para qualquer orientação utilizando reguladores PI.

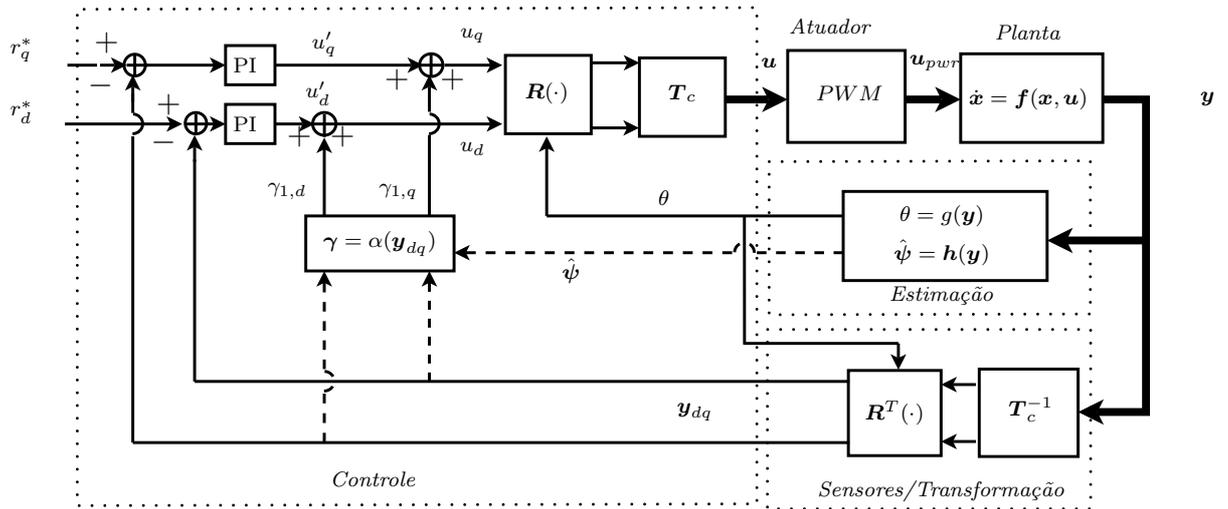


Figura 4.4: Diagrama do controle vetorial para um caso geral.

O algoritmo de controle pode ser resumido em:

1. estimar o ângulo da grandeza o qual se deseja expressar o modelo (bloco *Estimação*);
2. obter as variáveis medidas no referencial desejado (bloco *Sensores/Transformação*);
3. utilizar uma estrutura de controle com o objetivo de regular e/ou rastrear um dado sinal de referência (potência, torque, fluxo);

4. estimar e desacoplar possíveis perturbações, eliminar termos indesejados por linearização por realimentação e/ou *controle feedforward*;
5. reverter as variáveis para o referencial original; e
6. enviar as referências no referencial original para um atuador;

A seguir serão apresentadas as estratégias de controle vetorial para o conversor do lado da rede e para o conversor do lado da máquina.

4.2 Controle do Conversor do Lado do Rotor

As duas orientações mais utilizadas para o controle vetorial do GIDA são as alinhadas ao vetor fluxo magnético do estator (ψ_s) e ao vetor tensão de estator/tensão da rede (\mathbf{v}_s) ([2, 11]).

No referencial alinhado ao vetor espacial tensão do estator, o DFIG opera como um gerador fornecendo ou sendo alimentado por uma tensão contante. Dessa forma, a tensão e a corrente do estator são variáveis dadas (operação com rede interligada) ou controladas (operação ilhada).

Os objetivos do conversor do lado do rotor são:

1. regulação das correntes do rotor (no referencial dq) e compensação das forças-eletromotrizes ² e fluxo do estator; e
2. regulação da potência ativa/velocidade de escorregamento/torque eletromagnético (eixo q) e do controle de tensão/potência reativa (eixo d).

Neste capítulo será discutido apenas o primeiro objetivo, os seguintes no próximo.

4.2.1 Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo de Estator

De acordo com [2], a estratégia clássica para o controle do conversor do lado da máquina é baseada na orientação pelo fluxo de estator (SFO), sendo utilizada em [39, 53, 54, 65].

Para demonstrar o princípio do desacoplamento das potências, repete-se por conveniência o modelo eletromagnético da máquina para estudos de estabilidade

²Tensões ocorridas pela variação da velocidade do fluxo, também chamadas de tensões elétricas de velocidade, em inglês *speed voltages*[8].

dado pelas equações:

$$\mathbf{v}_{s,dq} = r_s \mathbf{i}_{s,dq} + \omega_e \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_{s,dq}^e \quad (4.3)$$

$$\mathbf{v}'_{r,dq} = r'_r \mathbf{i}'_{r,dq} + s \omega_e \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}'_{r,dq} + \dot{\boldsymbol{\psi}}'_{r,dq} \quad (4.4)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{s,dq} = L_s \mathbf{i}_{s,dq} + L_m \mathbf{i}'_{r,dq} \quad (4.5)$$

$$\boldsymbol{\psi}'_{r,dq} = L'_r \mathbf{i}'_{r,dq} + L_m \mathbf{i}_{s,dq} \quad (4.6)$$

No capítulo 3 foi demonstrado que as potências ativa e reativa do estator são expressas por:

$$p_s = \mathbf{v}_{s,dq}^T \mathbf{i}_{s,dq} = v_{s,d} i_{s,d} + v_{s,q} i_{s,q} \quad (4.7)$$

$$q_s = \mathbf{v}_{s,dq}^T \mathbf{J} \mathbf{i}_{s,dq} = v_{s,q} i_{s,d} - v_{s,d} i_{s,q} \quad (4.8)$$

Caso as tensões e correntes sejam representadas em um referencial alinhado com o fluxo de estator, de tal maneira que o vetor fluxo de estator seja igual a $\|\boldsymbol{\psi}_{s,dq}\|(1,0)$, então a equação 3.22 se torna:

$$\|\boldsymbol{\psi}_{s,dq}\| \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} = L_s \mathbf{i}_{s,dq}^\psi + L_m \mathbf{i}'_{r,dq} \quad (4.9)$$

o que implica em:

$$i_{s,d}^\psi = \frac{1}{L_s} \|\boldsymbol{\psi}_{s,dq}\| - \frac{L_m}{L_s} i'_{r,d} \quad (4.10)$$

$$i_{s,q}^\psi = -\frac{L_m}{L_s} i'_{r,q} \quad (4.11)$$

Como as potências são invariantes, no referencial alinhado com o fluxo de estator:

$$p_{s,a} = -\omega_e \boldsymbol{\psi}_{s,dq}^{\psi T} \mathbf{J} \mathbf{i}_{s,dq}^\psi = \omega_e \|\boldsymbol{\psi}_{s,dq}\| i_{s,q} \quad (4.12)$$

$$q_s = \omega_e \boldsymbol{\psi}_{s,dq}^{\psi T} \mathbf{i}_{s,dq}^\psi = \omega_e \|\boldsymbol{\psi}_{s,dq}\| i_{s,d} \quad (4.13)$$

Se a resistência do estator for desprezada, então $\|\boldsymbol{\psi}_{s,dq}\| = \frac{1}{\omega_e} \|\mathbf{v}_{s,dq}\|$. Substituindo as equações 4.10 e 4.11 nas equações 4.12 e 4.13, obtém-se as expressões de potências ativa e reativa desacopladas e em função das correntes do rotor:

$$p_{s,a} = -\frac{L_m}{L_s} \|\mathbf{v}_{s,dq}\| i'_{r,q} \quad (4.14)$$

$$q_s = \frac{1}{\omega_e L_s} \|\mathbf{v}_{s,dq}\|^2 - \frac{L_m}{L_s} \|\mathbf{v}_{s,dq}\| i'_{r,d} \quad (4.15)$$

Assumindo uma tensão de terminal constante com valor $V_t := \|\mathbf{v}_{s,dq}\|$, as equações 4.14 e 4.15 mostram que é possível controlar as potências ativa e reativa de maneira independente caso seja possível controlar as correntes de rotor no referencial alinhado com o fluxo magnético de estator.

4.2.2 Controle Vetorial Orientado pela Tensão do Estator

Na seção 4.2.1 foi apresentada a estratégia de controle das correntes do rotor por meio do controle vetorial orientado pelo fluxo magnético de estator. Entretanto, há uma variação que utiliza a orientação alinhada à componente de quadratura da tensão da rede, chamada de orientação pela tensão de estator (SVO) ou orientação pelo fluxo do sistema [2, 25, 57].

A diferença básica entre as duas é que no referencial com SFO o fluxo magnético de estator é dado por:

$$\boldsymbol{\psi}_{s,dq}^{\psi} = \|\boldsymbol{\psi}_s\| \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

e no referencial com SVO a tensão de estator é dada por:

$$\mathbf{v}_{s,dq}^v = \|\mathbf{v}_s\| \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

A equação 3.9 descreve para qualquer orientação (desde que possua velocidade síncrona) a relação entre o fluxo de estator e a tensão de estator, dada por:

$$\mathbf{v}_{s,dq}^a = \omega_e \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_{s,dq}^a + r_s \mathbf{i}_{s,dq}^a + \dot{\boldsymbol{\psi}}_{s,dq}^a \quad (4.18)$$

Ao desprezar a queda de tensão provocada pela resistência de estator, assim como a variação da amplitude do fluxo de estator, a equação (4.18) se torna:

$$\mathbf{v}_{s,dq}^a = \omega_e \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_{s,dq}^a \quad (4.19)$$

Adotando qualquer uma das duas orientações e representando a equação 4.19 no referencial escolhido, constata-se que ambas são iguais com as aproximações realizadas acima, como ilustrado na Figura 4.5 .

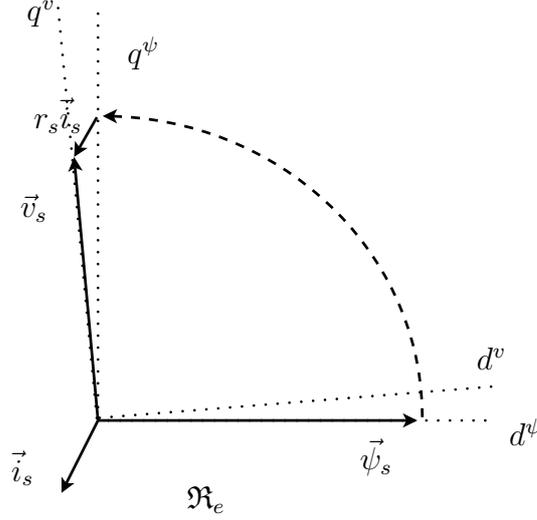


Figura 4.5: Relações entre as orientações (convenção gerador).

4.2.3 Cálculo das Referências

As equações 4.14 e 4.15 descrevem a relação entre as potências ativa e reativa do estator da máquina com as correntes de rotor de eixo direito e quadratura no referencial alinhado com o fluxo de estator. Estas são repetidas a seguir por conveniência:

$$p_{s,a} \approx -\frac{L_m}{L_s} \|\mathbf{v}_{s,dq}\| i_{r,q}^\psi \quad (4.20)$$

$$q_s \approx \frac{1}{\omega_e L_s} \|\mathbf{v}_{s,dq}\|^2 - \frac{L_m}{L_s} \|\mathbf{v}_{s,dq}\| i_{r,d}^\psi \quad (4.21)$$

Rearranjando-as é possível obter as referências de corrente necessárias para um dado despacho de potências ativa e reativa:

$$i_{r,d}^\psi = \frac{\|\mathbf{v}_{s,dq}\|}{\omega_e L_m} - \frac{L_s}{L_m} \frac{q_s}{\|\mathbf{v}_{s,dq}\|} \quad (4.22)$$

$$i_{r,q}^\psi = -\frac{L_s}{L_m} \frac{p_{s,a}}{\|\mathbf{v}_{s,dq}\|} \quad (4.23)$$

Na equação 4.22 pode-se notar que há dois termos no lado direito da igualdade. Segundo [49], o termo proporcional à tensão terminal é responsável pela magnetização da máquina, enquanto o termo restante é responsável pelo fluxo de potência reativa.

4.2.4 Controle das Correntes de Rotor

A referência clássica descrevendo o controle das malhas de corrente aplicadas em SCEE com o GIDA se encontra em [39] e as referências clássicas de casos de aplicação

do sistema proposto são encontradas em [53] e [54]. Grande parte da literatura se baseia na estrutura de controle apresentada nos trabalhos citados. Embora estes utilizem o controle vetorial com SFO, atualmente a SVO é a orientação mais utilizada [2].

Nesta seção será apresentada a estrutura de controle clássica com a SVO e alguns detalhes de implementação. São omitidos os apóstrofes para grandezas do rotor referenciadas pelo estator e o subscrito dq para simplicidade de notação.

Rearranjando as equações 3.22 e 3.23, é possível relacionar os fluxos magnéticos e eliminar a corrente de estator de forma que:

$$\boldsymbol{\psi}_r^v = \frac{L_m}{L_s} \boldsymbol{\psi}_s^v + \sigma L_r \dot{\mathbf{i}}_r^v \quad (4.24)$$

Substituindo 4.24 em 3.21 representada no referencial alinhado à tensão de estator obtém-se:

$$\mathbf{v}_r^v = r_r \dot{\mathbf{i}}_r^v + s\omega_e \mathbf{J} \left(\frac{L_m}{L_s} \boldsymbol{\psi}_s^v + \sigma L_r \dot{\mathbf{i}}_r^v \right) + \left(\frac{L_m}{L_s} \dot{\boldsymbol{\psi}}_s^v + \sigma L_r \frac{d\{\dot{\mathbf{i}}_r^v\}}{dt} \right) \quad (4.25)$$

que pode ser rearranjada na forma a seguir:

$$\begin{aligned} \sigma L_r \frac{d\{\dot{\mathbf{i}}_r^v\}}{dt} &= -r_r \dot{\mathbf{i}}_r^v - s\omega_e \mathbf{J} \sigma L_r \dot{\mathbf{i}}_r^v - s\omega_e \mathbf{J} \frac{L_m}{L_s} \boldsymbol{\psi}_s^v - \frac{L_m}{L_s} \dot{\boldsymbol{\psi}}_s^v + \mathbf{v}_r^v \\ \frac{d\{\dot{\mathbf{i}}_r^v\}}{dt} &= -\frac{r_r}{\sigma L_r} \dot{\mathbf{i}}_r^v - s\omega_e \mathbf{J} \dot{\mathbf{i}}_r^v - s\omega_e \mathbf{J} \frac{L_m}{\sigma L_r L_s} \boldsymbol{\psi}_s^v - \frac{L_m}{\sigma L_r L_s} \dot{\boldsymbol{\psi}}_s^v + \frac{1}{\sigma L_r} \mathbf{v}_r^v \\ \frac{d\{\dot{\mathbf{i}}_r^v\}}{dt} &= -\frac{r_r}{\sigma L_r} \dot{\mathbf{i}}_r^v - s\omega_e \mathbf{J} \dot{\mathbf{i}}_r^v - s\omega_e \mathbf{J} \frac{(1-\sigma)}{\sigma L_m} \boldsymbol{\psi}_s^v - \frac{(1-\sigma)}{\sigma L_m} \dot{\boldsymbol{\psi}}_s^v + \frac{1}{\sigma L_r} \mathbf{v}_r^v \end{aligned} \quad (4.26)$$

Tanto em [39] quanto em [53], o termo proporcional à variação de fluxo do estator é desprezado, uma consideração razoável para aerogeradores ligados em um sistema forte sob regime permanente senoidal.

Essa hipótese já foi utilizada para o desenvolvimento de um modelo para estudos de estabilidade transitória no capítulo 3 e é geralmente interpretada como "desprezar os transitórios da rede" [37], pois estes ocorrem em uma escala de tempo muito menor que a dos fenômenos eletromecânicos.

Os termos proporcionais ao escorregamento são considerados como perturbações, em especial o termo proporcional ao fluxo de estator $\boldsymbol{\psi}_s$ como uma perturbação de carga. Em [39] seus efeitos são compensados por meio de estruturas *feedforward*.

Em [53] os termos indesejados são tratados por meio de termos de compensação na lei de controle da forma:

$$\mathbf{v}_r^v = \mathbf{u}_r + \hat{\sigma} \hat{L}_r \hat{s} \omega_e \mathbf{J} \dot{\mathbf{i}}_r^v + \hat{\sigma} \hat{L}_r \hat{s} \omega_e \frac{(1-\hat{\sigma})}{\hat{\sigma} \hat{L}_m} \mathbf{J} \hat{\boldsymbol{\psi}}_s^v \quad (4.27)$$

resultando num sistema:

$$\begin{aligned} \frac{d\{\mathbf{i}_r^v\}}{dt} = & -\frac{r_r}{\sigma L_r} \mathbf{i}_r^v - \omega_e \left(s - \frac{\hat{\sigma} \hat{L}_r}{\sigma L_r} \hat{s} \right) \mathbf{J} \mathbf{i}_r^v \\ & - \omega_e \mathbf{J} \left(s \frac{(1-\sigma)}{\sigma L_m} \boldsymbol{\psi}_s^v - \frac{\hat{\sigma} \hat{L}_r}{\sigma L_r} \hat{s} \frac{(1-\hat{\sigma})}{\hat{\sigma} \hat{L}_m} \hat{\boldsymbol{\psi}}_s^v \right) + \frac{\mathbf{u}_r}{\sigma L_r} \end{aligned} \quad (4.28)$$

Os termos de compensação são dependentes dos parâmetros do gerador e do conhecimento do escorregamento. Além disso, o cancelamento do termo proporcional ao fluxo de estator ($\boldsymbol{\psi}_s$) só ocorre para a SFO. Na SVO o cancelamento é aproximado em função da resistência de estator.

Supondo o conhecimento dos parâmetros e cancelamento perfeito das perturbações, o sistema se torna:

$$\frac{d\{\mathbf{i}_r^v\}}{dt} = -\frac{r_r}{\sigma L_r} \mathbf{i}_r^v + \frac{1}{\sigma L_r} \mathbf{u}_r \quad (4.29)$$

um sistema linear de segunda ordem MIMO, estável e desacoplado.

Em [53] o controle para o subsistema linear é realizado por controladores PI discretos no tempo. Os conversores foram modelados como um duplo atraso e os parâmetros do controlador definidos com base nas características de desempenho desejadas do sistema realimentado.

Em [58] foi utilizada realimentação de estado sob o nome de "resistência ativa" para aumentar o amortecimento do sistema em conjunto com o ajuste por IMC [1]. Os autores usaram estimadores para a compensação dos termos não-lineares e realizam comparações acerca do uso de compensação *feedforward*.

Em [13] foi empregada a orientação SVO aplicando o método de ajuste da parte linear semelhante ao utilizado em [53], mas com controladores PI contínuos no tempo em conjunto com estratégias de compensação semelhantes às realizadas [57]. Em seguida foi elaborada uma análise da estabilidade com base nos autovalores e a sensibilidade destes com os ganhos e parâmetros da máquina considerando a dinâmica dos enrolamentos do estator.

Em [9] foram utilizados controladores PI e sua sintonia realizada com base na análise da resposta frequencial dos sistemas de primeira ordem. A mesma estratégia de compensação dos termos adicionais aplicada em [53] foi adotada.

Em [84] é utilizado um método de otimização para a sintonia simultânea das malhas do SCEE completo, incluindo as malhas de regulação de corrente. Essa estratégia é semelhante à empregada por diversos autores que utilizaram técnicas como algoritmos genéticos [78], entre outras técnicas evolutivas [83], para o ajuste do sistema por completo visando reduzir as sobretensões e sobrecorrentes nos conversores

de ambos os lados.

No capítulo 6 são apresentados critérios de desempenho para o controle do sistema, a sintonia do controlador e resultados de simulação.

4.3 Controle do Conversor do Lado do Sistema

O controle vetorial é a técnica mais utilizada para o controle do conversor do lado do sistema, embora existam trabalhos onde se utiliza o controle direto de potência (*direct power control*, DPC) [11].

As orientações típicas para o controle vetorial do conversor da rede são: a alinhada com o vetor tensão de estator e a alinhada com o vetor tensão do sistema [2, 11, 39, 53, 62, 65]. Dependendo da configuração da rede e/ou do estudo as duas se tornam equivalentes.

4.3.1 Controle Vetorial Orientado pela Tensão do Estator

O controle vetorial orientado pela tensão do estator consiste em obter uma representação do sistema com eixo direto em fase com a tensão do estator [11]. Entretanto, neste trabalho será utilizada a orientação com o eixo em quadratura alinhado com a tensão do estator.

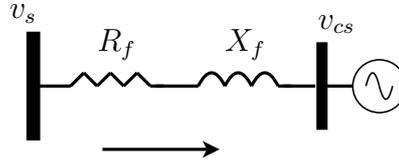


Figura 4.6: Conexão do conversor do lado do sistema à barra terminal do gerador.

A Figura 4.6 ilustra a conexão do conversor do lado do sistema com a tensão terminal. A partir deste circuito é possível expressar a relação entre a tensão terminal e a tensão do conversor no referencial síncrono³:

$$\mathbf{v}_{s,dq}^e = \mathbf{R}_{cs,dq} \mathbf{i}_{cs,dq}^e + \omega_e \mathbf{J} \mathbf{L}_{cs,dq} \mathbf{i}_{cs,dq}^e + \mathbf{L}_{cs,dq} \frac{d\{\mathbf{i}_{cs,dq}^e\}}{dt} + \mathbf{v}_{cs,dq}^e \quad (4.30)$$

Para expressá-la no referencial alinhado à tensão de estator se utiliza a relação abaixo:

$$\|\mathbf{v}_{s,dq}^v\| \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \mathbf{R}^T (\delta_v - \delta_e) (\mathbf{v}_{s,dq}^e) \quad (4.31)$$

³Supondo sistema equilibrado, em ligação estrela e consequentemente desprezando a componente de sequência zero.

onde δ_e é o ângulo da barra de referência do sistema e considera-se que $\delta_e = 0^\circ$, sem perda de generalidade.

Portanto, obtendo δ_s (em RPS é o ângulo da tensão da barra), transforma-se a equação 4.30 em :

$$\|\mathbf{v}_{s,dq}^v\| \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \mathbf{R}_{cs,dq} \mathbf{i}_{cs,dq}^v + \omega_e \mathbf{J} \mathbf{L}_{cs,dq} \dot{\mathbf{i}}_{cs,dq}^v + \mathbf{L}_{cs,dq} \frac{d\{\mathbf{i}_{cs,dq}^e\}}{dt} + \mathbf{v}_{cs,dq}^v \quad (4.32)$$

Dado que a dinâmica da rede pode ser considerada instantânea e que as resistências são desprezíveis, a equação 4.32 se torna:

$$\|\mathbf{v}_{s,dq}^v\| \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \omega_e \mathbf{J} \mathbf{L}_{cs,dq} \dot{\mathbf{i}}_{cs,dq}^v + \mathbf{v}_{cs,dq}^v \quad (4.33)$$

Com o controle vetorial, é possível controlar as potências ativa e reativa do GIDA de maneira desacoplada. Sejam as expressões para as potências ativa e reativa injetadas na barra do conversor:

$$p_{cs} = (\mathbf{i}_{cs,dq}^v)^T \mathbf{v}_{cs,dq}^v \quad (4.34)$$

$$q_{cs} = -(\mathbf{i}_{cs,dq}^v)^T \mathbf{J} \mathbf{v}_{cs,dq}^v \quad (4.35)$$

Ao converter suas coordenadas para o referencial alinhado à tensão de estator, estas se tornam:

$$p_{s,cs} = (\mathbf{i}_{cs,dq}^v)^T \mathbf{v}_{s,dq}^v = \|\mathbf{v}_{s,dq}^v\| i_{cs,q}^v \quad (4.36)$$

$$q_{s,cs} = -(\mathbf{i}_{cs,dq}^v)^T \mathbf{J} \mathbf{v}_{s,dq}^v = q_L - \|\mathbf{v}_{s,dq}^v\| i_{cs,d}^v \quad (4.37)$$

onde q_L é o consumo de potência reativa do transformador que liga o conversor VSC à barra terminal.

O controlador para o conversor do lado do sistema possui estrutura semelhante a do controle do conversor do lado da máquina.

Como a dinâmica da rede foi desprezada, assume-se que malhas de corrente do conversor do lado do sistema seguem uma referência de corrente de maneira instantânea (comportando-se como fontes de corrente controladas). O único termo a ser compensado por linearização é a tensão de estator.

Dessa forma é proposta uma lei de controle do tipo:

$$\mathbf{v}_{cs,dqref}^v = - \left(x_{cs} \mathbf{J} \mathbf{r} - \|\mathbf{v}_{s,dq}^v\| \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \right) \quad (4.38)$$

supondo que $\omega_e \mathbf{L}_{cs,dq} = \text{diag}(x_{cs})$, pois $\omega_e \approx 1$. O termo \mathbf{r} representa as referências das correntes direta e quadratura do CLR (que são alcançadas instantaneamente).

E a relação entre as referências e as correntes é dada por:

$$\mathbf{r} = \mathbf{i}_{cs,dq}^v \quad (4.39)$$

4.4 Estabilidade da Orientação

Como discutido anteriormente e proposto no capítulo 3 é prática comum na análise da estabilidade transitória de sistemas elétricos de larga escala desprezar a dinâmica dos circuitos do estator de máquinas elétricas de grande porte[37]. Tal prática tem como argumento base que a dinâmica da rede deve ser modelada de acordo para que os resultados obtidos sejam coerentes com um experimento real.

Para o caso de máquinas de indução duplamente alimentadas um certo cuidado deve ser tomado com os valores dos ganhos dos controladores das correntes de rotor. Como discutido em [16, 42, 57], os ajustes dos controladores que garantem uma largura de banda muito alta podem aproximar o sistema da instabilidade. O fenômeno será discutido sucintamente a seguir. Para uma descrição detalhada sobre o assunto recomenda-se a leitura de [2, 42, 56].

4.4.1 Análise Simplificada

Em [16] são propostas as seguintes simplificações:

- controle das malhas de corrente instantâneo, *i.e.* uma referência de corrente é rastreada instantaneamente;
- orientação ideal e instantânea; e
- o controle de velocidade é desprezado em função da sua dinâmica atuar em escala de tempo muito distante.

Com base nessas considerações, as equações 3.16, 3.17, 3.18 e 3.19 com SFO se tornam:

$$\mathbf{v}_{s,dq}^\psi = r_s \mathbf{i}_{s,dq}^\psi + (\dot{\delta} + \omega_e) \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_{s,dq}^\psi + \dot{\boldsymbol{\psi}}_{s,dq}^\psi \quad (4.40)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{s,dq}^\psi = L_s \mathbf{i}_{s,dq}^\psi + L_m \mathbf{i}_{r,dq}^\psi \quad (4.41)$$

$$\dot{\omega}_r = -\frac{1}{2H} \frac{L_m}{L_s} \boldsymbol{\psi}_{s,d}^\psi \mathbf{i}_{r,q}^\psi - \frac{T_m}{2H} \quad (4.42)$$

A relação entre a tensão e o fluxo de estator é dada por:

$$\|\mathbf{v}_{s,dq}\| \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} = \mathbf{R}(\delta_v - \delta_\psi)(\mathbf{v}_{s,dq}^\psi) \quad (4.43)$$

$$\mathbf{v}_{s,dq}^\psi = \|\mathbf{v}_{s,dq}\| \begin{bmatrix} -\sin(\delta_v - \delta_\psi) \\ \cos(\delta_v - \delta_\psi) \end{bmatrix} = \|\mathbf{v}_{s,dq}\| \begin{bmatrix} \cos(\delta) \\ -\sin(\delta) \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

Omitindo o sobrescrito ψ , temos:

$$\dot{\psi}_{s,d} = -\frac{r_s}{L_s}\psi_{s,d} + \frac{r_s L_m}{L_s}i_{r,d} + \|\mathbf{v}_{s,dq}\| \cos(\delta) \quad (4.45)$$

$$0 = -\frac{r_s L_m}{L_s}i_{r,q} + (\dot{\delta} + \omega_e)\psi_{s,q} - \|\mathbf{v}_{s,dq}\| \sin(\delta) \quad (4.46)$$

$$\dot{\omega}_r = -\frac{1}{2H} \frac{L_m}{L_s} \psi_{s,d} \dot{i}_{r,q} - \frac{T_m}{2H} \quad (4.47)$$

e, reescrevendo no formato de equação de estado temos:

$$\dot{x}_1 = a_1 x_1 + b_1 u_1 + \gamma \cos(x_2) \quad (4.48)$$

$$\dot{x}_2 = b_2 \frac{u_2}{x_1} - \frac{\gamma}{x_1} \sin(x_2) \quad (4.49)$$

$$\dot{x}_3 = b_3 x_1 u_2 + b_4 u_3 \quad (4.50)$$

Como o estado da equação 4.50 não influencia os demais (consequência das hipóteses iniciais), o sistema se torna:

$$\dot{x}_1 = a_1 x_1 + b_1 u_1 + \gamma \cos(x_2) \quad (4.51)$$

$$\dot{x}_2 = b_2 \frac{u_2}{x_1} - \frac{\gamma}{x_1} \sin(x_2) \quad (4.52)$$

com pontos de equilíbrio:

$$\mathbf{x} := (x_1, x_2) \quad (4.53)$$

$$\mathbf{x} = \left(x_1^*, -\arctan\left(\frac{b_2 u_2}{a_1 x_1^* + b_1 u_1}\right) \right), \quad (b_1 u_1 + a_1 x_1)^2 + (b_2 u_2)^2 = \gamma \quad (4.54)$$

Sua linearização em torno da origem se torna:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} a_1 & \gamma \sin(x_2^*) \\ -\frac{b_2 u_2}{(x_1^*)^2} + \gamma \frac{\sin(x_2^*)}{(x_1^*)^2} & -\gamma \frac{\cos(x_2^*)}{x_1^*} \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & \frac{b_2}{x_1^*} \end{bmatrix} \mathbf{u} \quad (4.55)$$

O polinômio característico do sistema linearizado é dado por:

$$p(\lambda) = \lambda^2 + \left(a_1 - \gamma \frac{\cos(x_2^*)}{x_1^*} \right) \lambda + \left[-a_1 \gamma \frac{\cos(x_2^*)}{x_1^*} - \gamma \sin(x_2^*) \left(-\frac{b_2 u_2}{(x_1^*)^2} + \gamma \frac{\sin(x_2^*)}{(x_1^*)^2} \right) \right] \quad (4.56)$$

e a parte real dos seus polos é dada por:

$$-\frac{a_1}{2} + \gamma \frac{\cos(x_2^*)}{2x_1^*} \quad (4.57)$$

A partir desse resultado o autor estabelece uma condição crítica para a estabilidade do sistema a partir de um regime semi-estático dada por:

$$x_1^* \geq -\frac{b_1 u_1}{2a_1} \quad (4.58)$$

ou

$$\psi_{s,d} \geq \frac{L_m i_{r,d}}{2} \quad (4.59)$$

Em [2] a relação é reescrita nas formas:

$$i_{r,d} \leq \frac{2 \|\mathbf{v}_{s,dq}\|}{L_m \omega_e} \quad (4.60)$$

e

$$Q_s \leq -\frac{2 \|\mathbf{v}_{s,dq}\|^2}{L_s \omega_e} \quad (4.61)$$

com a interpretação física que a SFO impõe um limite máximo ao fornecimento de potência reativa ao sistema e à corrente de rotor de eixo direto.

Em [57] é demonstrado que a SVO não sofre do mesmo problema e, neste trabalho, não será apresentada a demonstração.

Em [42] não são realizadas hipóteses como as utilizadas acima e os autores demonstram que há um acoplamento inerente entre a dinâmica do rotor e do estator

que pode deslocar os polos do estator para o semiplano lateral direito dependendo dos parâmetros dos reguladores das correntes de rotor. Para uma discussão detalhada sobre o assunto recomenda-se a leitura de [42] e [13].

4.5 Conclusões

Sistemas de conversão de energia eólica com velocidade variável podem obter mais energia dos ventos por meio do controle da velocidade de seus rotores.

O controle de máquinas CA por meio do controle vetorial permite desacoplamento das potências ativa e reativa enquanto a orientação for bem sucedida.

Há basicamente duas orientações utilizadas para o controle da máquina: a SFO e a SVO. Em regime permanente essas são equivalentes, caso seja desprezada a resistência de estator.

Na SVO a potência ativa se torna proporcional à corrente de eixo em quadratura e a potência reativa se torna proporcional à corrente em eixo direto.

É possível operar a máquina com fator de potência unitário, caso o rotor forneça a potência reativa necessária para a magnetização da máquina.

Além da necessidade de manter a orientação em tempo-real, o controle das correntes do lado da máquina necessita compensar os termos proporcionais ao escorregamento, em especial os termos proporcionais ao fluxo de estator que são altamente influenciados pelas condições do sistema elétrico ao qual o aerogerador está interligado.

O sistema de controle das correntes dos conversores do lado da rede pode ser modelado como instantâneo, comportando-se de maneira semelhante a fontes de corrente controladas.

No próximo capítulo serão apresentadas as estratégias de controle para as malhas externas do SCEE.

Capítulo 5

Sistema de Controle do SCEE

Nos capítulos 2 e 4 foram apresentados respectivamente os sistemas de controle do ângulo de passo da turbina e das correntes de eixo direto e quadratura do rotor. Em [53] a referência para a corrente de quadratura é fornecida por um regulador de velocidade para fins de se obter a extração máxima de potência. No trabalho não há proposta para o controle de potência reativa.

O alto grau de penetração de SCEEs nos sistemas elétricos motivou a adoção de critérios de integração mais rígidos. Embora sistemas como o desenvolvido em [53] apresentem bom desempenho em aplicações isoladas, para sistemas interligados em grande escala não é suficiente tratar um conjunto de aerogeradores como uma carga negativa, e portanto algum tipo de controle das potências deve existir [64].

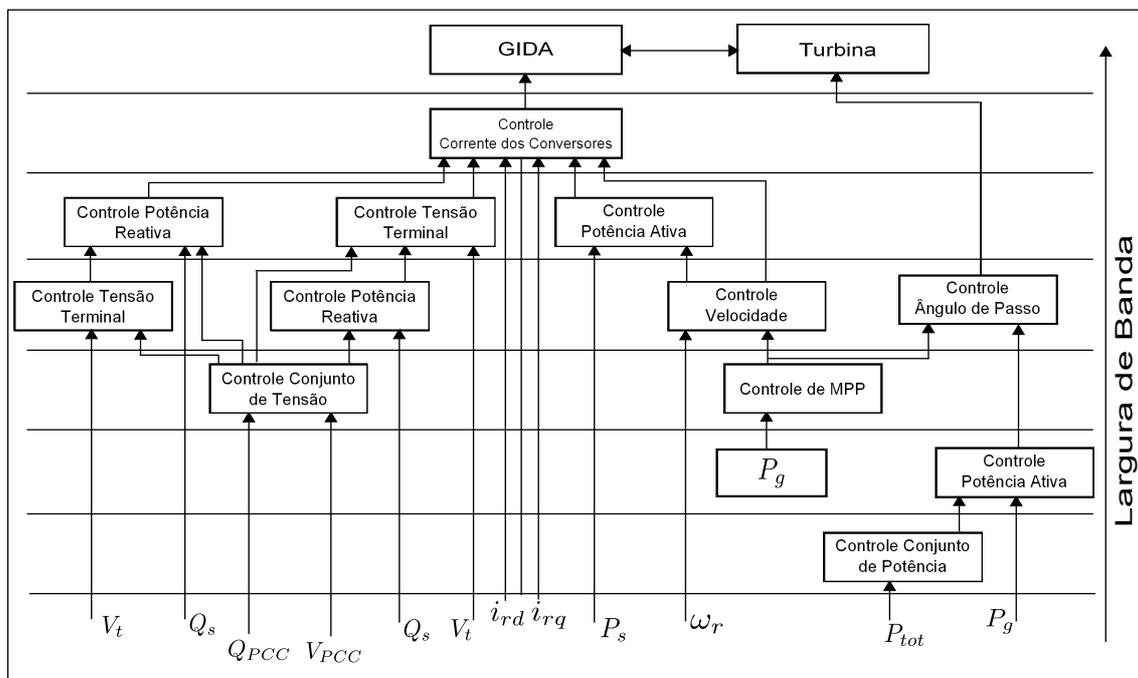


Figura 5.1: Diversas configurações de controle de um SCEE.

A Figura 5.1 apresenta algumas combinações de sistemas de controle de um

SCEE encontradas na literatura. Esta seção descreve parte destas combinações que possibilitem integrá-lo ao sistema de potência de maneira compatível com os códigos e procedimentos de rede.

5.1 Controle das Potências Ativa e Reativa do Estator

No capítulo 4 foi demonstrado que tanto na SFO quanto na SVO a relação entre as correntes de rotor e as potências ativa e reativa de estator são aproximadas.

As expressões que relacionam as potências ativa e reativa com as correntes de rotor no referencial dq são repetidas aqui por conveniência:

$$p_{s,a} \approx -\frac{L_m}{L_s} \|\mathbf{v}_{s,dq}\| i_{r,q} \quad (5.1)$$

$$q_s \approx \frac{1}{\omega_e L_s} \|\mathbf{v}_{s,dq}\|^2 - \frac{L_m}{L_s} \|\mathbf{v}_{s,dq}\| i_{r,d} \quad (5.2)$$

Na literatura há duas maneiras de implementar o controle das potências ativa e reativa do GIDA: gerando as referências de potências em malha aberta ([2, 25, 49, 53]) e obtendo as referências das potências por reguladores em malha fechada ([4, 62, 74, 82]).

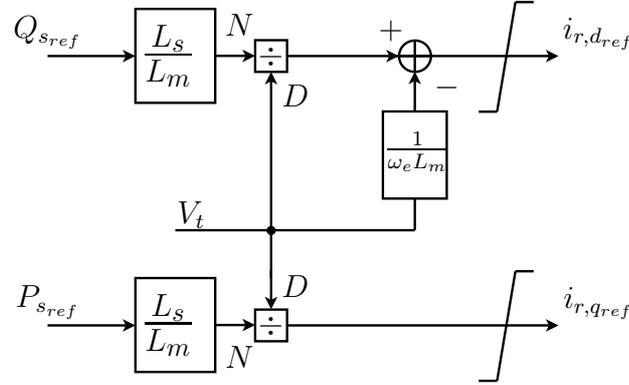


Figura 5.2: Cálculo das referências de corrente a partir das referências de potência.

Por meio das expressões 4.22 e 4.23, repetidas abaixo por conveniência, são obtidas as referências de corrente necessárias para satisfazer as ordens de potências ativa e reativa do GIDA (Figura 5.2).

$$i_{r,d} = \frac{\|\mathbf{v}_{s,dq}\|}{\omega_e L_m} - \frac{L_s}{L_m} \frac{q_s}{\|\mathbf{v}_{s,dq}\|} \quad (5.3)$$

$$i_{r,q} = -\frac{L_s}{L_m} \frac{p_{s,a}}{\|\mathbf{v}_{s,dq}\|} \quad (5.4)$$

Esta abordagem apresenta simplicidade e resposta rápida para as referências das potências. Porém é muito dependente dos parâmetros da máquina e das condições de operação, além de estar suscetível a erros em regime permanente.

Ao se utilizar compensadores PI para regular as potências ativa e reativa, as saídas dos controladores são utilizadas como referência para os reguladores das correntes de rotor como ilustrado na Figura 5.3. Nesta topologia, o sistema consegue compensar erros advindos de perdas estáticas não modeladas (*e.g.* consumo de Q de transformadores no parque e perdas ôhmicas)[41]. No capítulo 4 é descrito que o termo $\frac{\|\mathbf{v}_{s,dq}\|}{\omega_e L_m}$ é a corrente de magnetização necessária para a operação da máquina. Se a corrente de magnetização puder ser modelada como uma perturbação constante, então um regulador de potência reativa com parte integral se torna capaz de compensar seu efeito em Q_s quando em malha fechada [74].

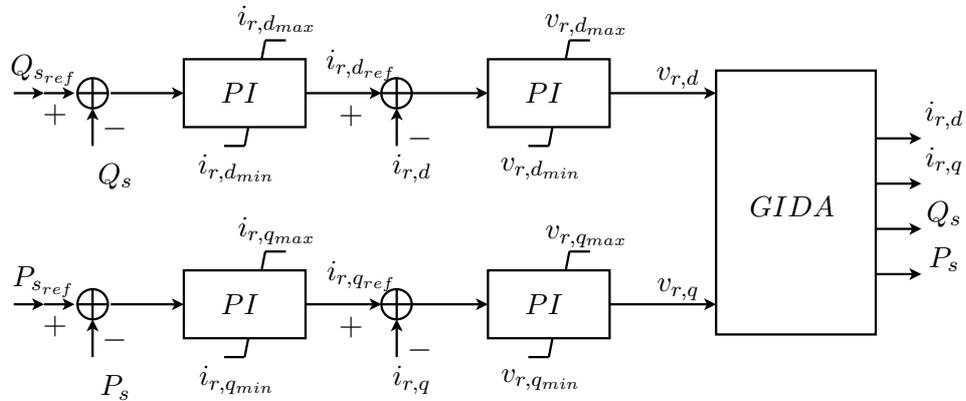


Figura 5.3: Malhas de controle dos reguladores das potências do GIDA.

5.2 Controle de Tensão pelo Conversor do Rotor

Segundo [40] há basicamente cinco filosofias de controle de tensão/potência reativa para o GIDA (Figura 5.4):

- a) controle de potência reativa em cascata com controle de tensão [35];
- b) controle de tensão em cascata com controle de potência reativa[5, 62];
- c) controle de potência reativa[74, 82] ;
- d) controle de tensão[25, 48, 49]; e
- e) apenas controle das correntes do rotor [53]

Em [25] e [49] é proposta apenas uma malha de controle da tensão terminal por meio de blocos de geração de referências de corrente de rotor e apenas um regulador PI (Figura 5.5).

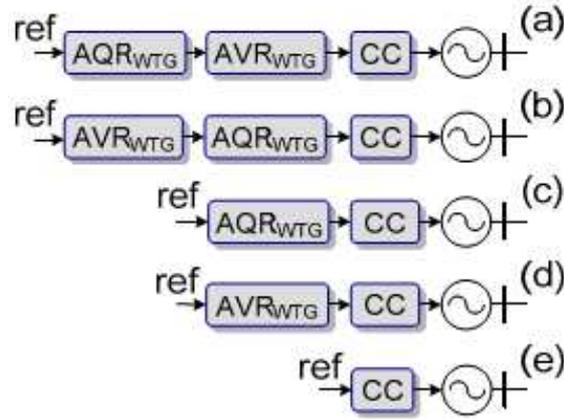


Figura 5.4: Esquemas de Controle de Tensão e Potência Reativa, retirado de [40].

Em [5, 62] foi proposta uma estrutura de controle que adiciona a malha de potência reativa mais um regulador PI para atingir a referência de tensão terminal, como pode ser visto na Figura 5.6.

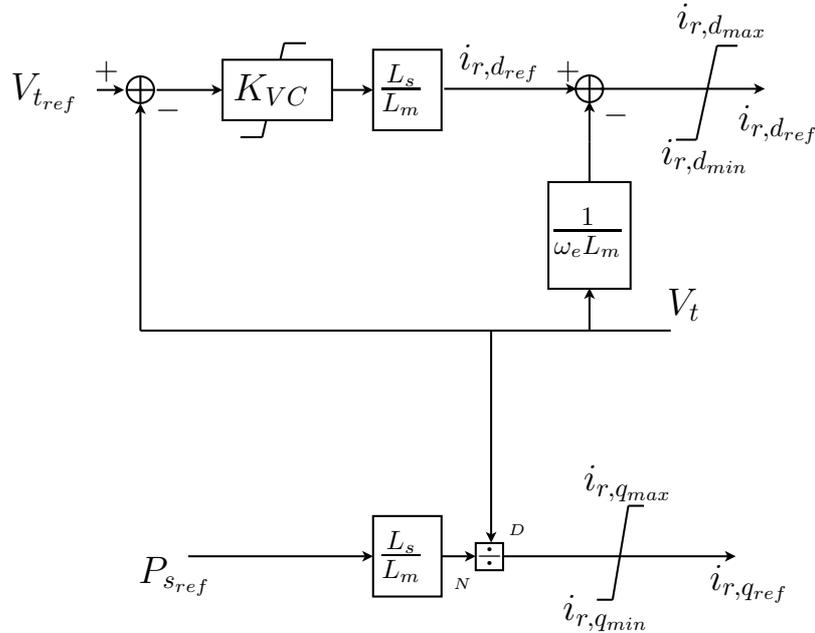


Figura 5.5: Proposta de GIDA com controle rápido de tensão terminal.

Há ainda propostas de reguladores de tensão que utilizam o ganho proporcional em série com atraso de primeira ordem, com filtro de medição de primeira ordem no valor medido de tensão [41].

A discussão sobre o sistema de controle de tensão e potência reativa envolve o arranjo da usina eólica e a estratégia de controle da regulação secundária de tensão. Para uma usina eólica sem controle secundário de tensão o modelo de regulador influencia pouco na escolha pois, como será visto no capítulo 6, os atrasos de comunicação e o nível de curto entre o ponto de conexão comum (PCC) determinam qual estrutura de controle é a mais adequada [28, 41].

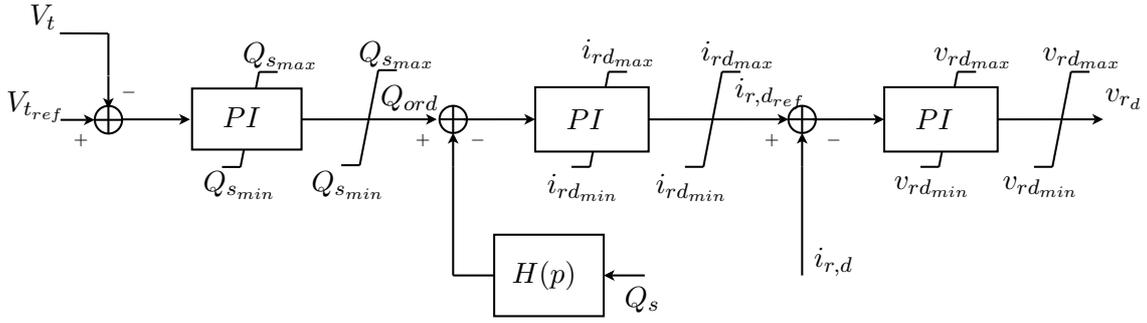


Figura 5.6: Diagrama do controle da tensão terminal em cascata com controle de potência reativa.

Uma característica desejada para o controle de tensão e potência reativa é o estatismo. Segundo [41], onde há uma razão de curto circuito (SCR) alta, um controle por estatismo oferece a melhor solução para integração com o sistema.

Ao definir uma razão entre a variação de tensão e de potência reativa para cada gerador, torna-se conhecido qual será o ponto de equilíbrio para cada perturbação de tensão de maneira independente do tempo de reação de cada controlador.

A lei de controle é dada por:

$$Q_{s,ref} = Q_0 + \frac{1}{k_{est}}(V_{t,ref} - V_{t,med}) \quad (5.5)$$

Em [41], a lei de controle 5.5 é modificada adicionando um compensador *lead-lag* a fim de aumentar a faixa de valores de SCR o qual o sistema mantém-se estável:

$$Q_{s,ref} = \frac{1}{k_{est}} \frac{1 + pT_1}{1 + pT_2} (V_{t,ref} - V_{t,med}) \quad (5.6)$$

Para que seja possível implementar a lei de controle proposta acima, altera-se o diagrama da Figura 5.5 de forma que seja equivalente a um compensador *lead-lag*.

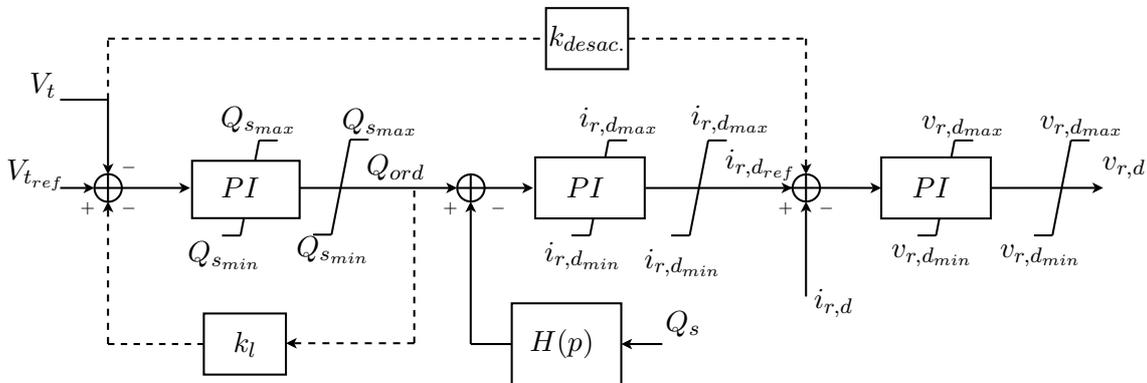


Figura 5.7: Diagrama do controle da tensão terminal.

A estrutura ilustrada na Figura 5.7 permite representar qualquer uma das estruturas de controle de tensão e/ou potência reativa descritas anteriormente, bastando uma escolha adequada de seus os parâmetros.

5.3 Controle da Velocidade da Turbina

No capítulo 2 foi apresentada a estratégia de operação do aerogerador com velocidade variável. Demonstra-se que através da capacidade de variação da velocidade da turbina é possível otimizar a extração da potência do vento para determinada velocidade de vento incidente.

O sistema de controle do conversor da máquina permite alterar a velocidade por meio do torque mecânico que é proporcional à corrente de rotor em quadratura. Em [80] são apresentadas as três estratégias de controle mais utilizadas:

MPPT utilizando dados da curva de Potência

Essa estratégia se baseia na curva de potência fornecida pelo fabricante. Por meio de um sensor de velocidade do vento é gerada uma referência de potência de acordo com a curva e esta é enviada para o sistema de controle do gerador que compara com a potência fornecida pelo gerador e efetua o controle necessário.

MPPT com RVP ótima

Por meio de sensores da velocidade do vento, este calcula o valor da RVP ótima que fornece o valor da referência de velocidade angular. O gerador controla a sua velocidade de acordo com a referência de potência de maneira a obter o MPPT.

MPPT com controle ótimo do torque

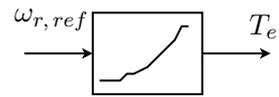
No capítulo anterior foi demonstrado que para uma velocidade de vento constante, o torque da turbina é uma função quadrática da velocidade angular desta. Desprezando a dinâmica do eixo de transmissão, a velocidade e o torque da turbina se relacionam com as do gerador e basta uma referência para o torque na forma:

$$T_e^* = k' \omega_r^2 \quad (5.7)$$

onde k' pode ser obtido experimentalmente ou por meio dos parâmetros nominais do gerador.



(a) Potência ótima.



(b) Torque ótimo.

Figura 5.8: Estratégias de extração máxima de potência, por torque ou por potência ótimos.

Representação do controle de velocidade para estudos de estabilidade transitória

Em [15, 43] o controle de velocidade e potência de um aerogerador é modelado de maneira a reproduzir o comportamento ilustrado na Figura 5.9:

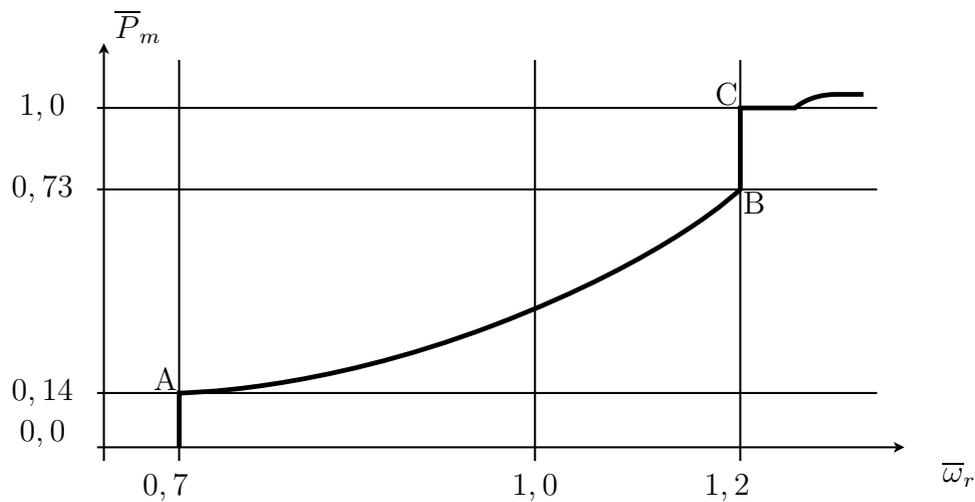


Figura 5.9: Estratégia de atuação dos controladores (adaptado de [43]).

Enfatiza-se que o modelo não é uma representação literal do sistema de controle, *i.e.* não há realimentação de potência para gerar uma referência de velocidade. Entretanto, o seu comportamento dinâmico aproxima bem o do sistema real. Seu objetivo é emular o comportamento do sistema de acordo com a região da curva na Figura 5.9:

- No trecho entre os pontos A-B, o SCEE ainda não atingiu a potência nominal e o esquema de extração máxima de potência é acionado;
- No trecho entre os pontos B-C, é atingido o escorregamento máximo e o controle da potência é realizado por meio da variação do torque do gerador;
- No trecho a partir do ponto C, o sistema atinge a potência nominal projetada para a turbina e o controle do ângulo de passo reduz a eficiência aerodinâmica para manter a potência constante;

O sistema equivalente é apresentado na Figura 5.10.

Em p.u. temos que a relação entre a potência do gerador e a potência do estator é dada por:

$$T_e \omega_r = P_g = P_s(1 - s) = P_s \omega_r \quad (5.8)$$

Na Figura 5.10 estão: os reguladores PI de ângulo de passo e de referência de potência ativa total do gerador ($P_{g,ref}$), o regulador PI para o controle do torque elétrico, a dinâmica da aceleração da turbina, o modelo da potência da turbina, o atuador de ângulo de passo e o atraso na comunicação para os conversores eletrônicos na ordem de $0,05s$ [43].

No estudo onde foi apresentada essa representação os conversores do lado da máquina foram modelados como fontes de corrente instantâneas, caso se utilize esse modelo equivalente é opcional a representação da dinâmica dos conversores.

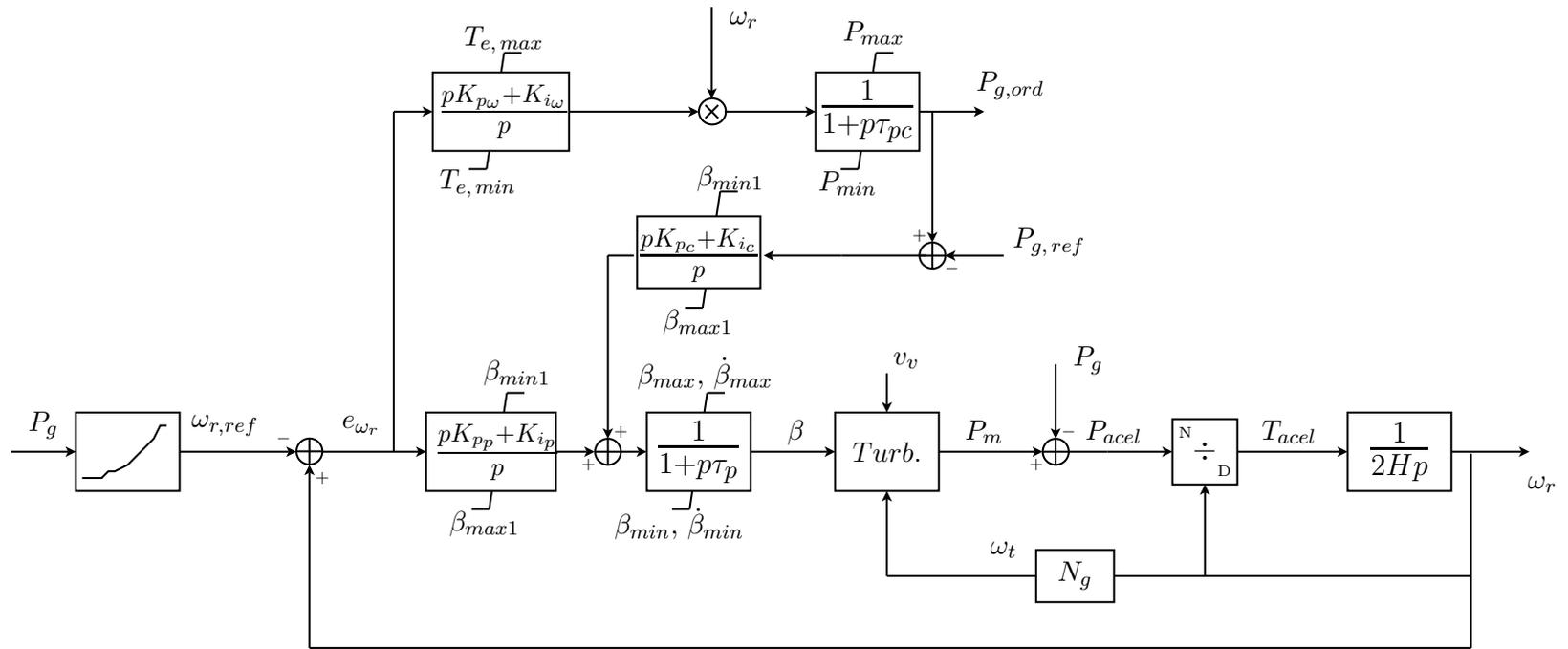


Figura 5.10: Diagrama do controle de velocidade do SCEE. (adaptado de [43]). A figura assume a convenção de **gerador**. Os erros da potência total e da velocidade do rotor são negativos, pois a sensibilidade da potência mecânica com relação a β é negativa.

5.4 Controle do Conversor do Lado do Sistema

No capítulo 4 a rede foi considerada estática, prática comum em estudos de estabilidade transitória [37] e, portanto, não há razão para considerar a dinâmica das correntes do conversor do lado do sistema. Dessa forma, o controle do CLR é representado apenas pelo regulador da tensão do capacitor do elo B2B e de um regulador adicional para suporte de potência reativa no terminal do estator (Figura 5.11)

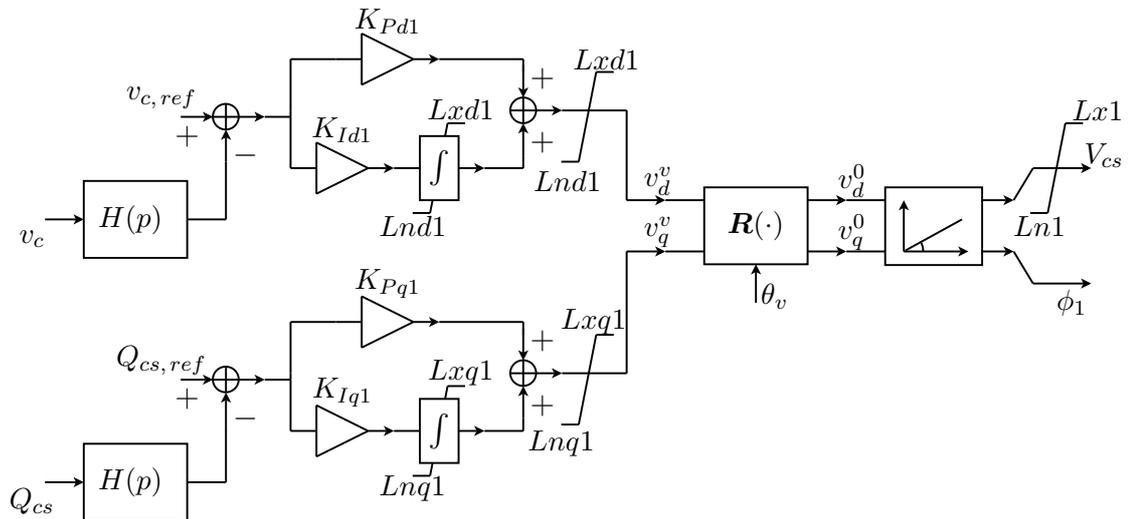


Figura 5.11: Diagrama do controle do conversor do lado da rede.

A Figura 5.11 apresenta a saturação da amplitude das tensões do conversor em função da tensão do capacitor do elo CC.

5.5 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados alguns dos diversos sistemas de controle encontrados na literatura para a integração dos aerogeradores com o sistema elétrico

O controle pode variar de estruturas simples como referências em malha aberta para as potências ativa e reativa a estruturas complexas com diversos graus hierárquicos.

O controle de tensão e/ou potência reativa depende da topologia do parque eólico e da SCR da rede onde o parque será conectado.

Nas regiões de velocidade de vento abaixo da nominal, para se obter a potência máxima contida nos ventos, se utiliza tipicamente a relação 5.7 como referência de torque (potência de estator) do aerogerador. Esta relação pode ser implementada por meio de escalonamento de ganhos ou por uma lei de controle quadrática.

Em alguns estudos pode ser conveniente modelar o sistema de controle da velocidade por um sistema equivalente que reproduza seu comportamento dinâmico.

Capítulo 6

Projeto dos Controladores

Nos capítulos 2, 4 e 5 foram apresentadas as estruturas de controle do SCEE com GIDA utilizando o controle vetorial. Este capítulo é dedicado a estabelecer os critérios de performance do sistema e demonstrar o processo do projeto dos controladores, incluindo possíveis análises do mesmo.

A seção irá abordar o gerador sob condições nominais e não serão discutidas situações de contingência como curto-circuitos e rejeições de carga ou o desempenho de proteções e esquemas de controle a fim de obter o *Low Voltage Ride Through* (LVRT).

Os parâmetros da máquina utilizada nesta seção se encontram na tabela A.1 e os valores utilizados para o elo CC na tabela A.2, ambas abaixo.

6.1 Projeto do Regulador da Tensão do Elo CC

Como visto nos capítulos 1 e 3, os conversores VSC do lado do rotor são alimentados pela tensão de um elo CC em configuração *back-to-back*. O desempenho dos conversores depende da capacidade de regulação da tensão CC por parte do conversor do lado sistema. Portanto, é necessário obter um controlador para a tensão no capacitor e um conjunto de parâmetros iniciais para sua sintonia.

A equação 3.85 descreve o comportamento dinâmico do capacitor no elo CC, que pode ser reescrita na forma de equação de estado, resultando em:

$$\dot{x} = a(\mathbf{z}^T \mathbf{u}_1 + \mathbf{y}_2^T \mathbf{u}_2) \quad (6.1)$$

onde:

$$\begin{aligned}
 x &:= \bar{v}_c^2; & \mathbf{z} &:= \bar{\mathbf{i}}_{cs,dq}; & \mathbf{u}_1 &:= \bar{\mathbf{e}}_{cs,dq} \\
 a &:= \frac{2}{CR_{base,CC}} \frac{K'_c}{K_c} \\
 \mathbf{u}_2 &:= \bar{\mathbf{v}}'_{r,dq} \\
 \mathbf{y}_2 &:= \bar{\mathbf{i}}'_{r,dq}
 \end{aligned}$$

O termo $\mathbf{y}_2^T \mathbf{u}_2$ é a potência ativa drenada pelo rotor e pode ser modelada como uma perturbação η . Assim, a equação 6.1 se torna:

$$\dot{x} = a(\mathbf{z}^T \mathbf{u}_1 + \eta) \quad (6.2)$$

O termo $\mathbf{z}^T \mathbf{u}_1$ é a potência ativa fornecida pelo conversor do lado do sistema. Desprezando as perdas no transformador e nos filtros do CLR, a potência ativa no conversor obedece a relação abaixo (resultado obtido no capítulo 4):

$$\begin{aligned}
 \|\mathbf{v}_s\| i_{cs,q} &= \mathbf{v}_{cs}^T \mathbf{i}_{cs} \\
 Vr_q &= \mathbf{z}^T \mathbf{u}_1
 \end{aligned} \quad (6.3)$$

onde V é o módulo da tensão terminal do estator (rms, fase-fase)¹ e r_q é a referência de corrente em quadratura do CLR (atingida instantaneamente).

Com base na relação acima, a equação 6.2 pode ser reescrita como:

$$\dot{x} = a(Vr_q + \eta) \quad (6.4)$$

Utilizando uma lei de controle da forma:

$$r_q = r'_q - \mu x \quad (6.5)$$

a equação 6.4 se torna:

$$\dot{x} = a(Vr'_q - V\mu x + \eta) \quad (6.6)$$

¹Numericamente apenas, tal fato ocorre em função da escolha de sistema por unidade e transformação de Clarke invariante em potência. Em unidades SI é o valor de pico instantâneo da tensão fase-neutro.

e finalmente, considerando $V = \|v_s\|$ e $\dot{V} \approx 0$, temos:

$$\frac{X(p)}{R'_q(p)} = \frac{1}{\mu \left(\frac{1}{\mu V a} p + 1 \right)} \quad (6.7)$$

A estratégia de definir a variável controlada como o quadrado da tensão do capacitor e utilizar uma realimentação de estado a fim de aumentar o amortecimento do sistema (fator μ) foi retirada de [52, 56] (Figura 6.1).

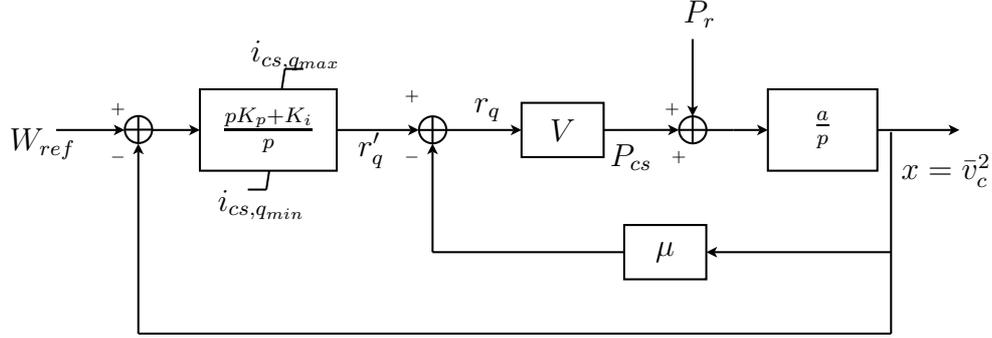


Figura 6.1: Sistema de controle da tensão do elo CC.

Para o sistema linearizado de primeira ordem é utilizado o controle por modelo interno (*internal model control*, IMC) [1, 68].

A ideia básica é utilizar um controlador da forma:

$$\frac{R'_q(p)}{W_{ref}(p)} = C(p) = \frac{\omega_c}{p} \hat{P}^{-1}(p) \quad (6.8)$$

onde $P(p)$ é o modelo da planta e ω_c é a largura de banda desejada para o sistema em malha fechada.

Portanto, para um sistema de primeira ordem:

$$P(p) = \frac{K}{\tau p + 1} \quad (6.9)$$

o controlador se torna[58]:

$$C(p) = \frac{\omega_c (\hat{\tau} p + 1)}{p K} = \frac{\omega_c \hat{\tau}}{K} + \frac{\omega_c}{p K} = k_p + \frac{k_i}{p} \quad (6.10)$$

ou seja, um controlador PI com ganhos:

$$k_p = \frac{\omega_c \hat{\tau}}{K} \quad (6.11)$$

$$k_i = \frac{\omega_c}{K} \quad (6.12)$$

Aplicando este método acima para o sistema 6.7, resulta em ganhos:

$$k_p = \frac{\omega_c}{\hat{a}\hat{V}} \quad (6.13)$$

$$k_i = \mu\omega_c \quad (6.14)$$

Com base no resultado acima, o sistema em malha fechada é dado por:

$$X(p) = \frac{1}{\left(\frac{1}{\omega_c}p + 1\right)}W_{ref}(p) + \frac{1}{aV\mu} \frac{p}{\left(\frac{1}{\omega_c}p + 1\right)\left(\frac{1}{aV\mu}p + 1\right)}\eta(p) \quad (6.15)$$

caso os parâmetros utilizados sejam próximos dos reais.

Ao escolher $\mu = \frac{\omega_c}{\hat{a}\hat{V}}$ e $V = 1$, temos:

$$X(p) = \frac{1}{\left(\frac{1}{\omega_c}p + 1\right)}W_{ref}(p) + \frac{1}{\omega_c} \frac{p}{\left(\frac{1}{\omega_c}p + 1\right)^2}\eta(p) \quad (6.16)$$

Com base na equação 6.2, espera-se que o sistema seja capaz de regular a tensão do elo CC de maneira robusta e rastrear mudanças de referência de maneira relativamente rápida.

Para a escolha de ω_c , adota-se a mesma relação de tempos de subida utilizada em [53], com o tempo de subida 10 vezes maior que o dos conversores, embora possam ser utilizados outros valores de tempo de subida para o projeto. O objetivo é que a malha de controle das correntes do rotor possa ser modelada como instantânea se comparada à malha de controle da tensão CC, *i.e.* que a malha de controle da corrente apresente uma largura de banda muito maior que a de controle da tensão, semelhante ao procedimento realizado em [78] para o projeto do controle de potência ativa.

Como será visto adiante, os controladores das correntes de rotor serão ajustados para que o tempo de subida da resposta ao degrau do sistema em malha fechada seja de $10ms$.

A tabela A.2 contém os valores e bases do sistema CC. Utilizando-os se obtém os ganhos para o controlador contidos na tabela 6.1.

Parâmetro	Valor
μ	$0,113 \frac{VA}{W} s^{-1}$
k_{pvc}	$0,113 \frac{VA}{W} s^{-1}$
k_{ivc}	$2,6235 \frac{VA}{W} s^{-2}$

Tabela 6.1: Parâmetros do controlador da tensão do capacitor do elo CC.

6.2 Projeto do Regulador de Potência Reativa do CLR

Em condições de operação normais o CLR não é utilizado para o controle de potência reativa. O objetivo principal do CLR é fornecer a potência ativa suficiente para que o nível de tensão do elo CC se mantenha constante. Caso se empregue alguma estratégia que utilize o conversor do lado da rede para fornecer potência reativa, então a sua curva de capacidade deve ser levada em conta.

Grande parte dos trabalhos sobre o tema não utiliza a capacidade de fornecimento de potência reativa do CLR[25, 53]. Nestes trabalhos é representado apenas o regulador da corrente reativa, mas sua referência é ajustada para zero.

Caso não seja utilizada a capacidade de fornecimento de potência reativa do CLR e deseja-se utiliza-lo com fator de potência unitário, este pode ser representado como um integrador puro com ganho alto e referência igual a zero. Dessa forma este irá regular seu valor de potência reativa em torno de zero de maneira rápida.

Para estudos sobre o controle de tensão e em especial durante um situação de LVRT, a modelagem do controle de potência reativa do CLR ganha mais importância[25].

6.3 Projeto dos Reguladores das Correntes do CLM

Em diversos trabalhos constata-se que os conversores das correntes de rotor possuem resposta muito rápida e que o sistema em malha fechada deve atuar em uma fração de ciclo (60 Hz). Dessa maneira, estas são sintonizadas para que atendam o seguinte critério:

Parâmetro	Condição	Valor
t_r	\leq	$0,01 s$

Tabela 6.2: Requisito de desempenho dos reguladores das correntes do rotor.

que leva a [27]:

$$|\operatorname{Re}\{p_1\}| = \frac{1}{\tau} \geq \frac{\ln(9)}{t_r} = 219,72s^{-1}$$

Na literatura existem diversas abordagens para o controle dos conversores do lado do rotor (capítulo 4). Nesta seção será utilizada a abordagem proposta em [58] para o sistema descrito pela equação 4.28 com os parâmetros da tabela A.1.

Seja a equação que expressa a dinâmica do circuito do rotor quando alinhado à tensão de estator:

$$\mathbf{v}_r^v = r_r \dot{\mathbf{i}}_r^v + s\omega_e \mathbf{J} \left(\frac{L_m}{L_s} \boldsymbol{\psi}_s^v + \sigma L_r \dot{\mathbf{i}}_r^v \right) + \left(\frac{L_m}{L_s} \dot{\boldsymbol{\psi}}_s^v + \sigma L_r \frac{d\{\dot{\mathbf{i}}_r^v\}}{dt} \right) \quad (6.17)$$

Em p.u. esta torna-se:

$$\bar{\mathbf{v}}_r^v = \bar{r}_r \bar{\dot{\mathbf{i}}}_r^v + s\bar{\omega}_e \mathbf{J} \left(\frac{\bar{L}_m}{\bar{L}_s} \bar{\boldsymbol{\psi}}_s^v + \sigma \bar{L}_r \bar{\dot{\mathbf{i}}}_r^v \right) + \left(\frac{1}{\omega_b} \frac{\bar{L}_m}{\bar{L}_s} \bar{\dot{\boldsymbol{\psi}}}_s^v + \sigma \frac{\bar{L}_r}{\omega_b} \frac{d\{\bar{\dot{\mathbf{i}}}_r^v\}}{dt} \right) \quad (6.18)$$

onde ω_b é a frequência angular base, numericamente igual à frequência síncrona, e o tempo é dado em segundos (o tempo não foi normalizado).

Para facilitar a análise do sistema e o projeto do controlador representa-se a equação 6.18 na forma²:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \alpha \mathbf{J}\boldsymbol{\gamma} + \beta \dot{\boldsymbol{\gamma}} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}\mathbf{x} \end{aligned} \quad (6.19)$$

onde:

$$\begin{aligned} \mathbf{x} &:= \bar{\mathbf{i}}_r^v & \bar{\tau} &= \frac{\sigma \bar{L}_r}{\bar{r}_r \omega_b} & \mathbf{A} &:= -\frac{1}{\bar{\tau}} \mathbf{I} - s\omega_b \mathbf{J} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\bar{\tau}} & s\omega_b \\ -s\omega_b & -\frac{1}{\bar{\tau}} \end{bmatrix} \\ \mathbf{u} &:= \bar{\mathbf{v}}_r^v & \alpha &= -s\omega_b \frac{(1-\sigma)}{\bar{L}_m \sigma} & \mathbf{B} &:= \frac{\omega_b}{\sigma \bar{L}_r} \mathbf{I} \\ \boldsymbol{\gamma} &:= \bar{\boldsymbol{\psi}}_s^v & \beta &= -\frac{(1-\sigma)}{\bar{L}_m \sigma} & \mathbf{C} &:= \mathbf{I} \\ \mathbf{y} &:= \bar{\mathbf{i}}_r^v & & & & \end{aligned}$$

Como descrito no capítulo 4, a aproximação $\dot{\boldsymbol{\gamma}} \approx \mathbf{0}$ é razoável para um gerador interligado com um sistema forte. Cabe ressaltar que mesmo em um sistema forte, tal aproximação não ocorre durante um curto-circuito próximo ao gerador. Para

²Para operação interligada $\bar{\omega}_e \approx 1.0$ p.u.

tal é necessária uma análise mais elaborada, e faz-se necessário um dispositivo de proteção como o *crowbar* ou uma lei de controle que contemple este termo[17]. Neste trabalho esta situação não foi analisada.

Caso seja utilizada uma lei de controle como a da equação 4.27, reescrita na equação 6.20:

$$\mathbf{u} = \mathbf{u}' + \hat{\mathbf{B}}^{-1} \mathbf{J}(\hat{s}\omega_b \mathbf{x} - \hat{\alpha}\hat{\gamma}) \quad (6.20)$$

e seus termos estimados sejam iguais aos reais, o sistema da equação 6.19 se torna linear e desacoplado. Dessa forma, este consiste de dois sistemas SISO idênticos e com funções de transferência dadas por:

$$\begin{aligned} Y(p) &= \frac{1}{\bar{r}_r} \frac{1}{(\bar{\tau}p + 1)} U'(p) \\ Y(p) &= P(p)U'(p) \end{aligned} \quad (6.21)$$

Utilizando o IMC, propõe-se um controlador na forma:

$$C(p) = \frac{\bar{r}_r \omega_c}{p} (\bar{\tau}p + 1) = \bar{r}_r \omega_c \bar{\tau} + \frac{\bar{r}_r \omega_c}{p} = k_p + \frac{k_i}{p} \quad (6.22)$$

ou seja, um controlador PI com ganhos:

$$k_p = \bar{r}_r \omega_c \bar{\tau} \quad (6.23)$$

$$k_i = \bar{r}_r \omega_c \quad (6.24)$$

Para o sistema 6.21, de acordo com os dados das tabelas A.1 e 6.2 os ganhos são:

$$k_p = 0,1819 p.u./p.u. \quad (6.25)$$

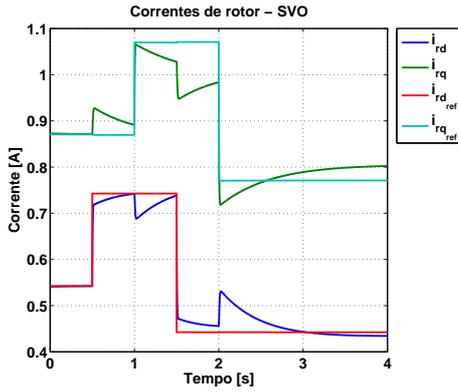
$$k_i = 1,6545 p.u./s \quad (6.26)$$

Parâmetro	Valor
k_{pir}	$0,1819 \frac{p.u.}{p.u.}$
k_{iir}	$1,6545 \frac{p.u.}{s}$

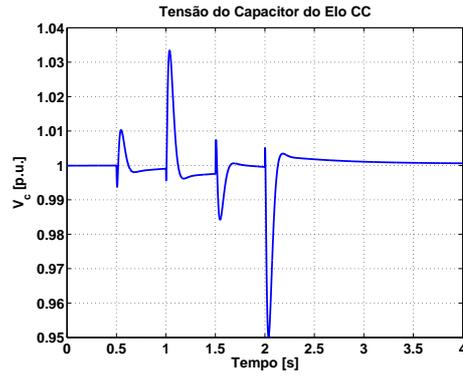
Tabela 6.3: Parâmetros do controlador das correntes do rotor.

A Figura 6.2 ilustra os resultados obtidos por simulação no aplicativo MATLAB® no ambiente SIMULINK.

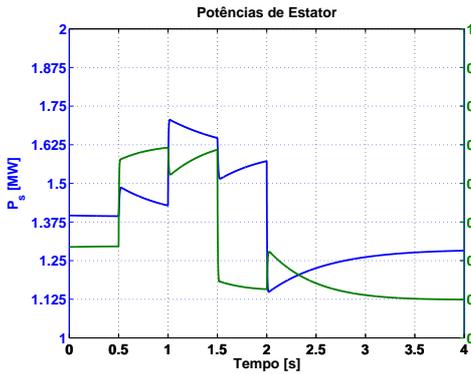
Foi simulada uma variação positiva de 20% seguida por uma negativa de 30% na referências de cada corrente. No instante $t = 0,5 s$ é aplicado o degrau na corrente de eixo direto e este é retirado no instante $t = 1,5 s$. Para a corrente de eixo em



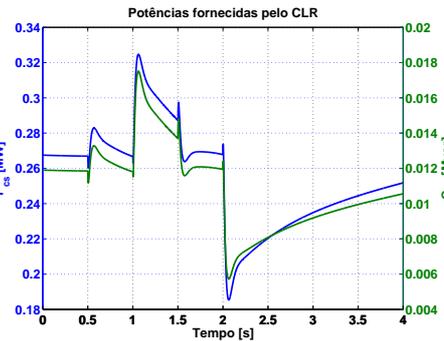
(a) Correntes de rotor e referências.



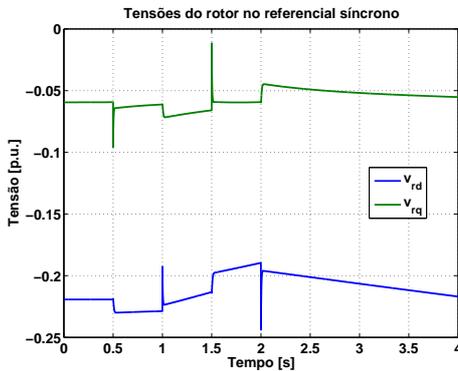
(b) Tensão do capacitor.



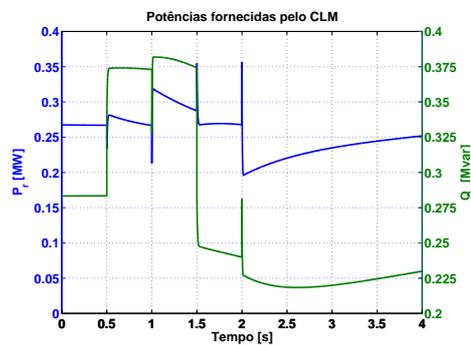
(c) Potências ativa e reativa de estator.



(d) Potências ativa e reativa do CLR.



(e) Tensões do rotor.



(f) Potências ativa e reativa do CLM.

Figura 6.2: Resposta das malhas de corrente de rotor do GIDA simuladas.

quadratura é aplicado e retirado o degrau respectivamente nos instantes $t = 1,0$ s e $t = 2,0$. É possível observar a influência dos termos cruzados e da perturbação de carga, assim como a capacidade de rejeição de distúrbios do termo integral (Figura 6.2a).

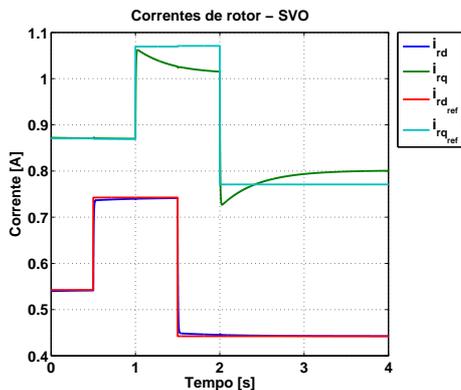
Na Figura 6.2c é possível observar a influência dos termos cruzados nas potências ativa e reativa do rotor.

Conforme ilustrado na Figura 6.2b, as variações na tensão no capacitor do elo CC ocorrem durante demandas de potência ativa no CLM (Figura 6.2f). Na Figura 6.2d se observa a atuação do controle da tensão do elo CC fornecendo a potência

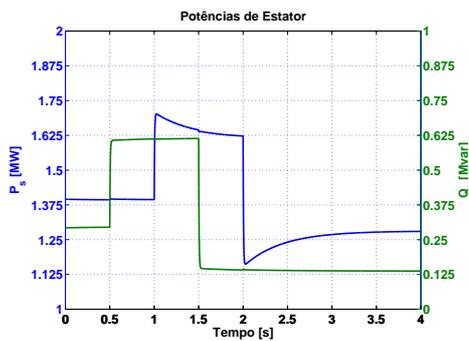
ativa demandada pelo CLM.

Controlador Proporcional-Integral com compensação de termos cruzados

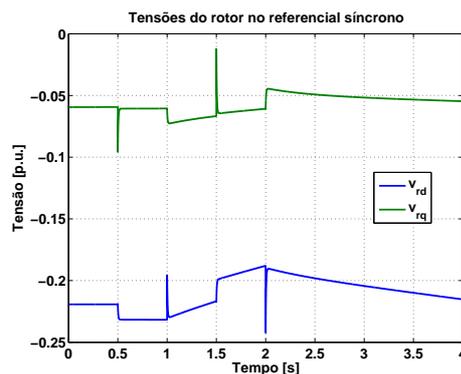
Caso seja utilizada a lei de controle que possui o controlador PI e a compensação dos termos cruzados das correntes há um desacoplamento quase total entre as potências ativa e reativa do GIDA, como pode ser observado nas Figuras 6.3a e 6.3b:



(a) Correntes de rotor e referências.



(b) Potências ativa e reativa de estator.



(c) Tensões do rotor.

Figura 6.3: Resposta das malhas de corrente de rotor do GIDA simuladas.

Nota-se que o termo proporcional à corrente de magnetização não compensado exerce certa influência no valor em regime, ou seja, o controlador PI não é capaz de rejeitá-lo em regime permanente (Figura 6.3a).

As potências ativa e reativa já se mostram desacopladas (Figura 6.2c), porém a potência ativa apresenta erro em regime em função da carga.

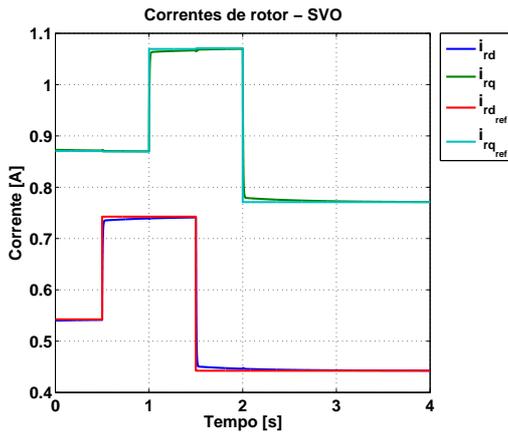
Controlador Proporcional-Integral com compensação completa

Na última seção foram apresentados os resultados dos controladores das correntes de rotor com a compensação dos termos cruzados. Entretanto, o termo proporcional à corrente de magnetização foi omitido da lei de controle.

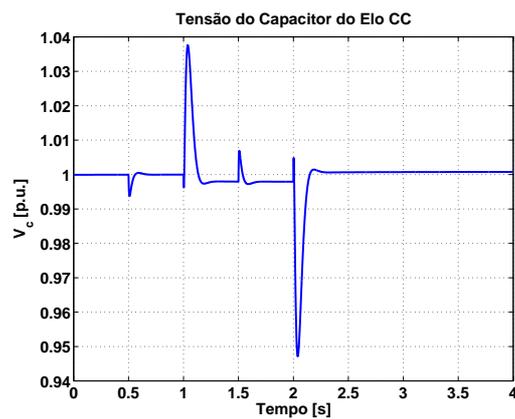
Ao se adicionar este termo, a resposta dinâmica se torna livre de erros em regime permanente, como pode ser observado na Figura 6.4a.

Na Figura 6.4c observa-se que as potências ativa e reativa apresentam acoplamento desprezível.

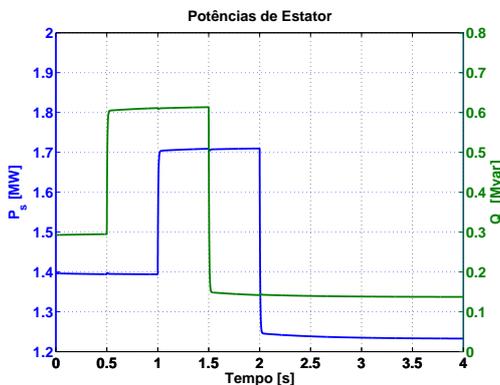
Para obter tal performance o CLM apresentou uma demanda de potência ativa ligeiramente maior; presume-se que esse esforço se deve em função da compensação dos termos não-lineares (Figura 6.4f). Por consequência, a tensão no capacitor sofreu maiores variações (Figura 6.4b), demonstrando que um aumento no esforço de controle para regular as correntes implica em um aumento de atividade e carga no elo CC (6.4d).



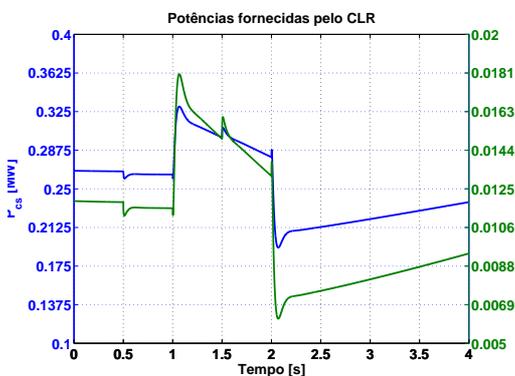
(a) Correntes de rotor e referências.



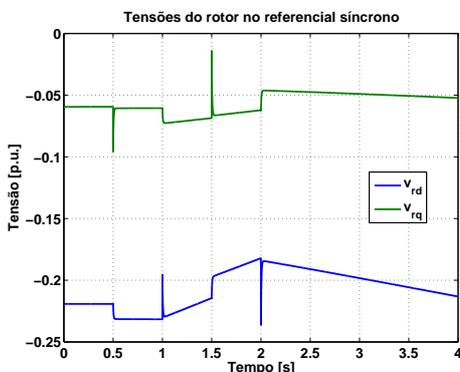
(b) Tensão do capacitor.



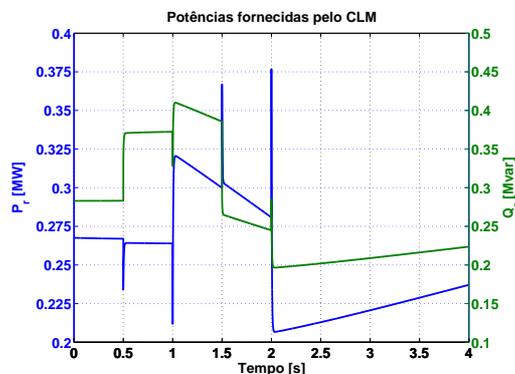
(c) Potências ativa e reativa de estator.



(d) Potências ativa e reativa do CLR.



(e) Tensões do rotor.



(f) Potências ativa e reativa do CLM.

Figura 6.4: Resposta das malhas de corrente de rotor do GIDA simuladas.

6.4 Projeto dos Reguladores das Potências Ativa e Reativa do CLM

No capítulo 5 foram apresentados os reguladores das potências ativa e reativa. O uso destes é opcional e varia de acordo com: a aplicação do aerogerador, requisitos de integração com a rede e a filosofia de cada fabricante.

Por outro lado, seu uso apresenta vantagens dependendo do grau de conhecimento das perdas no parque eólico e dos parâmetros do gerador. Além disso, o esquema de controle de tensão do parque, os tempos de atraso de comunicação e a capacidade de curto podem influenciar no uso ou não do regulador de potência reativa.

Para obter-se um conjunto de parâmetros para o ajuste dos controladores, tipicamente se assume que os reguladores das correntes de rotor direta e em quadratura foram sintonizados de forma que apresentem ganho estático unitário e não possuam sobrepasso. Em seguida, são modelados como um processo de primeira ordem com constante de tempo 4 vezes menor que o tempo de assentamento da malha interna. O sistema em malha fechada então é sintonizado para que responda como um sistema de primeira ordem criticamente amortecido com tempo de resposta de 70ms [74] ou um valor cerca de dez vezes maior que o tempo de resposta da malha interna [77].

Com base nas considerações acima, considera-se que os reguladores de corrente foram sintonizados de forma a apresentar um tempo de assentamento de t_s em malha fechada. Estes são então modelados como um processo na forma:

$$\frac{I_{rx}(p)}{I_{rx,ref}(p)} = \frac{1}{\frac{t_s}{4}p + 1} \quad (6.27)$$

onde x determina se a grandeza está em fase ou em quadratura³.

A partir das expressões das potências (equações 5.1 e 5.2), estas são relacionadas com as referências das correntes de rotor por:

$$\frac{P_s(p)}{I_{rq,ref}(p)} = -\frac{L_m \|\mathbf{v}_s\|}{L_s} \frac{1}{\frac{t_s}{4}p + 1} \quad (6.28)$$

$$Q_s(p) = -\frac{L_m \|\mathbf{v}_s\|}{L_s} \frac{1}{\frac{t_s}{4}p + 1} I_{rd,ref}(p) + \frac{1}{\omega_e L_s} \|\mathbf{v}_{s,dq}\|^2 \quad (6.29)$$

sendo que $\|\dot{\mathbf{v}}_s\| \approx 0$.

Ao utilizar controladores PI nos sistemas 6.28 e 6.29, para que estes possuam

³e.g.'d' para direto e 'q' para quadratura

amortecimento crítico e tempo de assentamento igual a t'_s em malha fechada, é simples demonstrar que os ganhos proporcional e integral são dados por:

$$k_p = -\frac{t_s}{t'_s} \frac{L_s}{L_m \|\mathbf{v}_s\|} \quad (6.30)$$

$$k_i = -\frac{4}{t'_s} \frac{L_s}{L_m \|\mathbf{v}_s\|} \quad (6.31)$$

e, em malha fechada, estes se tornam:

$$\frac{P_s(p)}{P_{s,ref}(p)} = \frac{1}{\frac{t'_s}{4}p + 1} \quad (6.32)$$

A influência do termo $\frac{1}{\omega_e L_s} \|\mathbf{v}_{s,dq}\|^2$ na potência reativa é determinada por:

$$Q'_s(p) = \frac{1}{\omega_e L_s} \|\mathbf{v}_{s,dq}\|^2 \frac{p}{\frac{t'_s}{4}p + 1} \quad (6.33)$$

revelando que caso este seja constante, sua influência é nula na potência reativa.

Para uma máquina com os dados da tabela A.1 e com o controlador das correntes de rotor proposto acima com os parâmetros da tabela 6.3, o tempo de assentamento observado para o processo pelas simulações acima é de :

$$t_s \approx 35ms \quad (6.34)$$

levando ao modelo de uma planta de primeira ordem com constante de tempo $\tau = 8,75ms$, bastante próxima do valor projetado.

Dessa forma, para se obter um tempo de assentamento de $70ms$, os valores dos ganhos proporcional e integral adotados foram⁴:

$$k_p = -0,78p.u. \quad (6.35)$$

$$k_i = -90,0p.u./s \quad (6.36)$$

A Figura 6.5 ilustra o desempenho do sistema em malha fechada perante variações nas referências das potências ativa e reativa. No instante de tempo $t = 1,0s$ foi reduzida a potência reativa em $0,35Mvar$, passando a operar em fator de potência próximo do unitário, e no instante $t = 2,0s$ foi aumentada em $0,35Mvar$. No instante de tempo $t = 1,5$ ocorre uma ordem de redução de $0,35MW$ e no instante $t = 2,5s$ foi comandado um aumento do mesmo valor (Figura 6.5c).

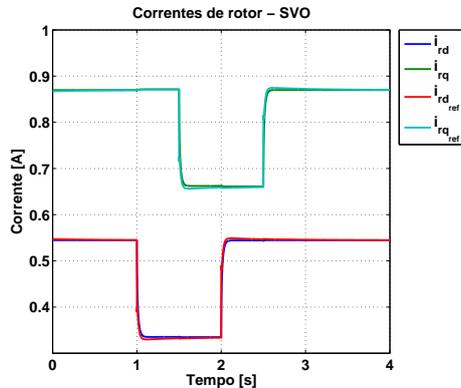
⁴O uso de sistemas p.u. diferentes combinados ao uso de transformadas de Clarke invariantes em potência ou amplitude pode alterar esses ganhos por um fator de $3/2, \sqrt{3}/2, 2/3$ ou $\sqrt{2}/3$. Para esse estudo foi observado um fator adicional de $3/2$ dos ganhos originais.

6.5 Projeto do Regulador de Tensão

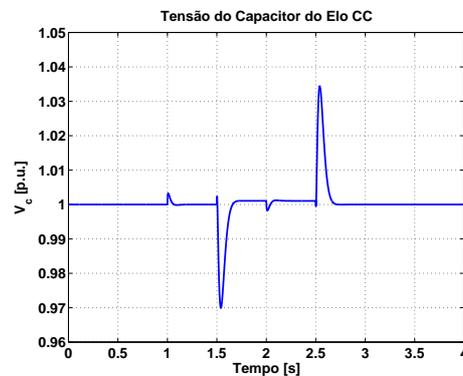
O Submódulo 3.6 do Procedimento de Rede do ONS (revisão 1.1) [51] apresenta critérios de desempenho de geradores síncronos pertencentes a usinas hidroelétricas para quatro condições de operação. As quatro condições a serem atendidas são:

1. gerador em vazio: equipamento com os terminais isolados do barramento de conexão ou com geração de potência nula;
2. gerador em carga: equipamento com os terminais ligados ou barramento de conexão;
3. gerador durante rejeição de carga: equipamento em carga com redução instantânea não-intencional de carga de potência ativa; e
4. gerador durante curto-circuitos: equipamento em carga com redução brusca da reatância para terra.

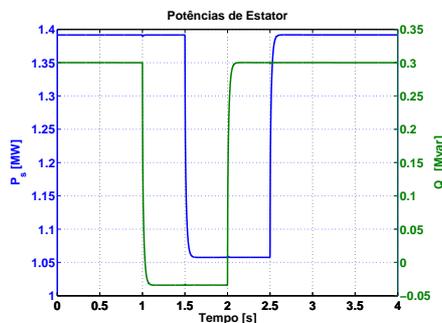
O foco do estudo é o projeto dos controladores com o gerador em carga sob condições operativas nominais e tentar satisfazer os critérios de desempenho com a estrutura mais simples possível com uma boa margem de operação estável.



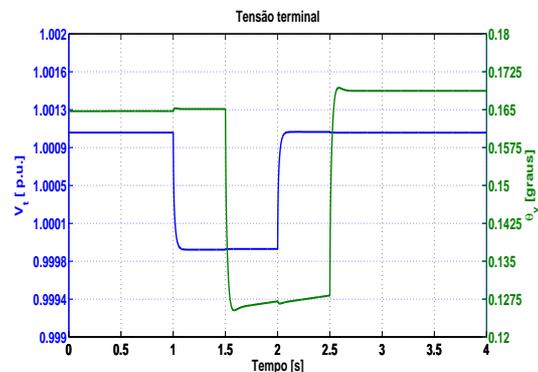
(a) Correntes de rotor e referências.



(b) Tensão do capacitor.



(c) Potências ativa e reativa de estator.



(d) Tensão terminal.

Figura 6.5: Resposta das malhas de potências ativa e reativa do GIDA simuladas.

Gerador em Vazio

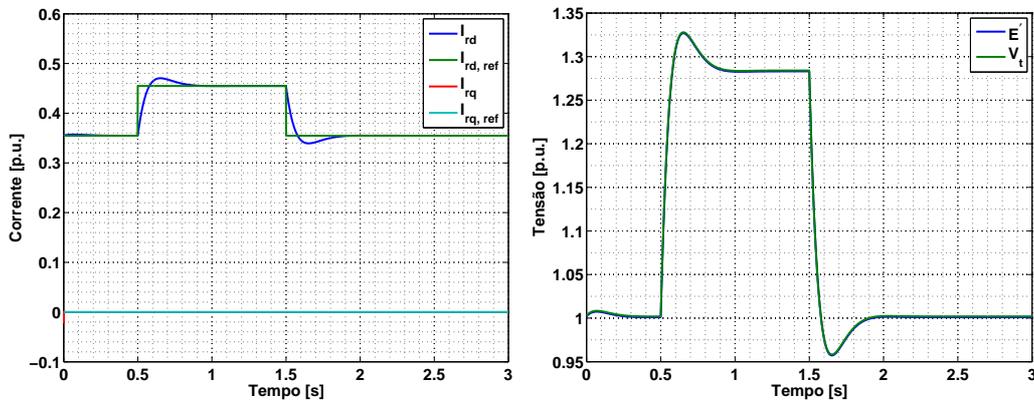
O modelo do GIDA em vazio é obtido considerando $\mathbf{i}_s = 0$, o que implica em eliminar as perturbações γ e $\dot{\gamma}$ da equação 6.19 e modificar a constante de tempo do sistema linearizado (constante de tempo de rotor com circuito aberto). O sistema em malha aberta resultante é idêntico ao da equação 6.19 com o parâmetro σ igual a 1.

Além disso, em regime permanente a tensão terminal é função direta da corrente de campo:

$$\begin{aligned}\bar{V}_t &= \bar{v}_s^v = \bar{\psi}_{sd}^v \bar{\omega}_e \\ \bar{\psi}_{sd}^v &= L_m \bar{i}_{rd}^v \\ \bar{V}_t &= L_m \bar{i}_{rd}^v\end{aligned}\quad (6.37)$$

O cancelamento dos termos cruzados por realimentação não ocorre quando este está em vazio, pois este ocorria para sk onde $k = \sigma \hat{L}_r$, e nesta situação o valor real da indutância é de $k = \hat{L}_r$.

Como as condições de operação da máquina em vazio são bem controladas, pode-se considerar que esta seja comandada para operar com escorregamento forçado em zero (*i.e.* $s = 0$).



(a) Correntes de rotor e referências no eixo alinhado à tensão de estator. (b) Tensão Interna e Tensão Terminal.

Figura 6.6: Tensões terminal e interna e resposta das malhas de corrente de rotor simuladas com o AVV em vazio.

Com o gerador em vazio o ajuste proposto anteriormente não resultará mais em um sistema de primeira ordem quando em malha fechada. O efeito é equivalente ao de se posicionar o zero do regulador PI em uma frequência uma década maior. O cancelamento dos termos cruzados torna-se menos eficiente pois apenas uma parte é compensada.

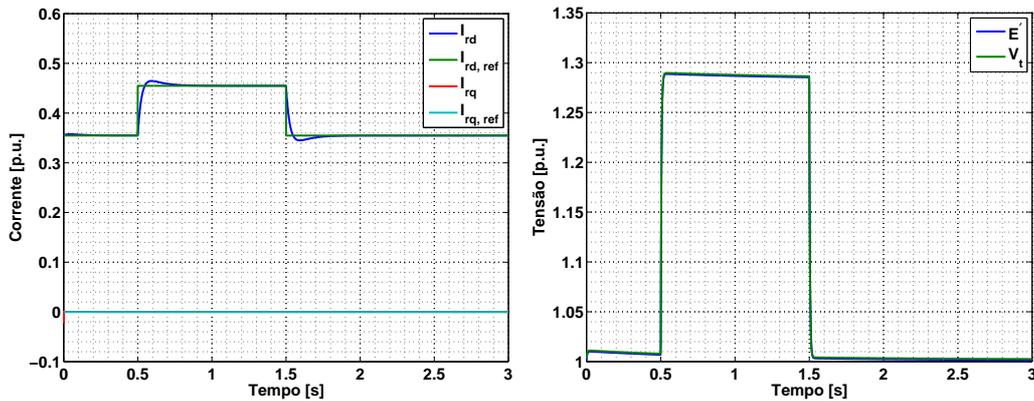
Nas Figuras 6.6 estão ilustradas a variação da tensão terminal e a resposta dos reguladores de corrente de rotor. A Figura 6.6b ilustra a resposta ao degrau da tensão

terminal. Esta apresentou um tempo de assentamento e sobrepasso de aproximadamente 0,5s e 15% respectivamente. Ao comparar com o desempenho requerido de uma excitatriz de geradores síncronos, tabela 6.4, o valor de sobrepasso deveria ser reduzido.

Parâmetro	Condição	Valor
t_s	\leq	1,0 s
P. O.	\leq	10%

Tabela 6.4: Requisito de desempenho da resposta da tensão terminal com a máquina em vazio para os reguladores das correntes do rotor.

Após um aumento de duas vezes no valor do ganho proporcional dos reguladores, a tensão terminal atende às especificações com o mesmo valor de tempo de assentamento, mas com sobrepasso de 10% (Figuras 6.7a, 6.7b e 6.8). Vale ressaltar que o sistema ainda mantém o critério de tempo de subida menor que o especificado.



(a) Correntes de rotor e referências no eixo alinhado à tensão de estator. (b) Tensão Interna e Tensão Terminal.

Figura 6.7: Tensões terminal e interna do GIDA e resposta das malhas de corrente de rotor no aplicativo MATLAB.

Há de se esclarecer que tal análise foi feita apenas para estudos de sensibilidade da máquina e não há especificação sobre o desempenho dinâmico de geradores eólicos em vazio nos códigos de rede atuais. A escolha de alterar os ganhos é opcional, podendo talvez influenciar durante uma rejeição de carga, mas tal análise foge do escopo do estudo.

Gerador em Carga

Em [41] é apresentado o projeto detalhado acerca do controle de tensão de uma usina eólica. Em seu estudo o autor aponta que os fatores críticos são basicamente o tempo de comunicação entre os equipamentos, em função da alta modularidade do parque eólico, e a SCR da rede a qual a usina será interligada. O desempenho

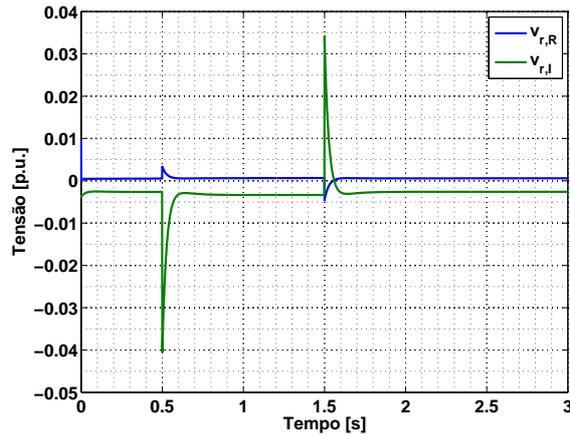


Figura 6.8: Tensões do rotor referenciadas pelo estator no referencial síncrono no aplicativo MATLAB.

dinâmico do regulador de tensão do gerador é bastante dependente da carga; o valor desta pode ser tal que torne o sistema instável para uma condição de operação.

O sistema completo é modelado pelos componentes:

- gerador eólico: é modelada apenas a dinâmica mais lenta, como as malhas de controle de potência reativa ou controle de tensão local;
- equipamentos de comunicação e discretização do controle: são modelados como tempo-morto puro típico de $150ms$ e depois aproximados pela função de Padé de primeira ordem [41];
- sistema elétrico simplificado: valor aproximado das reatâncias série do gerador ao ponto de conexão comum;
- sensor de tensão terminal rms: filtro de primeira ordem com constante de tempo típica de $20ms$ (atenua em pelo menos $20dB$ sinais de frequências maiores que $80Hz$); e
- regulador de tensão: estrutura variante como discutido no capítulo 5.

Para um único gerador o tempo de comunicação e discretização do controle podem ser desprezados; os demais itens são considerados.

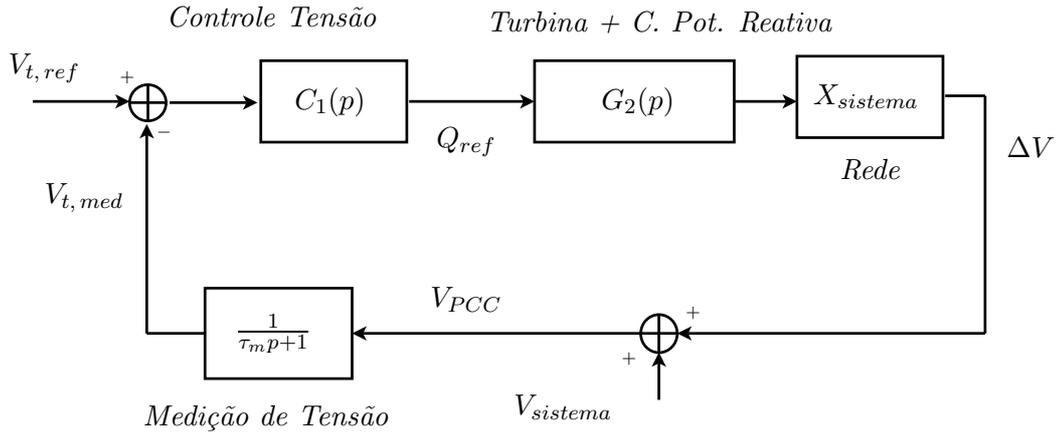


Figura 6.9: Modelo simplificado do parque eólico.

Turbina e Controle de Pot. Reativa:

O modelo da turbina representa apenas o polo mais lento do GIDA⁵, ou seja um sistema de primeira ordem.

Rede:

Considera-se que a queda de tensão nos elementos do sistema é dada por⁶:

$$\Delta \mathbf{v}^0 = \mathbf{Z} \mathbf{i}^0 \quad (6.38)$$

No referencial alinhado à tensão terminal do gerador a relação se torna:

$$\Delta \mathbf{v}^v = \mathbf{Z} \mathbf{i}^v \quad (6.39)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ v_{sq}^v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_g & -X_g \\ X_g & R_g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (6.40)$$

que leva a

$$\begin{aligned} \Delta v_{sq}^v &\approx X_g i_g^v \\ i_g^v &\approx i_s^v \end{aligned} \quad (6.41)$$

com $X_g = X_{sistema}$.

Sistema em malha fechada:

⁵Polo que possua a parte real com o menor módulo.

⁶O sobrescrito '0' pode ser intercambiado com 'e', indicando que a grandeza está no referencial síncrono.

Supondo $V_t = \|\mathbf{v}_s\|$ e $\|\mathbf{v}_{binf}^v + \Delta\mathbf{v}^v\| \approx v_{binf,q}^v + \Delta v_{sq}$, o sistema completo pode ser descrito para pequenas perturbações por:

$$\frac{V_{PCC}(p)}{V_{t,ref}(p)} = \frac{C_1(p)G_2(p)X_{sistema}(1 + \tau_m p)}{1 + \tau_m p + C_1(p)G_2(p)X_{sistema}} \quad (6.42)$$

O sistema abordado possui um controlador de potência reativa que em conjunto com a dinâmica da planta se comportam como um processo de primeira ordem ($G_2(p)$). Dessa maneira, a expressão 6.42 se torna:

$$\frac{V_{PCC}(p)}{V_{t,ref}(p)} = \frac{C_1(p)X_{sistema}(1 + \tau_m p)}{(1 + \tau_m p)(1 + \tau_{G_2} p) + C_1(p)X_{sistema}} \quad (6.43)$$

Supondo um controlador proporcional puro (estatismo puro) temos:

$$\frac{V_{PCC}(p)}{V_{t,ref}(p)} = \left(\frac{1}{\tau_m \tau_{G_2}} \right) \frac{K_e X_{sistema} (1 + \tau_m p)}{p^2 + \left(\frac{1}{\tau_m} + \frac{1}{\tau_{G_2}} \right) p + \frac{K_e X_{sistema} + 1}{\tau_m \tau_{G_2}}} \quad (6.44)$$

Desde que o sistema permaneça na região de validade do modelo linearizado, a expressão 6.44 mostra que o sistema em malha fechada é estável para quaisquer valores de SCR e de estatismo.

A fim de satisfazer os critérios estabelecidos na tabela 6.4 o produto $K_{ef} = K_e X_{sistema}$ deve ser tal que:

$$\zeta \geq \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\pi}{\ln(0,1)} \right)^2}} = 0,6 \quad (6.45)$$

$$\zeta \omega_n \geq 4 \quad (6.46)$$

As simulações até então foram realizadas considerando uma capacidade de curto-circuito da ordem de 176,12 p.u.MVA na base da máquina⁷. Caso seja adotado estatismo de tensão de 5%, essa capacidade de curto-circuito (SCC, *Short Circuit Capacity* [23]) resulta em um ganho efetivo de:

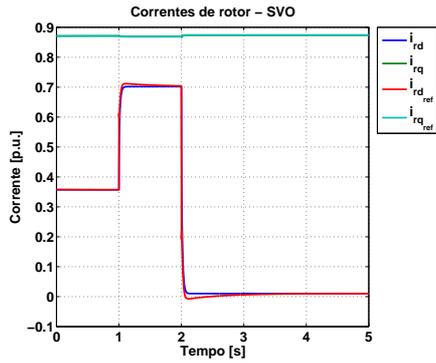
$$K_{ef} = K_e X_{sistema} = \frac{1}{0,05 \times SCC} = \frac{1}{8,806} = 0,11 p.u. \quad (6.47)$$

Supostamente o sistema linearizado com os valores $\tau_m = 15ms$ e $\tau_{G_2} = 12,5ms$ deve apresentar:

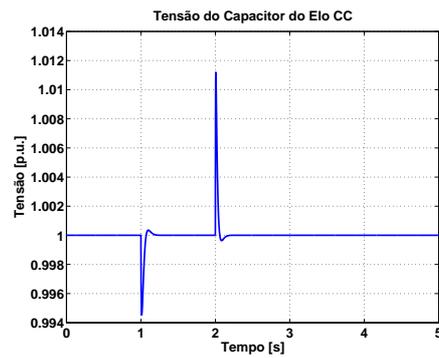
$$\zeta \approx 0,9592 \quad (6.48)$$

$$\text{Re} \{p_{1,2}\} \approx -73,8 \quad (6.49)$$

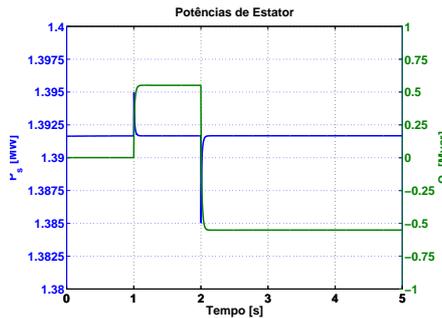
⁷Barra infinita com reatância de 0,34 p.u. na base 100MVA.



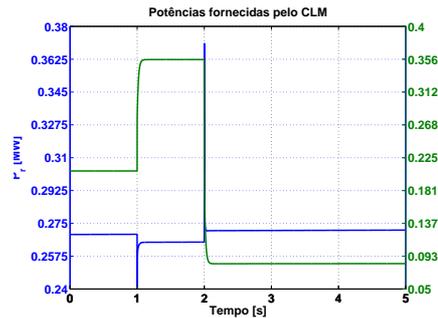
(a) Correntes de rotor e referências.



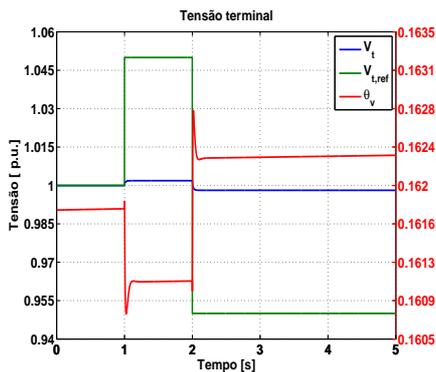
(b) Tensão do capacitor.



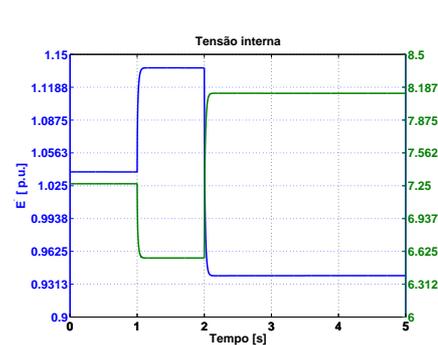
(c) Potências ativa e reativa de estator.



(d) Potências ativa e reativa do CLM.



(e) Tensão terminal.

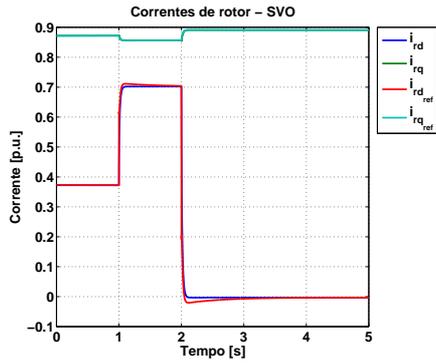


(f) Tensão interna.

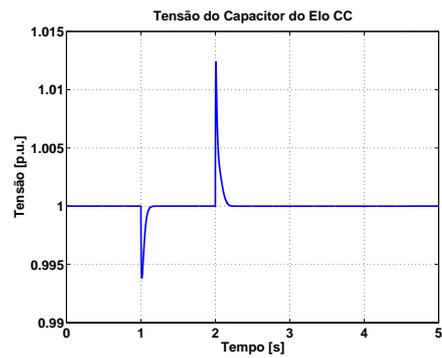
Figura 6.10: Resposta do regulador de tensão do GIDA para uma SCC de 176 p.u.MVA.

A Figura 6.10e ilustra a resposta do regulador a uma ordem de aumento de $0,05p.u.$ da tensão no instante $t = 1s$ seguida de uma ordem de redução de $0,1p.u.$ no instante $t = 2s$. Nota-se que o gerador não atende à ordem pois este atinge o seu limite de fornecimento de potência reativa que é de $\pm 0,55Mvar$ (Figura 6.10c). Portanto, não é possível obter a regulação de tensão desejada em função da SCC do sistema.

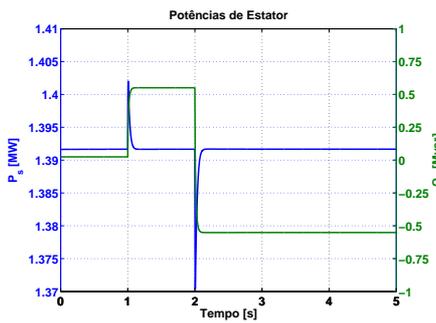
A resposta do GIDA para o mesmo evento ilustrado na Figura 6.10 é apresentada na Figura 6.11, porém em um sistema com SCC de 17,6 p.u. na base da máquina. Embora ainda haja saturação da capacidade de fornecimento de potência reativa (Figura 6.11c), o gerador é capaz de variar em torno de 2,5% do valor nominal de tensão com resposta criticamente amortecida com tempo de assentamento menor



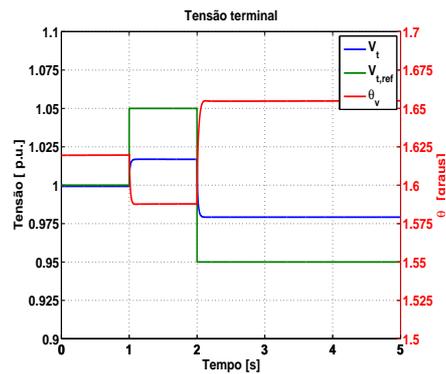
(a) Correntes de rotor e referências.



(b) Tensão do capacitor.



(c) Potências ativa e reativa de estator.



(d) Tensão terminal.

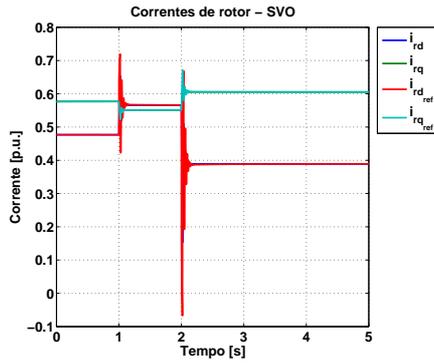
Figura 6.11: Resposta do regulador de tensão do GIDA para uma SCC de 17,6 p.u.MVA.

que 1 segundo (Figura 6.11d).

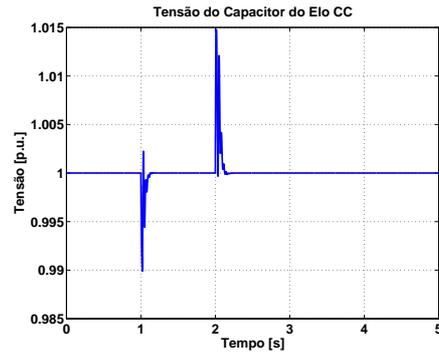
Agora, em sistema com SCC em torno de 1,76 p.u.MVA na base do gerador, o sistema é capaz de controlar a tensão sem que seu fornecimento de potência reativa saturar (Figura 6.12c). Entretanto, a resposta é pouco amortecida ($\zeta \approx 0,016$), pois apresenta sobresselo da ordem de 95% para a variação positiva e valor muito maior para a variação negativa.

É possível melhorar o desempenho dinâmico de forma a obter uma faixa maior de SCCs onde a resposta seja satisfatória [41] (*i.e.* o emprego de um compensador *lead-lag* em série com o ganho de estatismo, regulador PI com compensação de queda de tensão). Nas obras mais recentes acerca do controle de tensão de parques eólicos tem sido adotada a filosofia do controle rápido de tensão, por meio de regulador de tensão local como descrito no capítulo 5 ilustrado na Figura 5.5, em conjunto com uma malha externa de controle secundário de tensão. Tal estratégia é denominada controle de tensão distribuído em [28, 41]. Em [35] é apresentada uma variação para o controle local rápido de tensão com uma malha externa de potência reativa a nível de gerador com uma malha externa de controle secundário de tensão.

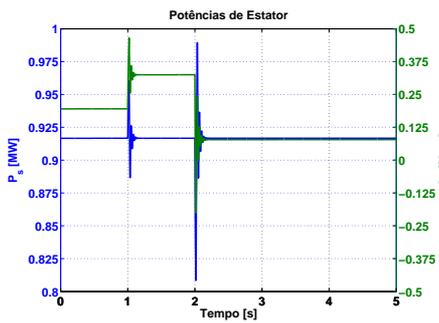
Um estudo comparativo das estratégias de controle de tensão foge do escopo deste estudo. Para uma discussão detalhada sobre o assunto é recomendada a leitura de



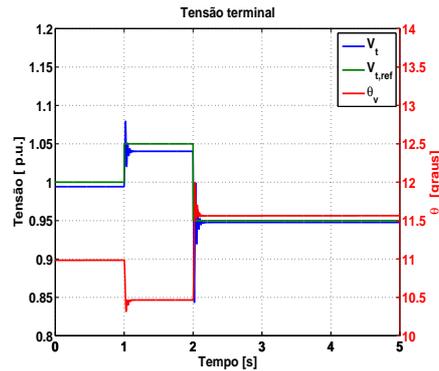
(a) Correntes de rotor e referências.



(b) Tensão do capacitor.



(c) Potências ativa e reativa de estator.



(d) Tensão terminal.

Figura 6.12: Resposta do regulador de tensão do GIDA para uma SCC de 1,76 p.u.MVA.

[28].

6.6 Projeto do regulador de Velocidade do Rotor

No capítulo 2 foi apresentada a estratégia de rastreamento da potência máxima dos ventos. Em velocidades de vento menores que a nominal, o equipamento deve variar a velocidade de sua turbina para que esta atinja a velocidade rotacional que correspondente a RVP ótima.

Para atingir a potência máxima foram apresentados alguns métodos para relacionar o torque e a velocidade da máquina de maneira que esta atinja o MPP (Capítulo 5).

Nesta seção será apresentado sistema de controle de regulação da velocidade por meio do torque elétrico da máquina que consoante discutido, apresenta potencial para resposta muito mais rápida que o controle do ângulo de passo.

Embora uma resposta com tempos de subida e de assentamento adequados sejam desejados, o modelo considerado despreza uma série de fatores que podem influenciar caso a resposta seja rápida demais. Considerações semelhantes às referidas no capítulo 2 acerca do controle do ângulo de passo são tomadas para a sintonia das

malhas do controle de velocidade, por exemplo: os esforços mecânicos no sistema de transmissão e nas próprias pás. Uma resposta rápida pode ser interessante do ponto de vista energético (rastreamento do ponto de potência máxima), mas prejudicial para a manutenção do equipamento.

Em [15, 43, 62] se utiliza uma representação simplificada dessas limitações. Esta consiste de um filtro de primeira ordem com frequência de corte típica em 20rad/s com limites na taxa de variação da potência ativa e nos valores máximos e mínimos da mesma (Figura 6.13).

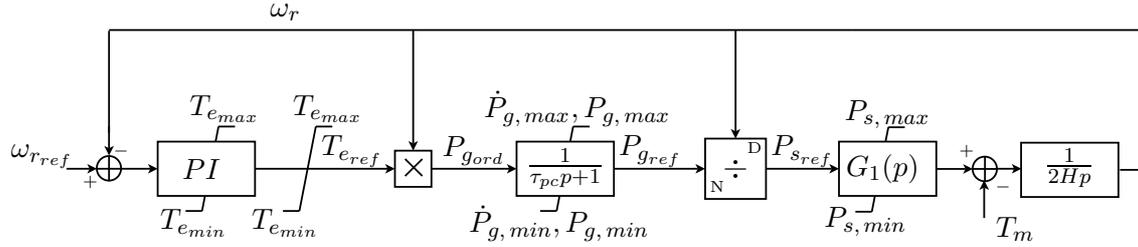


Figura 6.13: Sistema de controle da velocidade do rotor em malha fechada. No bloco com o sinal de divisão a entrada sinalizada com N é o numerador e a entrada sinalizada com D é o denominador. A figura apresenta a convenção de **motor** e as grandezas estão em p.u.

A Figura 6.13 apresenta a planta do sistema a ser controlado. O bloco representado como G_1 é o modelo do sistema de regulação da potência ativa do estator em malha fechada.

Como abordagem inicial, despreza-se a influência de $G_1(p)$ na resposta dinâmica pois a malha possui uma escala de tempo diferente daquela do sistema mecânico [9]. Então, o sistema é descrito por:

$$2H\dot{\omega}_r = T_m - T_e \quad (6.50)$$

$$P_s = T_{e,ref} \quad (6.51)$$

Utilizando uma lei de controle na forma:

$$T_{e,ref} = k_p(b\omega_{r,ref} - \omega_r) + k_i z \quad (6.52)$$

$$\dot{z} = \omega_{r,ref} - \omega_r \quad (6.53)$$

e fazendo $\tau = k_p/k_i$ e $K = k_i$, a dinâmica da velocidade da turbina em malha fechada é expressa por:

$$\Omega_r(p) = \frac{1}{2Hp} \left(-T_m(p) - K \frac{(\tau p + 1)}{p} \Omega_r(p) + K \frac{(b\tau p + 1)}{p} \Omega_{r,ref}(p) \right) \quad (6.54)$$

e esta pode ser reescrita como:

$$\Omega_r(p) \left(p^2 + \frac{K\tau}{2H}p + \frac{K}{2H} \right) = -\frac{p}{2H}T_m(p) + K \frac{(b\tau p + 1)}{2H} \Omega_{r,ref}(p) \quad (6.55)$$

Conforme enfatizado em [74], o fator b no controlador da velocidade permite remover o zero da função de transferência final. Segundo [85], como o sistema a ser controlado possui apenas um integrador, um regulador IP ([1]) é suficiente para o controle⁸. Os mesmos autores propõem um tempo de assentamento à resposta ao degrau da ordem de 4s.

Tornando o termo b da equação 6.55 igual a zero, por inspeção concluí-se que os ganhos proporcional e integral são dados por:

$$k_p = 4H\zeta\omega_n \quad (6.56)$$

$$k_i = 2H\omega_n^2 \quad (6.57)$$

Como $t_s \approx \frac{-\ln(0,02)}{\zeta\omega_n}$, ao escolher $\zeta = 1$ se obtém⁹:

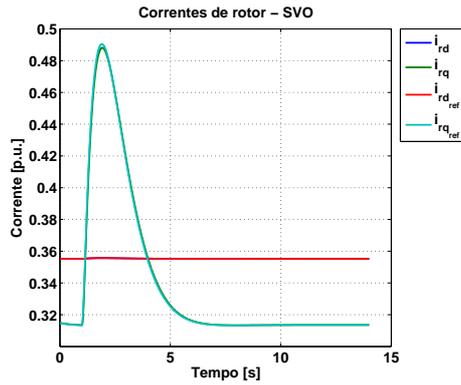
$$k_p = 14,0 \frac{W}{VA} \quad (6.58)$$

$$k_i = 9,0 \frac{W}{sVA} \quad (6.59)$$

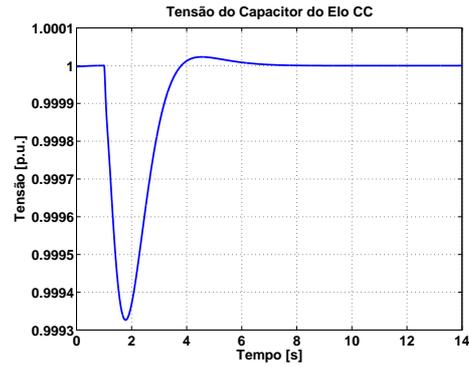
Nas Figuras 6.14d e 6.14c pode-se observar a relação entre a potência ativa e a velocidade do rotor. No instante $t = 1s$ foi comandada uma variação de $-0,05p.u.$ na velocidade do rotor da máquina. A potência elétrica aumenta momentaneamente a fim de reduzir a velocidade do rotor e em seguida retorna ao valor inicial.

⁸Varição do controlador PI sem contribuição da referência no termo proporcional. Esta forma evita a variação brusca de uma mudança de referência[66], proporcionando uma partida suave.

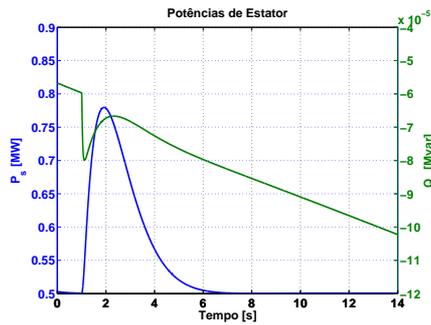
⁹O valor do ganho integral foi alterado ligeiramente para evitar sobrepasso. Tal medida foi necessária, pois a expressão para o tempo de assentamento é aproximada.



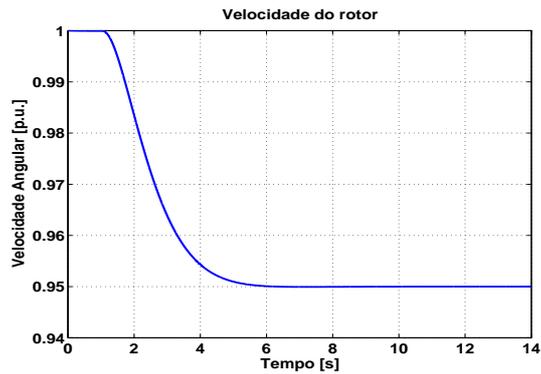
(a) Correntes de rotor e referências.



(b) Tensão do capacitor.



(c) Potências ativa e reativa de estator.



(d) Velocidade do rotor.

Figura 6.14: Resposta do regulador de velocidade do GIDA .

6.7 Conclusões

É possível obter relações aproximadas para o ajuste dos reguladores das diversas malhas de acordo com o desempenho especificado sem que haja conflito entre estas.

Para o controle das correntes do rotor foi necessário compensar seus termos de acoplamento entre fases e de contra força eletromotriz, pois estes influenciam na capacidade do gerador de fornecer potência ativa e reativa de maneira desacoplada. A largura de banda desses controladores deve ser alta, mas dentro de faixas de frequência contempladas pelo modelo utilizado, pois há fenômenos que não foram modelados que podem afetar a estabilidade do sistema como um todo.

É possível controlar as potências ativa e reativa sem que haja erro em regime permanente com um tempo de assentamento próximo de $100ms$ com relativa folga.

O controle da velocidade do rotor do gerador pode ser ajustado de forma que o sistema em malha fechada apresente uma resposta muito rápida. Esse critério frequentemente vai de encontro com requisitos de integridade do sistema como esforços aerodinâmicos e estruturais. Portanto, é importante incluir no modelo limitações e demais efeitos que permitam obter um comportamento coerente em simulações para avaliar o desempenho dinâmico do sistema elétrico.

Há diversas filosofias para o controle de tensão, entretanto algumas são mais

dependentes do SCR do que outras. Dessa forma é necessário considerar a variação que da capacidade de curto que pode ocorrer a fim de evitar respostas muito lentas, oscilatórias ou em alguns casos instáveis.

Foram apresentadas algumas metodologias para obter os valores em função dos parâmetros do aerogerador e das condições da rede. É importante considerar que há saturações, não-linearidades e limitações que podem alterar o comportamento durante condições operativas não-usuais. Para tanto é necessário um estudo mais aprofundado.

Capítulo 7

Conclusões

Neste trabalho o AVV com GIDA foi modelado para estudos da estabilidade transitória de sistemas elétricos de grande porte. Foram apresentadas algumas das estruturas de controle adotadas recentemente e, em seguida, foram obtidas expressões para os parâmetros dos controladores em função dos requisitos de desempenho.

Apresentou-se a teoria básica de extração da potência dos ventos por meio da teoria dos momentos, assim como as expressões para a potência aerodinâmica e sua relação com o ângulo de passo e RVP. Por meio das curvas de desempenho da turbina, foram especificadas suas regiões de operação, assim como as estratégias de controle adotadas em cada uma delas. Para modular a eficiência da extração da potência dos ventos utilizou-se um controlador para o ângulo das pás, que possui uma limitação na velocidade de atuação da ordem de $\pm 10^\circ/s$ (capítulo 2).

Foi apresentada uma modelagem genérica para o sistema de controle de velocidade que reproduz o seu comportamento em estudos de estabilidade transitória de sistemas de transmissão de grandes blocos de energia, como em [15, 43, 60]. Além do modelo para o sistema de controle, foram apresentados métodos para o ajuste de seus reguladores. Estes foram retirados de trabalhos presentes na literatura sobre o controle e modelagem do GIDA, cada um com determinado foco.

De acordo com a literatura, em situações de contingência, ocorre certa interação entre as malhas de controle do ângulo de passo e do torque elétrico como relatado em [43, 47], porém em situações operativas normais, estas atuam em regiões de velocidade de vento distintas, como apresentado no capítulo 2.

Além do modelo próprio para a análise da estabilidade eletromecânica, foram incluídos limites nas ordens de potência elétrica e mecânica de modo a reproduzir limitações do equipamento real a fim de manter a integridade do equipamento [62], assim como uma variante do controlador PI para o controlador da velocidade, de modo a obter uma partida suave para variações na referência de velocidade do rotor (inclusão de um fator na parte proporcional [1, 66, 85]).

A máquina de indução duplamente alimentada foi modelada assim como seus

conversores e, a partir de um modelo de 5^a ordem, foram obtidos modelos mais simples para simulação e controle de sistemas de larga escala, estes amplamente discutidos na literatura (capítulo 3).

Para o controle das correntes do rotor foi utilizado o controle vetorial. Dentre as orientações mais utilizadas para o controle vetorial do GIDA estão a SVO e a SFO (capítulo 4). Neste mesmo capítulo se encontra a análise simplificada, cujo resultado infere que a SFO apresenta problemas de estabilidade durante afundamentos de tensão graves, pois em função do valor da corrente de rotor de eixo direto, o fluxo de estator tende a aumentar sem limite. Na seção 4.4.1, o limite teórico do valor da corrente de rotor de eixo direito que leva à região de equilíbrio instável foi obtido com base nas considerações de [16], entretanto em trabalhos mais recentes se discute o efeito da dinâmica das malhas de corrente do rotor na estabilidade da orientação [14, 42].

A partir dos resultados das simulações, constatou-se que a compensação *feed-forward* é fundamental para o desacoplamento das potências ativa e reativa do estator, assim como o conhecimento dos parâmetros da máquina é para o desempenho dinâmico das malhas de corrente do rotor. Tal fato torna o desempenho do controle vetorial dependente do conhecimento dos parâmetros da máquina. Além disso, a capacidade de curto circuito do sistema elétrico exerce grande influência no desempenho dinâmico das correntes de rotor, assim como a condição de carga do sistema, pois a variação da tensão do sistema interfere na corrente de magnetização.

Para o controle de tensão verificou-se que o nível de curto circuito do sistema influencia tanto na capacidade de controle de tensão do parque (em função da limitação de fornecimento de potência reativa) quanto no amortecimento da malha de controle de tensão (inclusive na estabilidade, dependendo dos atrasos de comunicação dos equipamentos no parque eólico). No caso analisado (capítulo 6), ao aplicar um degrau de 5% na tensão de referência a resposta variou de sobre-amortecida a oscilatória, de forma que a SCC pode inclusive inviabilizar a estratégia de controle de tensão utilizada dentre as utilizadas em [15, 28].

Nas simulações realizadas, incluiu-se o efeito de saturação dos conversores de acordo com a tensão do elo CC, utilizando a modelagem de fontes de tensão como em [61–63]. No projeto do sistema de controle, empregou-se uma estratégia com base na linearização da equação de equilíbrio das potências ativa do rotor e do CLR [52, 56]. O controlador se mostrou capaz de regular a tensão do elo CC para pequenas perturbações com tempo de subida próximo do projetado.

Entretanto, as expressões analíticas para a sintonia deste controlador pressupõem o conhecimento dos parâmetros e que estes variem pouco em torno dos valores nominais. Dessa forma, nota-se nas simulações que seu desempenho dinâmico muda com o ponto de operação, isto é, com a tensão terminal do gerador (tensão de

estator).

Foram apresentados critérios de desempenho obtidos na literatura do controle de aerogeradores, assim como estratégias de controle, topologias e expressões simplificadas para o ajuste inicial das malhas, todas em condição operativa normal e/ou sob pequenas perturbações.

Como observado nos resultados de simulação, os valores iniciais para os parâmetros dos controladores atendem aos critérios de resposta dinâmica descritos nos procedimentos de rede com relativa folga. A exceção ocorre para o controle de tensão, onde o nível de curto circuito do sistema pode inviabilizar o cumprimento dos requisitos de desempenho para o sistema em malha fechada. Em tal caso, seriam necessários equipamentos adicionais no parque eólico para satisfazer os critérios de desempenho dinâmico.

7.1 Trabalhos Futuros

Como trabalhos futuros são propostos:

- analisar a interação entre os controladores do sistema completo do gerador;
- considerar uma estratégia com a colaboração do conversor do lado da rede para o controle de tensão e fornecimento de potência reativa, especialmente durante curtos;
- adicionar estruturas que tornem o GIDA capaz de responder e contribuir às variações de frequência da rede, tornando-o participante do controle de frequência-potência do sistema;
- incluir a capacidade de LVRT nos critérios para obtenção dos parâmetros dos reguladores e/ou aprimorar a estrutura destes de acordo com as estratégias já existentes;
- realizar estudos sobre a contribuição dos parques eólicos no controle de tensão secundário da área onde se encontra; e
- propor controladores avançados para que o controle de tensão seja menos afetado pela capacidade de curto circuito da rede.

Referências Bibliográficas

- [1] Karl J. Åström and Tore Hägglund. *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning*. ISA: The Instrumentation, Systems, and Automation Society, 1995.
- [2] Gonzalo Abad, Jesus Lopez, Miguel A. Rodriguez, Luis Marroyo, and Grzegorz Iwanski. *Doubly Fed Induction Machine: Modeling and Control for Wind Energy Generation*. IEEE Press Power Systems Engineering Series. IEEE Press, Sep 2011.
- [3] Hemant Ahuja, G. Bhuvaneswari, and R. Balasubramanian. Performance comparison of dfig and pmsg based wecs. *Renewable Power Generation (RPG 2011), IET Conference on*, 1:1–6, 2011.
- [4] Vladislav Akhmatov. Variable-speed wind turbines with doubly-fed induction generators - parti i: Modelling in dynamic simulation tools. *Wind Engineering*, 26:85 – 108, 2002.
- [5] Vladislav Akhmatov. Variable-speed wind turbines with doubly-fed induction generators - parti ii: Power system stability. *Wind Engineering*, 26:171 – 188, 2002.
- [6] Vladislav Akhmatov. *Analysis of Dynamic Behaviour of Electric Power Systems with Large Amount of Wind Power*. PhD thesis, Technical University of Denmark, 2003.
- [7] Fernando D. Bianchi, Hernán De Battista, and Ricardo J. Mantz. *Wind Turbine Control Systems. Principles, Modelling and Gain Scheduling Design*. Springer-Verlag London Limited, 2007.
- [8] Edson Bim. *Máquinas Elétricas e Acionamento*. Editora Campus Elsevier, 2009.
- [9] Michael K. Bourdoulis and Antonio T. Alexandridis. Rotor-side cascaded pi controller design and gain tuning for dfig wind turbines. *4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, 1:733–738, 2013.

- [10] Tony Burton, Nick Jenkins, David Sharpe, and Ervin Bossanyi. *Wind Energy Handbook*. John Wiley and Sons, Inc, Sep 2012.
- [11] Roberto Cárdenas, Rubéns Peña, Salvador Alepuz, and Greg Asher. Overview of control systems for the operation of dfigs in wind energy applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60:2776 – 2798, 2013.
- [12] Stephen J. Chapman. *Electric Machinery Fundamentals 4th*. McGraw-Hill, 2005.
- [13] S. Chondrogiannis and M. Barnes. Stability of doubly fed induction generator under stator voltage orientated vector control. *IET Renewable Power Generation*, 2:170–180, 2008.
- [14] M. A. Chowdhury, W. X. Shen, I. Hijazin, N. Hosseinzadeh, and H. R. Pota. Impact of dfig wind turbines on transient stability of power systems - a review. *2013 IEEE 8th Conference on Industrial Electronics and Applications*, 1:73–78, 2013.
- [15] Kara Clark, Nicholas W. Miller, and Juan J. Sanchez-Gasca. Modeling of ge wind turbine-generators for grid studies. Technical report, General Electric International, Inc., 2010.
- [16] Liu Congwei, Weng Haiqing, Sun Xudong, and Li Fahai. Research of stability of doubly fed induction motor vector control system. *Electrical Machines and Systems, 2001. ICEMS 2001. Proceedings of the Fifth International Conference on*, Vol. 2:1203 – 1206, 2001.
- [17] Francisco Kleber de Araújo Lima. *Aerogerador Baseado em Máquina de Indução Duplamente Alimentada - Suportabilidade para Afundamento de Tensão*. PhD thesis, UFRJ/COPPE/Programa de Engenharia Elétrica, 2009.
- [18] Assessoria de Comunicação do MME. Resultado do 18o leilão de energia nova. Página da Internet, Dez 2013. URL http://www.mme.gov.br/programas/leiloes_de_energia/galerias/arquivos/leiloes_energia_nova/18xLEN.pdf.
- [19] Equipe de Desenvolvimento do JabRef. *JabRef*, 2013.
- [20] Ministério de Minas e Energia. Programas de incentivo às fontes alternativas de energia elétrica. Página da Internet, Jan 2009. URL <http://www.mme.gov.br/programas/proinfa/galerias/arquivos/apresentacao/PROINFA-ANEX01-InstitucionalMME.pdf>.

- [21] Ministério de Minas e Energia e Empresa de Pesquisa Energética. Plano decenal de expansão de energia 2022. Technical report, Empresa de Pesquisa Energética, 2013.
- [22] Milton de Oliveira. *Fundamentos de Energia Eólica*. LTC, Rio de Janeiro, 2013.
- [23] Olle I. Elgerd. *Introdução à Teoria de Sistemas de Energia Elétrica*. McGraw-Hill do Brasil, LTDA., 1978.
- [24] A Ellis, Y Kazachkov, E Muljadi, P. Pourbeik, and J. J. Sanchez-Gasca. Description and technical specifications for genetic wtg models - a status report. In *Description and Technical Specifications for Generic WTG Models - A Status Report*, 2011.
- [25] Istvan Erlich, J. Kretschmann, and J. Fortmann. Modeling of wind turbines based on doubly-fed induction generators for power system stability studies. *Transactions on Power Systems*, 22:909–919, 2008.
- [26] A. E. Fitzgerald, Charles Kingsley, and Alexander Kusko. *Máquinas Elétricas*. McGraw-Hill do Brasil, LTDA., 1975.
- [27] Gene F. Franklin, J. David Powell, and Abbas Emami-Neini. *Feedback Control of Dynamic Systems*. Prentice Hall, 2006.
- [28] Jorge Martínez García. *Voltage Control in Wind Power Plants with Doubly Fed Generators*. PhD thesis, Aalborg University, 2010.
- [29] M. M. Hand and M. J. Balas. Non-linear and linear model based controller design for variable-speed wind turbines. Technical report, National Renewable Energy Laboratory, 1999.
- [30] L.H. Hansen, P.H. Madsen, F. Blaabjerg, H.C. Christensen, U. Lindhard, and K. Eskildsen. Generator and power electronics technology for wind turbines. *IECON'01: The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 3:2000 – 2005, 2001.
- [31] Morten H. Hansen, Anca Hansen, Torben J. Larsen, Stig Oye, Poul Sorensen, and Peter Fuglsang. Control design for a pitch-regulated, variable speed wind turbine. Technical report, Riso National Laboratory - Dinamarca, Jan 2005.
- [32] N. G. Hingorani and L. Gyugyi. *Understanding FACTS - Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems*, 1ed. IEEE Press, New York, 1999.

- [33] J. Jonkman, S. Butterfield, W. Musial, and G. Scott. Definition of a 5-mw reference wind turbine for offshore system development. Technical report, National Renewable Energy Laboratory, 2009.
- [34] R. J. Koessler. Integration of large wind farms into utility grids (part 1- modeling of dfig). *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, 3: 1512–1519, 2003.
- [35] R. J. Koessler. Analysis of a type 3 (dfig) wind generation model with frequency response techniques. *Power and Energy Society General Meeting*, 1:1 – 5, 2011.
- [36] Paul C. Krause, Oleg Wasynczuk, and Scott D. Sudhoff. *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. John W, 2002.
- [37] Prabha Kundur. *Power System Stability and Control*. McGraw-Hill, 1994.
- [38] W. E. Leithead, S. de la Salle, and D. Reardon. Role and objectives of control for wind turbines. *IEE PROCEEDINGS*, 138(2):135–148, Mar. 1991.
- [39] Werner Leonhard. *Control of Electrical Drives*. Springer-Verlag Berlin, 2001.
- [40] Jorge Martínez, Philip C. Kjær, Pedro Rodriguez, and Remus Teodorescu. Comparison of two voltage control strategies for a wind power plant. *Power Systems Conference and Exposition (PSCE), 2011 IEEE/PES*, 1: 1 – 9, 2011.
- [41] Jorge Martínez, Philip C. Kjær, Pedro Rodriguez, and Remus Teodorescu. Design and analysis of a slope voltage control for a dfig wind power plant. *IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION*, 27:11 – 20, 2012.
- [42] Francoise Mei and Bikash C. Pal. Modelling of doubly-fed induction generator for power system stability study. In *Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE*, pages 1 – 8, 2008.
- [43] Nicholas W. Miller, Juan J. Sanchez-Gasca, William W. Price, and Robert W. Delmerico. Dynamic modeling of ge 1.5 and 3.6 mw wind turbine generators for stability simulations. *Power Engineering Society General Meeting, 2003, IEEE*, 3:1977–1983, Sep 2003.
- [44] S. Muller, M. Deicke, and R. W. de Doncker. Doubly fed induction generator systems for wind turbines. *IEEE Industry Applications Magazine*, May/June:26–33, May/June 2002. pp. 26-33.

- [45] Iulian Munteanu, Antoneta Iuliana Brateu, Nicolaos-Antonio Cutulius, and Emil Ceanga. *Optimal Control of Wind Energy Systems: Towards a Global Approach*. Springer-Verlag London Limited, 2008.
- [46] D. W. Novotny and T. A. Lipo. *Vector Control and Dynamics of AC Drives*. Oxford University Press, 1996.
- [47] Marcus Vinicius A. Nunes, J. A. Peças Lopes, Hans Helmut Zü, Ubiratan H. Bezerra, and Rogério G. Almeida. Influence of the variable-speed wind generators in transient stability margin of the conventional generators integrated in electrical grids. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 19(4):692 – 701, December 2004.
- [48] Marcus Vinicius Alves Nunes. *Avaliação do Comportamento de Aerogeradores de Velocidade Fixa e Variável Integrados em Redes Eléctricas Fracas*. PhD thesis, Universidade Federal de Santa Catarina, 2003.
- [49] Anaya-Lara Olimpo, Nick Jenkins, Janaka B. Ekanayake, Phill Cartwright, and Mike Hughes. *Wind Energy Generation: Modelling and Control*. John Wiley and Sons, Inc, 2009.
- [50] Chee-Mun Ong. *Dynamic Simulation of Electric Machinery*. Prentice Hall, 1998.
- [51] ONS. Submódulo 3.6 - requisitos técnicos mínimos para a conexão às instalações de transmissão. Technical report, ONS, 2010.
- [52] Rolf Ottersten. *On Control of Back-to-Back Converters and Sensorless Induction Machine Drives*. PhD thesis, Chalmers University of Technology, 2003.
- [53] R. Pena, J. C. Clare, and G. M. Asher. Doubly fed induction generator using back-to-back pwm converters and its application to variable-speed wind-energy generation. *IEEE Proceedings - Electric Power Applications*, 143: 231–241, 1996.
- [54] R. Pena, J. C. Clare, and G. M. Asher. A doubly fed induction generator using back-to-back pwm converters supplying and isolated load from a variable speed wind turbine. *IEEE Proceedings - Electric Power Applications*, 143: 380–387, 1996.
- [55] Amaro Pereira, Carlos Henrique Brasil de Carvalho, Danielle Andrade, José Marcos Bressane, Juarez C. Lopes, Jurema Ludwig, Leonardo A. F. P. Sant’ Anna, Paulo César Vaz Esmeraldo, and Pedro Moretz Sohn

David. Proposta para a expansão da geração eólica no brasil. Technical Report 01, Empresa de Pesquisa Energética, fev 2009.

- [56] Andreas Petersson. *Analysis, Modeling and Control of Doubly-Fed Induction Generators for Wind Turbines*. PhD thesis, Chalmers University of Technology, 2005.
- [57] Andreas Petersson, Lennart Harnegfors, and Tobjorn Thiringer. Comparison between stator-flux and grid-flux-oriented rotor current control of duoubly-fed induction generators. In *2004 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2004.
- [58] Andreas Petersson, Lennart Harnefors, and Torbjörn Thiringer. Evaluation of current control methods for wind turbines using doubly-fed induction machines. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20:227–235, 2005.
- [59] Carlos Alexandre Pontes Pizzino. Controle não-linear adaptativo sensorless de um motor de indução baseado na corrente rotórica. Master’s thesis, UFRJ/COPPE, 2008.
- [60] W. W. Price and J. J. Sanchez-Gasca. Simplified wind turbine generator aerodynamic models for transient stability studies. In *Power Systems Conference and Exposition, 2006. PSCE '06. 2006 IEEE PES*, pages 986 – 992, 2006.
- [61] Ricardo Diniz Rangel. *Modelagem de Equipamentos FACTS Baseados em Inversores de Tensão para Análise de Fluxo de Potência e Fenômenos Eletromecânicos*. PhD thesis, PEE/COPPE/UFRJ, 2004.
- [62] Ricardo Diniz Rangel, Júlio César Rezende Ferraz, Sérgio Gomes Jr., and Ricardo Mota Henriques. Modelagem de geração eólica em programas de fluxo de potência e de análise de estabilidade eletromecânica. *XVIII Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica*, 163: 1–2, Sep 2005.
- [63] Ricardo Diniz Rangel, Raphael Gárdos, Alquindar Pedroso, and Edson H. Watanabe. Representação de elo cc ”back-to-back” baseado em conversores de tensão, para estudos de estabilidade eletromecânica. *XI Simpósio de Especialistas em Planejamento da Operação Elétrica*, 1:1, 2009.
- [64] José Luis Rodríguez-Amenedo, Santiago Arnalte, and Juan Carlos Burgos. Automatic generation control for a wind farm with variable speed wind turbines. *IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION*, 17:279 – 284, 2002.

- [65] S. K. Salman and B. Badrzadeh. New approach for modeling doubly-fed induction generator (dfig) for grid-connection studies. In *European wind energy conference an exhibition, London*, volume 1, page 1, 2004.
- [66] Dale E. Seborg, Thomas F. Edgar, Duncan A. Mellichamp, and Francis J. Doyle III. *Process Dynamics and Control*. Wiley, 2011.
- [67] S. R. Silva, E. L. R. Pinheiro, E. N. Cardoso, and A. Análise da integração de usinas eólicas na rede elétrica. *Congresso de Inovação Tecnológica em Energia Elétrica*, pages 209–214, Nov 2003.
- [68] Sigurd Skogestad and Ian Postlethwaite. *Multivariable Feedback Control*. John Wiley and Sons, Inc, 2005.
- [69] J. G. Slootweg, W. H. de Hann, H. Polinder, and W. L. Kling. General model for representing variable speed wind turbines in power system dynamics simulations. *IEEE Transactions on Power Systems*, 18(1):144–151, Feb. 2003.
- [70] Mark W. Spong, Seth Hutchinson, and M. Vidyasagar. *Robot Modeling and Control*. John Wiley and Sons, Inc, Nov 2005.
- [71] Yuan-Zhang SUN, Jin LIN, Guo jie LI, and Xiong LI. A review on the integration of wind farms with variable speed wind turbine systems into power systems. *Sustainable Power Generation and Supply, 2009. SUPERGEN '09. International Conference on*, I:1–6, 2009.
- [72] Y. Tang and L. Xu. Stator field oriented control of doubly-excited induction machine in wind power generating system. *Proceedings of the 35th Midwest Symposium in Circuits and Systems*, 2:1446–1449, 1992.
- [73] Yifan Tang and Longya Xu. A flexible active and reactive power control strategy for a variable speed constant frequency generating system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 10:472–478, 1995.
- [74] Gerardo Tapia, Arantxa Tapia, and J. Xabier Ostolaza. Two alternative modeling approaches for the evaluation of wind farm active and reactive power performances. *IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION*, 4:909 – 920, 2006.
- [75] M. Tazil, V. Kumar, R.C. Bansal, S. Kong, Z. Y. Dong, W. Freitas, and H. D. Mathur. Three-phase doubly fed induction generators: an overview. *IET Electric Power Applications*, 4:75–89, 2010.

- [76] Roberto A. Tenenbaum. *Dinâmica Aplicada*. Editora Manole Ltda., 2006.
- [77] João P. A. Vieira, Marcus N. A. Nunes, and Ubiratan H. Bezerra. Design of optimal pi controllers for doubly fed induction generators in wind turbines using genetic algorithm. *Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE*, 1:1–7, 2008.
- [78] João Paulo A. Vieira, Marcus Vinicius A. Nunes, and Ubiratan H. Bezerra. Using genetic algorithm to obtain optimal controllers for the dfig converters to enhance power system operational security. *Bulk Power System Dynamics and Control - VIII (iREP), 2010 iREP Symposium*, 1:1 – 9, 2010.
- [79] O. Wasynczuk, D. T. Man, and J. P. Sullivan. Dynamic behavior of a class of wind turbine generators during random wind fluctuations. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-100:2837 – 2845, 1981.
- [80] Bin Wu, Yongqiang Lang, Navid Zargari, and Samir Kouro. *Power conversion and control of wind energy systems*. John Wiley and Sons, Inc, 2011.
- [81] F. Wu, P. Ju, and X. P. Zhang. Parameter tuning for wind turbine with doubly fed induction generator using pso. *Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2010 Asia-Pacific*, 1:1 – 4, 2010.
- [82] M. Yamamoto and O. Motoyoshi. Active and reactive control for doubly-fed wound rotor induction generator. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 6:624–629, Out. 1991.
- [83] L. Yang, G. Y. Yang, Z. Xu, and Z. Y. Dong. Optimal controller design of a doubly-fed induction generator wind turbine system for small signal stability enhancement. *Generation, Transmission & Distribution, IET*, 4: 579 – 597, 2010.
- [84] M. Zamanifar, B. Fani, M.E.H. Golshan, and H.R. Karshenas. Dynamic modeling and optimal control of dfig wind energy systems using dft and nsga-ii. *Electric Power Systems Research*, 108:50–58, 2014.
- [85] Qiong zhong Chen, Michel Defourny, and Olivier Brüls. Control and simulation of doubly fed induction generator for variable speed wind tubrine systems based on an integrated finite element approach. In *Proceedings of the European Wind Energy Conference and Exhibition 2011 (EWEA 2011), Brussels, Belgium, Mar. 14-17, 2011*.

Apêndice A

Dados Utilizados

Os parâmetros da máquina utilizada se encontram na tabela A.1 abaixo:

Parâmetro	Valor
$V_{\phi\phi,base}$	690V
$S_{3\phi,base}$	1,758MVA
f_{base}	60Hz
r_s	$7,5 \times 10^{-3}p.u.$
r_r	$7,53 \times 10^{-3}p.u.$
$L_{s\sigma}$	$12,854 \times 10^{-2}p.u.$
$L_{r\sigma}$	$18,925 \times 10^{-2}p.u.$
L_m	$282,1 \times 10^{-2}p.u.$
σ	0,1037

Tabela A.1: Parâmetros de um gerador de 1,76 MVA referidos pelo estator.

Os parâmetros do elo CC utilizado se encontram na tabela A.2 abaixo:

Parâmetro	Valor
$V_{base,CA1} = V_{\phi\phi,base}$	690V
$V_{base,CA2} = V_{\phi\phi,base}$	400V
$S_{base,CA} = S_{3\phi,base}$	1,758MVA
$V_{base,CC}$	1,1kV
$P_{base,CC}$	0,16MW
$R_{base,CC}$	6,875 Ω
C	$15,0 \times 10^{-3}F$
K_f	$\sqrt{6}/\pi$
$K_c 1$	1,24
$K_c 1$	2,14
$K'_c 1$	13,66
$K'_c 2$	23,56

Tabela A.2: Parâmetros do elo CC B2B utilizado.

Os parâmetros do regulador de velocidade genérico e da turbina são apresentados na tabela A.3 abaixo:

Parâmetro	Valor
ρ_{ar}	$1,225kg/m^3$
R_r (raio)	$43,0m$
p (polos)	6
N_g	79,89
H	$3,5\frac{sW}{VA}$
τ_p	$0,1s$
β_{max}	20°
β_{min}	0°
$\dot{\beta}_{max}$	5°
$\dot{\beta}_{min}$	5°
K_{ip}	70,0
K_{pp}	140,0
K_{ic}	15,0
K_{pc}	20,0
P_{max}	1.0p.u.

Tabela A.3: Parâmetros da turbina e regulador de velocidade utilizados.

Apêndice B

Conceitos de Máquinas Elétricas

Aqui são apresentados alguns conceitos de máquinas elétricas de corrente alternada. É assumido que o leitor possui conhecimento da teoria de circuitos elétricos, circuitos magnéticos e noções de eletromagnetismo.

B.1 Equações de um Circuito Indutor e Resistor Série

Seja um circuito composto por um resistor e um indutor em série ¹ como o apresentado na Figura B.1:

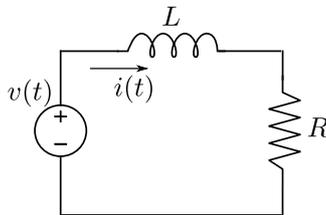


Figura B.1: Circuito elétrico composto por resistor e indutor em série.

O seu comportamento dinâmico é descrito pelas equações:

$$v(t) = Ri(t) + \dot{\phi}(t)$$

$$\phi(t) = Li(t)$$

onde $v(t)$ é a tensão da fonte, $i(t)$ é a corrente do circuito e $\phi(t)$ é o fluxo magnético contido no enrolamento do indutor.

Seja um circuito trifásico em configuração estrela, onde o circuito de cada ramo é constituído por um circuito RL série alimentado por uma força eletromotriz e em

¹Comumente chamado de circuito RL série

série, conforme ilustrado na figura B.2.

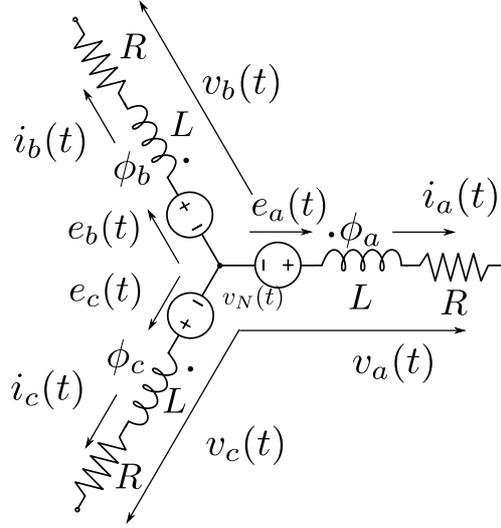


Figura B.2: Circuito resistor-indutor trifásico magneticamente acoplado.

Assim como no caso do circuito anterior, podemos descrever seu comportamento dinâmico por meio de um sistema de equações diferenciais e algébricas:

$$\begin{aligned}
 v_a(t) &= Ri_a(t) + \dot{\phi}_a(t) + e_a(t) \\
 v_b(t) &= Ri_b(t) + \dot{\phi}_b(t) + e_b(t) \\
 v_c(t) &= Ri_c(t) + \dot{\phi}_c(t) + e_c(t) \\
 \phi_a(t) &= Li_a(t) + M_{ab}i_b(t) + M_{ac}i_c(t) \\
 \phi_b(t) &= M_{ba}i_a(t) + Li_b(t) + M_{bc}i_c(t) \\
 \phi_c(t) &= M_{ca}i_a(t) + M_{cb}i_b(t) + Li_c(t)
 \end{aligned}$$

onde as tensões, correntes e fluxos são funções da forma $f : \mathbb{R}^+ \rightarrow \mathbb{R}$ e os parâmetros M representam a influência do acoplamento magnético entre os indutores. Podemos arranjar-las em forma matricial, definindo os vetores:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{e}(\cdot) &:= (e_a(\cdot), e_b(\cdot), e_c(\cdot)); \\
 \mathbf{v}(\cdot) &:= (v_a(\cdot), v_b(\cdot), v_c(\cdot)); \\
 \mathbf{i}(\cdot) &:= (i_a(\cdot), i_b(\cdot), i_c(\cdot)); \\
 \boldsymbol{\phi}(\cdot) &:= (\phi_a(\cdot), \phi_b(\cdot), \phi_c(\cdot));
 \end{aligned}$$

que são funções da forma $f : \mathbb{R}^+ \rightarrow \mathbb{R}^3$.

Com o novo arranjo, as equações do circuito podem ser reescritas como:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}(t) &= \mathbf{R}\mathbf{i}(t) + \dot{\boldsymbol{\phi}}(t) + \mathbf{e}(t) \\ \boldsymbol{\phi}(t) &= \mathbf{L}\mathbf{i}(t) \end{aligned}$$

onde os elementos das matrizes \mathbf{R} e \mathbf{L} dependem das características geométricas e dos materiais dos circuitos elétricos e magnéticos.

B.2 Onda de Força Magnetomotriz

Esta seção descreve o conceito de onda de força magnetomotriz (fmm)². Para o desenvolvimento foi utilizado o material descrito em [8, 36, 39, 50].

Hipóteses do modelo:

- A geometria das ranhuras não afeta o campo \vec{B} ;
- Despreza-se o efeito das extremidades do cilindro nos campos e fluxos;
- A espessura do entreferro é pequena o suficiente para aproximar o campo neste como radial;

além das consideradas no capítulo 3.

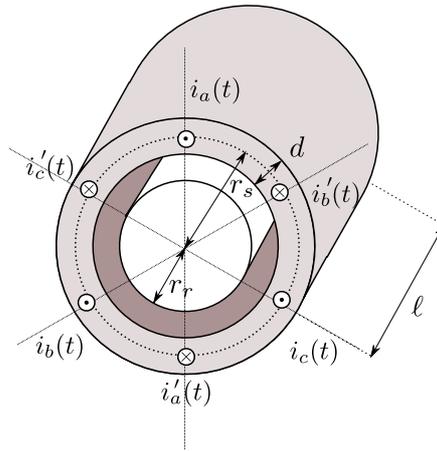


Figura B.3: Modelo simplificado de máquina trifásica com apenas um enrolamento por fase e apenas um par de polos.

Considere um circuito trifásico como o da Figura B.2, um cilindro oco com espessura d , raio médio r_s e comprimento ℓ e um cilindro maciço com raio r_r e

²Embora possua a palavra força em seu nome, esta não é uma grandeza vetorial, mas sim uma grandeza escalar obtida por meio da definição de fluxo magnético e de simplificações da equação integral de Amperè-Maxwell para um circuito magnético.

comprimento ℓ com ranhuras possuindo enrolamentos afastados espacialmente em 120° espaciais de acordo com a Figura B.3.

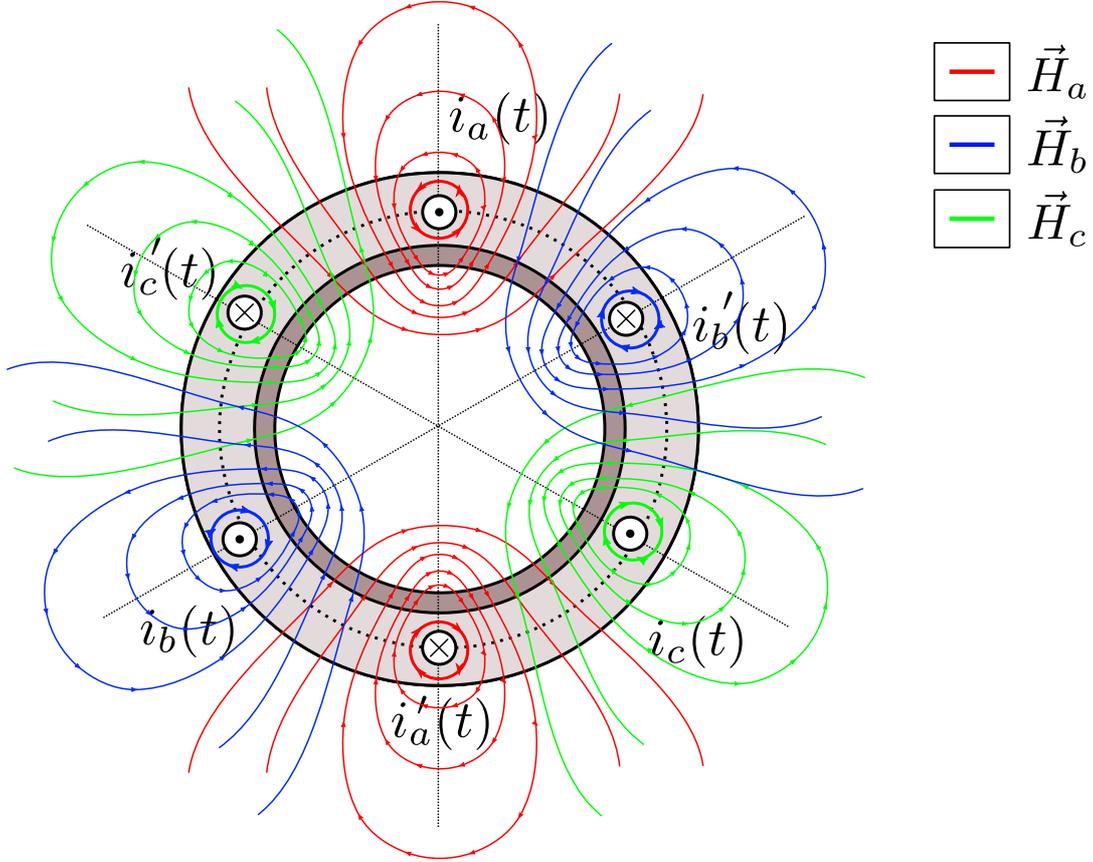


Figura B.4: Linhas de campo de \vec{H} no plano frontal do modelo de máquina.

Analisando a seção frontal da Figura B.3 obtemos a Figura B.4, onde estão ilustradas de maneira rudimentar as linhas de força dos campos intensidade (\vec{H}) de cada fase, inclusive no entreferro.

Desprezando duas fases quaisquer na Figura B.4, observa-se que uma fase cria um campo intensidade no entreferro como o ilustrado na Figura B.5. Este campo \vec{H} gera uma fmm no entreferro dada por $\mathfrak{F}_{ag}(t, \theta) = \mathfrak{F}_m(t) \text{rect}(\frac{\theta}{\pi})$.

A série de Fourier dessa onda é dada por:

$$\mathfrak{F}_{ag}(t, \theta) = \frac{2Ni_k(t)}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{2n+1} \cos((2n+1)\theta)$$

Considerando apenas a componente harmônica principal, observa-se que a força magnetomotriz no entreferro é dada por:

$$\mathfrak{F}_{ag}(t, \theta) = \frac{2Ni_k(t)}{\pi} \cos(\theta)$$

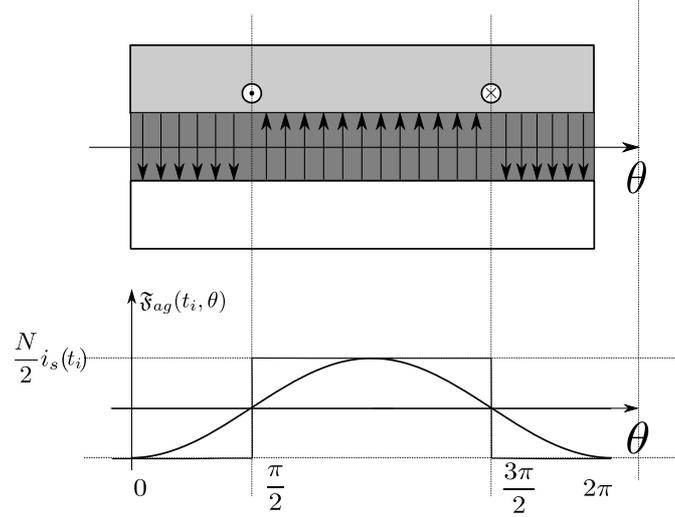


Figura B.5: Linhas de campo de \vec{H} no plano frontal do modelo de gerador e fmm no entreferro.

Caso seja aplicada uma corrente $i_k(t) = 2\sqrt{2}I_s \cos(2\pi f_1 t + \varphi_{i1})$, a força magnetomotriz será:

$$\begin{aligned} \mathfrak{F}_{ag}(t, \theta) &= \frac{2\sqrt{2}NI_s}{\pi} \cos(2\pi f_1 t + \varphi_{i1}) \cos(\theta) \\ &= \frac{\sqrt{2}NI_s}{\pi} [\cos(2\pi f_1 t + \varphi_{i1} + \theta) + \cos(2\pi f_1 t + \varphi_{i1} - \theta)] \\ &= \mathfrak{F}_{ag}^-(t, \theta) + \mathfrak{F}_{ag}^+(t, \theta) \end{aligned}$$

onde $\mathfrak{F}_{ag}^-(t, \theta)$ é a equação de uma onda senoidal com comprimento de onda 2π e frequência f_1 que se desloca no sentido trigonométrico no entreferro da máquina, assim como $\mathfrak{F}_{ag}^+(t, \theta)$ se desloca no sentido horário.

Dessa forma, a força magnetomotriz gerada pela corrente senoidal de um enrolamento pode ser interpretada tanto como uma onda estacionária $\mathfrak{F}_{ag}(t, \theta)$ quanto como duas ondas trafegantes que se locomovem em sentidos opostos e oscilam na mesma frequência.

B.3 Campo Girante

Aproveitando o resultado obtido na seção B.2, podemos obter a força magnetomotriz (ou campo \vec{H}) resultante da contribuição dos três enrolamentos afastados espacialmente em 120° e alimentados com correntes senoidais defasadas em $2\pi/3$ graus elétricos e com frequência angular elétrica de ω_1 .

Seja a fmm de cada fase dada por:

$$\begin{aligned}
\mathfrak{F}_k(t, \theta) &= f_p \cos(\omega_1 t + \varphi_{i1} - k\gamma) \cos(k\gamma - \theta) \\
&= \frac{f_p}{2} \cos(\omega_1 t + \varphi_{i1} - \theta) + \cos(\omega_1 t + \varphi_{i1} - 2k\gamma + \theta)
\end{aligned}$$

onde $\gamma := \frac{2\pi}{3}$ e $k \in \{0, 1, 2\}$ representando respectivamente as fases $\{a, b, c\}$. A fmm resultante será:

$$\begin{aligned}
\mathfrak{F}_t(t, \theta) &= \sum_{k=0}^2 \mathfrak{F}_k(t, \theta) = 3 \frac{f_p}{2} \cos(\omega_1 t + \varphi_{i1} - \theta) + \frac{f_p}{2} \sum_{k=0}^2 \underbrace{\cos(\omega_1 t + \varphi_{i1} - 2k\gamma + \theta)}_{= \frac{1}{2}[r_k(t) + r_k(t)^*]} \\
&= 3 \frac{f_p}{2} \cos(\omega_1 t + \varphi_{i1} - \theta) + \frac{f_p}{4} [e^{j(\omega_1 t + \varphi_{i1} + \theta)} \sum_{k=0}^2 e^{-j2k\gamma}] + \frac{f_p}{4} \sum_{k=0}^2 r_k(t)^* \\
&= 3 \frac{f_p}{2} \cos(\omega_1 t + \varphi_{i1} - \theta) + \frac{f_p}{4} e^{j(\omega_1 t + \varphi_{i1} + \theta)} \underbrace{[1 + e^{-j2\gamma} + e^{-j4\gamma}]}_{=0} + \frac{f_p}{4} \underbrace{\sum_{k=0}^2 r_k(t)^*}_{=0} \\
&= 3 \frac{f_p}{2} \cos(\omega_1 t + \varphi_{i1} - \theta)
\end{aligned}$$

A última equação revela que quando a máquina trifásica com enrolamentos espaçados em 120° espaciais é alimentada por correntes defasadas em $2\pi/3$ radianos, como resultado ocorre uma onda de força magnetomotriz que completa uma volta no entreferro a cada $\frac{\pi p}{\omega_1}$ segundos, onde p é o número de polos no estator da máquina.

B.4 Indutâncias da Máquina de Indução

Em um sistema como o representado na Figura 3.1, a relação entre os campos \vec{B} e \vec{H} são altamente complexas, portanto é usual a análise por meio da interação entre o fluxo magnético ψ e a fmm \mathfrak{F} . Desprezando o efeito de saturação dos materiais magnéticos é possível simplificar ainda mais os fenômenos por meio do conceito de indutâncias. Há as auto-indutâncias que relacionam a parcela de fluxo magnético no enrolamento gerada pela sua própria corrente e as indutâncias mútuas que relacionam a parcela de fluxo magnético no enrolamento gerada pela corrente dos demais enrolamentos.

Existem diversos métodos para o cálculo das indutâncias de uma máquina de indução com rotor bobinado [8, 36, 39, 50]. Em função disso, apenas os resultados são apresentados de forma a se obter as matrizes de indutância utilizadas na descrição matricial do comportamento dinâmico da máquina de indução.

B.4.1 Auto Indutâncias

As auto indutâncias são compostas por um termo de magnetização e outro de dispersão. Uma boa aproximação do termo magnetizante pode ser obtida com as hipóteses da seção B.2, porém um cálculo de aproximação razoável para o termo de dispersão requer hipóteses mais realistas para o modelo da máquina, o que foge radicalmente do escopo. Dessa forma, o termo de dispersão é considerado constante e fornecido pelo fabricante ou obtido por meio de experimentos.

Indutâncias de magnetização:

Segundo [8], a permeância magnética no entreferro da máquina segundo as hipóteses adotadas é dada por:

$$\mathcal{P}_{ag} = \mu_0 \frac{\pi r \ell}{g} \left(\frac{4}{\pi p} \right)^2$$

onde,

- μ_0 : Permeabilidade do entreferro [H/m];
- $\pi r \ell$: Metade da área de superfície do entreferro (r é o raio do cilindro do estator, ou $r_s + d/2$ utilizando a nomenclatura da seção B.2; ℓ é o comprimento do cilindro)[m^2];³.
- g : Comprimento radial do entreferro [m];
- p : Número de par de polos.

Da teoria de circuitos magnéticos, se sabe que a indutância de um enrolamento com N espiras envolto em um núcleo magnético de permeância \mathcal{P} é dada por:

$$L = \mathcal{P} N^2$$

Com esses resultados é simples observar que os enrolamentos do estator e do rotor, respectivamente com N_s e N_r espiras possuem auto-indutâncias magnetizantes dadas por:

³Em [8], o volume do entreferro (um cilindro oco) é aproximado como $2\pi r g \ell$, porém o volume exato de acordo com as considerações para a máquina é igual a $\pi(r_s^2 - r_r^2)\ell$. Entretanto, pode ser mostrado que o erro entre os dois volumes é igual a $\pi g^2 \ell$, um erro razoável, uma vez que o valor de g tende a ser pequeno

$$L_{ms} = \mathcal{P}_{ag} N_s^2$$

$$L_{mr} = \mathcal{P}_{ag} N_r^2$$

Comparando as indutâncias de magnetização e a permeância do entreferro observa-se que:

$$\frac{L_{ms}}{N_s^2} = \frac{L_{mr}}{N_r^2} = \mathcal{P}_{ag}$$

onde se obtém a relação entre as indutâncias de magnetização do estator e do rotor:

$$L_{mr} = L_{ms} \frac{N_r^2}{N_s^2} \quad (\text{B.1})$$

Matrizes de auto indutância

Uma vez obtidas as expressões para a aproximação dos valores das auto-indutâncias magnetizantes, se torna possível definir as matrizes de auto indutância do estator e do rotor como:

$$\mathbf{L}_{ss} = L_{ss} \mathbf{I}_{3 \times 3}$$

$$\mathbf{L}_{rr} = L_{rr} \mathbf{I}_{3 \times 3}$$

sendo que:

$$L_{ss} = L_{ms} + \underbrace{L_{\sigma s}}_{\text{ind. de dispersão}}$$

$$L_{rr} = L_{mr} + \underbrace{L_{\sigma r}}_{\text{ind. de dispersão}}$$

B.4.2 Indutâncias Mútuas

As indutâncias mútuas representam o acoplamento magnético entre os enrolamentos dos circuitos trifásicos. Como os dois circuitos (rotor e estator) variam suas posições

relativas de acordo com o ângulo do rotor (θ_r), suas indutâncias mútuas entre os circuitos do rotor e do estator também o farão.

Indutâncias mútuas entre fases do mesmo circuito: De acordo com [8, 36, 50], as indutâncias entre enrolamentos de um mesmo circuito trifásico são dadas por:

$$M_s = -\frac{L_{ms}}{2}$$

$$M_r = -\frac{L_{mr}}{2}$$

As matrizes de indutância mútua entre fases dos mesmo circuito são iguais a:

$$\mathbf{M}_s = \begin{bmatrix} 0 & M_s & M_s \\ M_s & 0 & M_s \\ M_s & M_s & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{M}_r = \begin{bmatrix} 0 & M_r & M_r \\ M_r & 0 & M_r \\ M_r & M_r & 0 \end{bmatrix}$$

Indutâncias mútuas entre circuitos do rotor e estator:

Fator comum: $M_c = \mathcal{P}_{ag} N_s N_r$

Como há um fator multiplicativo para cada combinação de acoplamento entre fases do estator e do rotor que depende da projeção entre os dois eixos, é montada uma matriz de projeções de eixos das indutâncias do rotor para eixos das indutâncias do estator dada por:

$$\mathbf{A}_{sr} = \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a^2 & 1 & a \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{P}_{sr} = \text{Re} \{ e^{j\theta_r} \mathbf{A} \}$$

$$= \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

Finalmente, a matriz de indutâncias mútuas que representam o enlace no estator do fluxo gerado pelas correntes no rotor é:

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_{sr} &= M_c \mathbf{P}_{sr} \\ &= M_c \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Como o valor da indutâncias mútua é o mesmo entre enrolamentos, salvo pelo sinal do ângulo, temos:

$$\mathbf{M}_{rs} = \mathbf{M}_{sr}^T$$

B.5 Matrizes de Indutância Resultantes

Dessa forma podem ser formadas quatro matrizes de indutância:

$$\boldsymbol{\psi}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{s,abc}^s & \mathbf{L}_{sr,abc}^s(\theta_r) \\ \mathbf{L}_{rs,abc}^r(\theta_r) & \mathbf{L}_{r,abc}^r \end{bmatrix} \mathbf{i}(t)$$

$$\mathbf{L}_{s,abc}^s = \mathbf{L}_{ss} + \mathbf{M}_s$$

$$\mathbf{L}_{r,abc}^r = \mathbf{L}_{rr} + \mathbf{M}_r$$

$$\mathbf{L}_{sr,abc}^s(\theta_r) = \mathbf{M}_{sr}(\theta_r)$$

$$\mathbf{L}_{rs,abc}^r(\theta_r) = \mathbf{M}_{rs}(\theta_r)$$

Apêndice C

Transformações e Referenciais da Máquina de Indução Trifásica

Neste trabalho se utilizará transformações de referenciais e de sistemas de coordenadas. Os referenciais, sistemas de coordenadas e transformações mais importantes serão descritos a seguir. Grande parte desta seção é baseada nos trabalhos [8, 36, 39, 50].

Definição 1 (Referencial) . *Um referencial (frame of reference) \mathfrak{R} é definido como um conjunto de três pontos não-colineares, guardando entre si distâncias invariantes com o tempo [76].*

C.1 Transformações de Referencial

Em meados de 1920 R.H. Park introduzia uma nova abordagem para a análise de máquinas elétricas, ao efetuar uma troca de variáveis que revolucionou a análise de máquinas elétricas [36]. Essa troca de variáveis na verdade é uma transformação de referencial, na qual se representa as grandezas e equações de máquinas elétricas trifásicas em diversos referenciais e cada referencial apresenta vantagens para a análise da máquina. São apresentadas as transformações para a conversão entre os referenciais mais utilizados.

C.1.1 Transformação de Clarke

Na seção B.3, a composição das ondas de fmm estacionárias produzidas por cada fase se comporta como um vetor girante em um plano de seção da máquina ao longo do entreferro.

Em [50], para descrever o campo girante utilizam-se os vetores \hat{i}_a , \hat{i}_b e \hat{i}_c nas direções dos máximos da distribuição de fmm ao longo do entreferro para cada fase.

O valor instantâneo do vetor é dado pelo valor da corrente nos enrolamentos da fase associada.

Portanto o vetor alinhado com o campo girante seria descrito como:

$$\vec{x} = [\hat{i}_a i_a + \hat{i}_b i_b + \hat{i}_c i_c]$$

A Figura C.1 ilustra o vetor do campo girante para uma máquina alimentada com correntes senoidais atrasadas em 120° graus entre si e com amplitude constante IA . A posição do vetor girante \vec{x} em função do ângulo $\theta := \omega t$ com o eixo \hat{i}_a é descrita:

$$\vec{x} = I[\hat{i}_a \cos(\theta) + \hat{i}_b \cos(\theta - 2\pi/3) + \hat{i}_c \cos(\theta + 2\pi/3)]$$

Mas na Figura C.1 se torna claro que para qualquer θ é possível escolher vetores $\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta$ tais que:

$$\vec{x} = Ik_1[\hat{i}_\alpha \cos(\theta) + \hat{i}_\beta \sin(\theta)]$$

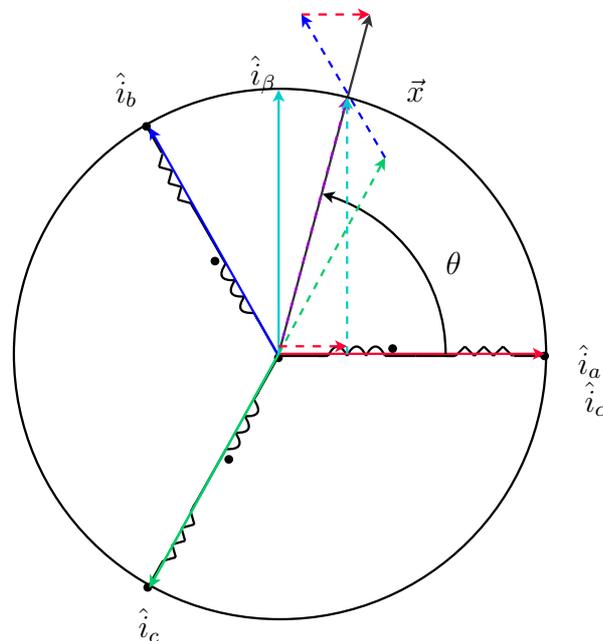


Figura C.1: Vetores representativos.

ou seja, o vetor girante pode ser descrito como:

$$\vec{x} = [\hat{i}_\alpha i_\alpha + \hat{i}_\beta i_\beta]$$

De acordo com conceitos de representações de sistemas de coordenadas [70], a transformação dada por:

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \cdot \hat{i}_a & \hat{i}_\alpha \cdot \hat{i}_b & \hat{i}_\alpha \cdot \hat{i}_c \\ \hat{i}_\beta \cdot \hat{i}_a & \hat{i}_\beta \cdot \hat{i}_b & \hat{i}_\beta \cdot \hat{i}_c \end{bmatrix} = k_1 \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

é a que relaciona o vetor das correntes $[i_\alpha(t); i_\beta(t)]$ em função do vetor das correntes $[i_a(t); i_b(t); i_c(t)]$.

Diz-se que o vetor $[i_a(t); i_b(t); i_c(t)]$ está em coordenadas abc e que o vetor $[i_\alpha(t); i_\beta(t)]$ está em coordenadas $\alpha\beta$. Adicionado a componente de sequência zero do conjunto de correntes trifásicas abc , diz-se que o vetor está em coordenadas $\alpha\beta 0$. As coordenadas $\alpha\beta 0$ de um vetor livre girante são obtidas por meio da transformada de Clarke (\mathbf{T}_c):

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{,\alpha} \\ i_{,\beta} \\ i_{,0} \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}} = k_1 \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ k_2 & k_2 & k_2 \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}_c} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{,a} \\ i_{,b} \\ i_{,c} \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{abc}} \quad (\text{C.1})$$

E os parâmetros k_1 e k_2 são fatores de escala que permitem que a matriz \mathbf{T}_c possua propriedades especiais. Dentre as escolhas mais usuais estão:

- Transformação invariante em potência: $k_1 = \sqrt{2/3}$ e $k_2 = \sqrt{1/2}$. Essa escolha torna a matriz ortogonal¹, e portanto invariante em normal, o que faz com que não altere o valor da potência nos enrolamentos quando aplicada nas equações de uma máquina trifásica;
- Transformação invariante em amplitude: $k_1 = 2/3$ e $k_2 = 1/2$. Essa escolha preserva a amplitude das componentes, porém a norma do vetor se altera, o que implica na mudança do valor de potência.

Quando a transformada de Clarke é utilizada para os circuitos do rotor, as coordenadas serão chamadas de $mn0$ para diferenciá-las das grandezas do estator.

¹Uma matriz cujos vetores coluna são ortogonais entre si e possuem norma unitária

C.1.2 Rotações

Uma rotação de um vetor $\boldsymbol{x} \in \mathbb{R}^2$ por um ângulo θ pode ser representada pela multiplicação de uma matriz da forma:

$$\boldsymbol{R}_2(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

Para um vetor $\boldsymbol{x} \in \mathbb{R}^3$ ela representa uma rotação ao longo do eixo z . A matriz é resultante de um mapeamento da matriz anti-simétrica

$$\hat{\boldsymbol{z}} := \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

de tal forma que: $\boldsymbol{R}_3(\theta) = e^{\hat{\boldsymbol{z}}\theta}$, ou de maneira mais explícita:

$$\boldsymbol{R}_3(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

C.1.3 Transformada de Park

A transformada de Park, pode ser vista como uma composição da transformada de Clarke em seguida de uma rotação ao longo do ângulo do rotor:

$$\boldsymbol{T}_p(\theta_r) = \boldsymbol{R}_3(\theta_r)\boldsymbol{T}_c$$

A transformada de Park utiliza a decomposição em componentes ortogonais da transformada de Clark e rotaciona o sistema de coordenadas em θ_r radianos.

C.2 Referenciais da Máquina de Indução

Na seção C.1.1, o comportamento das correntes do estator da máquina de indução foi analisado por meio de uma abordagem vetorial e com o uso de coordenadas $\alpha\beta$. Na teoria de **vetores espaciais** [46] todas as grandezas das máquinas elétricas são analisadas da mesma forma e a escolha de referenciais permite obter coordenadas para descrever as relações entre esses vetores.

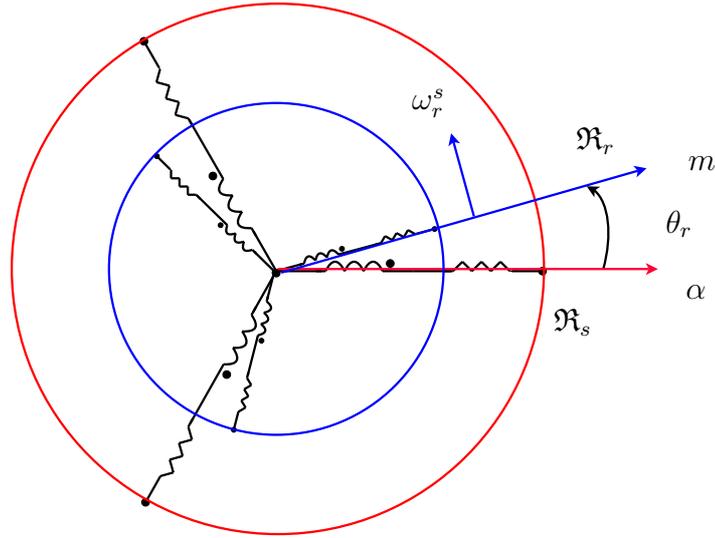


Figura C.2: Referenciais do estator e do rotor.

A Figura C.2 ilustra os circuitos trifásicos do estator e do rotor inseridos no plano do corte de seção reta de uma máquina como a descrita na Figura B.3. Nesta figura, o círculo vermelho representa o estator cujos circuitos estão fixos no referencial \mathfrak{R}_s que é solidário à carcaça do estator e o círculo azul representa o rotor cujo referencial \mathfrak{R}_r é solidário com o corpo deste.

Na Figura C.2, o eixo α é a referência de posição para as grandezas do estator e o eixo m cumpre o mesmo papel para o rotor. Na mesma figura, observa-se:

- θ_r : Ângulo elétrico entre o eixo na fase 'a' do estator e a fase 'a' do rotor;
- ω_r : Frequência angular do rotor em relação ao estator, é a diferença de velocidade angular entre os referenciais \mathfrak{R}_s e \mathfrak{R}_r .

Na figura C.3, é ilustrada a relação entre o referencial do estator e o referencial \mathfrak{R}_{sync} solidário com a onda de **fmm** gerada pelas correntes do estator (\mathfrak{F}_s). Em cada referencial são associados eixos de coordenadas cartesianas, um eixo definido como direto ou em fase e o ortogonal como quadratura².

Na Figura C.3, temos:

- θ_{sync} ou também θ_e : Ângulo elétrico do campo girante produzido pelas correntes do estator em relação a um eixo fixo a \mathfrak{R}_s ;
- ω_{sync} : Frequência angular das correntes do estator e proporcional à velocidade cinemática do campo girante (de estator) da máquina.

Em resumo, há três referenciais que merecem destaque:

²Neste trabalho o eixo em quadratura é adiantado em 90° no sentido anti-horário em relação ao eixo direto

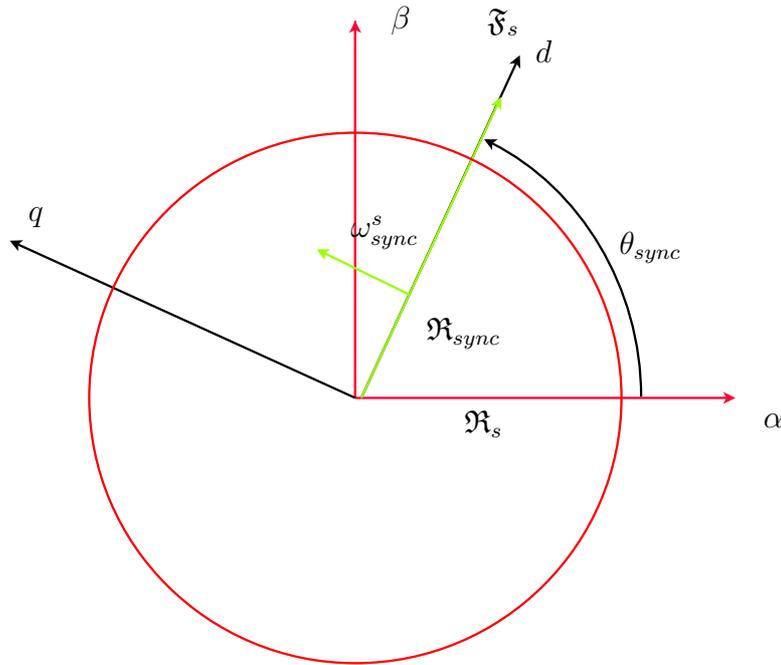


Figura C.3: Referencial síncrono em relação ao do estator.

- O referencial estático \mathfrak{R}_s , solidário à carcaça do estator da máquina;
- O referencial do rotor \mathfrak{R}_r , solidário ao rotor da máquina;
- O referencial síncrono \mathfrak{R}_e , referencial com velocidade angular ω_{sync} em relação ao referencial \mathfrak{R}_s .
- O referencial arbitrário \mathfrak{R}_a , referencial com velocidade angular ω_a em relação ao referencial \mathfrak{R}_s .

C.3 Transformações de Referencial das Equações Dinâmicas da Máquina de Indução Trifásica

C.3.1 Equações Circuitais no Referencial do Estator

Seja uma grandeza $\mathbf{x}_{s,abc}^s$, que por ser uma grandeza de um gerador em conexão estrela, tem sua componente de sequência zero nula, e a grandeza possui apenas componentes correspondentes aos eixos em fase e quadratura.

Equação das Tensões do Estator

Quando os eixos ortogonais são fixos no referencial do estator, diversos autores utilizam a notação de eixos α (componente em fase) e β (componente em quadratura)

[2, 8]. Dessa forma, a grandeza possui uma representação nos eixos $\alpha\beta 0$ dada por:

$$\mathbf{x}_{s,\alpha\beta 0}^s = \mathbf{T}_c \mathbf{x}_{s,abc}^s \quad (\text{C.2})$$

onde \mathbf{T}_c é a transformada de Clarke invariante em potência descrita na seção C.1 do apêndice C.

Portanto, para obter as equações dos circuitos do estator nas coordenadas $\alpha\beta 0$, utiliza-se a transformada de Park nas equações 3.1 e 3.2, sendo que para a \mathbf{T}_c invariante em potência é um fato que $\mathbf{T}_c^T = \mathbf{T}_c^{-1}$:

$$\mathbf{T}_c^{-1} \mathbf{v}_{s,\alpha\beta 0}^s = \mathbf{R}_{s,abc}^s \mathbf{T}_c^{-1} \mathbf{i}_{s,\alpha\beta 0}^s + \frac{d\{\mathbf{T}_c^{-1} \boldsymbol{\psi}_{s,\alpha\beta 0}^s\}}{dt} \quad (\text{C.3})$$

Como $\frac{d\{\mathbf{T}_c\}}{dt} = 0$ e $\mathbf{R}_{s,abc}^s$ é diagonal a expressão C.3 se torna:

$$\mathbf{v}_{s,\alpha\beta 0}^s = \mathbf{R}_{s,abc}^s \mathbf{i}_{s,\alpha\beta 0}^s + \frac{d\{\boldsymbol{\psi}_{s,\alpha\beta 0}^s\}}{dt} \quad (\text{C.4})$$

que descreve o comportamento dinâmico do circuito do estator em coordenadas $\alpha\beta 0$.

Equação das Tensões do Rotor

Para os circuitos do rotor, é necessário um procedimento adicional, pois, os enrolamentos do rotor estão no referencial \mathfrak{R}_r que possui velocidade angular ω_r no sentido anti-horário em relação ao referencial \mathfrak{R}_s .

Podemos representar as equações dos circuitos do rotor no sistema de coordenadas $mn0$ ³, utilizando a transformada de Clarke, assim como foi feito para os circuitos do estator:

$$\mathbf{x}_{r,mn0}^r = \mathbf{T}_c \mathbf{x}_{r,abc}^r \quad (\text{C.5})$$

Utilizando a equação C.5 nas equações 3.3 e 3.4:

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_c^{-1} \mathbf{v}_{r,mn0}^r &= \mathbf{R}_{r,abc}^r \mathbf{T}_c^{-1} \mathbf{i}_{r,mn0}^r + \frac{d\{\mathbf{T}_c^{-1} \boldsymbol{\psi}_{r,mn0}^r\}}{dt} \\ \mathbf{v}_{r,mn0}^r &= \mathbf{R}_{r,mn0}^r \mathbf{i}_{r,mn0}^r + \frac{d\{\boldsymbol{\psi}_{r,mn0}^r\}}{dt} \end{aligned} \quad (\text{C.6})$$

³Coordenadas de eixos ortogonais fixos no rotor assim como as coordenadas $\alpha\beta 0$ são fixas no estator.

Mas, como se deseja representar as equações no mesmo referencial que as equações do estator, será necessária uma transformação de coordenadas adicional. Para representar uma grandeza do referencial do rotor em coordenadas $\alpha\beta 0$ a partir de suas coordenadas $mn0$ utiliza-se uma rotação:

$$\mathbf{x}_{r,\alpha\beta 0}^s = \mathbf{R}(\theta_r)\mathbf{x}_{r,mn0}^r \quad (\text{C.7})$$

A equação C.7 é justamente a transformação utilizada para **representar as grandezas do rotor no referencial do estator**.

Em coordenadas $\alpha\beta 0$ a equação C.6 se torna:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}^T(\theta_r)\mathbf{v}_{r,\alpha\beta 0}^s &= \mathbf{R}_{r,abc}^r\mathbf{R}^T(\theta_r)\mathbf{i}_{r,\alpha\beta 0}^s + \frac{d\{\mathbf{R}^T(\theta_r)\boldsymbol{\psi}_{r,\alpha\beta 0}^s\}}{dt} \\ \mathbf{v}_{r,\alpha\beta 0}^s &= \mathbf{R}_{r,abc}^r\mathbf{i}_{r,\alpha\beta 0}^s + \mathbf{R}(\theta_r)\frac{d\{\mathbf{R}^T(\theta_r)\boldsymbol{\psi}_{r,\alpha\beta 0}^s\}}{dt} \end{aligned} \quad (\text{C.8})$$

Como $\frac{d\{\mathbf{R}(\theta_r)\}}{dt} \neq 0$, é necessário calcular a derivada do produto $\mathbf{R}^T(\theta_r)\boldsymbol{\psi}_{r,\alpha\beta 0}^s$. Dessa forma:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{r,\alpha\beta 0}^s &= \mathbf{R}_{r,abc}^r\mathbf{i}_{r,\alpha\beta 0}^s + \mathbf{R}(\theta_r)\frac{d\{\mathbf{R}^T(\theta_r)\boldsymbol{\psi}_{r,\alpha\beta 0}^s\}}{dt} \\ \mathbf{v}_{r,\alpha\beta 0}^s &= \mathbf{R}_{r,abc}^r\mathbf{i}_{r,\alpha\beta 0}^s + \mathbf{R}(\theta_r)\left[\mathbf{R}^T(\theta_r)\dot{\hat{\mathbf{z}}}\dot{\theta}_r\boldsymbol{\psi}_{r,\alpha\beta 0}^s + \mathbf{R}^T(\theta_r)\frac{d\{\boldsymbol{\psi}_{r,\alpha\beta 0}^s\}}{dt}\right] \\ &= \mathbf{R}_{r,abc}^r\mathbf{i}_{r,\alpha\beta 0}^s + \left[\underbrace{\frac{d\{\boldsymbol{\psi}_{r,\alpha\beta 0}^s\}}{dt}}_{\text{variação de campo}} - \underbrace{\dot{\theta}_r\hat{\mathbf{z}}\boldsymbol{\psi}_{r,\alpha\beta 0}^s}_{\text{variação de área}} \right] \end{aligned} \quad (\text{C.9})$$

pois, $\mathbf{R}^T(\theta_r)\dot{\hat{\mathbf{z}}}\mathbf{R}(\theta_r) = \dot{\hat{\mathbf{z}}}$.

Equação do Enlace de Fluxo no Estator

Para o enlace de fluxo magnético nos enrolamentos do estator temos, basta utilizar as equações C.2, C.5 e uma rotação das grandezas na equação 3.2:

$$\begin{aligned}
\mathbf{T}_c^{-1} \boldsymbol{\psi}_{s,\alpha\beta 0}^s &= \mathbf{L}_{s,abc}^s \mathbf{T}_c^{-1} \mathbf{i}_{s,\alpha\beta 0}^s + \mathbf{L}_{sr,abc}^s \underbrace{(\mathbf{T}_c^{-1} (\mathbf{R}^T(\theta_r) \mathbf{i}_{r,\alpha\beta 0}^s))}_{\substack{\mathbf{i}_{r,mn0}^r \\ \mathbf{i}_{r,abc}^r}} \\
\boldsymbol{\psi}_{s,\alpha\beta 0}^s &= \underbrace{\mathbf{T}_c \mathbf{L}_{s,abc}^s \mathbf{T}_c^{-1}}_{\mathbf{L}_{s,\alpha\beta 0}^s} \mathbf{i}_{s,\alpha\beta 0}^s + \underbrace{(\mathbf{T}_c \mathbf{L}_{sr,abc}^s \mathbf{T}_c^{-1} \mathbf{R}^T(\theta_r))}_{\mathbf{L}_{sr,\alpha\beta 0}^s} \mathbf{i}_{r,\alpha\beta 0}^s \\
&= \mathbf{L}_{s,\alpha\beta 0}^s \mathbf{i}_{s,\alpha\beta 0}^s + \mathbf{L}_{sr,\alpha\beta 0}^s \mathbf{i}_{r,\alpha\beta 0}^s
\end{aligned} \tag{C.10}$$

onde as matrizes da equação C.10 são diagonais e com elementos constantes (demonstração na seção C.4).

Equação do Enlace de Fluxo no Rotor

Para o enlace de fluxo magnético nos enrolamentos do rotor, basta utilizar as transformações de referencial apresentadas de maneira idêntica à realizada na seção anterior, utilizando a equação 3.4:

$$\begin{aligned}
\underbrace{(\mathbf{T}_c^{-1} (\mathbf{R}^T(\theta_r) \boldsymbol{\psi}_{r,\alpha\beta 0}^s))}_{\substack{\boldsymbol{\psi}_{r,mn0}^r \\ \boldsymbol{\psi}_{r,abc}^r}} &= \mathbf{L}_{r,abc}^r \underbrace{(\mathbf{T}_c^{-1} (\mathbf{R}^T(\theta_r) \mathbf{i}_{r,\alpha\beta 0}^s))}_{\substack{\mathbf{i}_{r,mn0}^r \\ \mathbf{i}_{r,abc}^r}} + \mathbf{L}_{rs,abc}^r \mathbf{T}_c^{-1} \mathbf{i}_{s,\alpha\beta 0}^s \\
\boldsymbol{\psi}_{r,\alpha\beta 0}^s &= \mathbf{T}_p \mathbf{L}_{r,abc}^r \mathbf{T}_p^{-1} \mathbf{i}_{r,\alpha\beta 0}^s + \mathbf{T}_p \mathbf{L}_{rs,abc}^r \mathbf{T}_c^{-1} \mathbf{i}_{s,\alpha\beta 0}^s \\
\boldsymbol{\psi}_{r,\alpha\beta 0}^s &= \mathbf{L}_{r,\alpha\beta 0}^s \mathbf{i}_{r,\alpha\beta 0}^s + (\mathbf{L}_{sr,\alpha\beta 0}^s)^T \mathbf{i}_{s,\alpha\beta 0}^s \\
&= \mathbf{L}_{r,\alpha\beta 0}^s \mathbf{i}_{r,\alpha\beta 0}^s + \mathbf{L}_{rs,\alpha\beta 0}^s \mathbf{i}_{s,\alpha\beta 0}^s
\end{aligned} \tag{C.11}$$

$$= \mathbf{L}_{r,\alpha\beta 0}^s \mathbf{i}_{r,\alpha\beta 0}^s + \mathbf{L}_{rs,\alpha\beta 0}^s \mathbf{i}_{s,\alpha\beta 0}^s \tag{C.12}$$

onde as matrizes da equação C.12 são diagonais e constantes (demonstração na seção C.4).

Equações Finais

Dessa forma, as equações dinâmicas do circuitos da MIDA em coordenadas $\alpha\beta 0$ no referencial do estator são dadas por:

$$\mathbf{v}_{s,\alpha\beta 0}^s = \mathbf{R}_{s,abc}^s \mathbf{i}_{s,\alpha\beta 0}^s + \frac{d\{\boldsymbol{\psi}_{s,\alpha\beta 0}^s\}}{dt} \quad (\text{C.13})$$

$$\mathbf{v}_{r,\alpha\beta 0}^s = \mathbf{R}_{r,abc}^r \mathbf{i}_{r,\alpha\beta 0}^s - \dot{\theta}_r \hat{\mathbf{z}} \boldsymbol{\psi}_{r,\alpha\beta 0}^s + \frac{d\{\boldsymbol{\psi}_{r,\alpha\beta 0}^s\}}{dt} \quad (\text{C.14})$$

$$\boldsymbol{\psi}_{s,\alpha\beta 0}^s = \mathbf{L}_{s,\alpha\beta 0}^s \mathbf{i}_{s,\alpha\beta 0}^s + \mathbf{L}_{sr,\alpha\beta 0}^s \mathbf{i}_{r,\alpha\beta 0}^s \quad (\text{C.15})$$

$$\boldsymbol{\psi}_{r,\alpha\beta 0}^s = \mathbf{L}_{r,\alpha\beta 0}^s \mathbf{i}_{r,\alpha\beta 0}^s + \mathbf{L}_{rs,\alpha\beta 0}^s \mathbf{i}_{s,\alpha\beta 0}^s \quad (\text{C.16})$$

As equações C.13, C.14, C.15 e C.16 estão representadas no mesmo referencial e seus coeficientes são invariantes no tempo, o que trás um grau de simplificação notável para a análise da MIDA. Na próxima seção será demonstrado um método simples e direto para obter as equações em coordenadas de um referencial arbitrário.

C.3.2 Equações Circuitais em um Referencial Arbitrário

Na última seção, foram obtidas as equações eletromagnéticas dos circuitos descritas em coordenadas $\alpha\beta 0$. Nas seções seguintes, serão utilizadas coordenadas pertencentes a outros referenciais para representar o modelo, pois, essas oferecem vantagens para determinadas condições.

Como descrito em [36] as transformações para cada referencial na verdade são casos particulares de uma transformação determinada "transformação real de rotação generalizada", que leva de um referencial estático a um referencial girante arbitrário, neste trabalho geralmente representado por \mathfrak{R}_a .

Nesta seção será demonstrado o procedimento para obter as equações eletromagnéticas da DFIM em coordenadas cartesianas ($dq0$) de um referencial qualquer \mathfrak{R}_a com velocidade ω_a .

Para representar uma grandeza descrita em um sistema de coordenadas $dq0$ de um referencial no sistema de coordenadas $dq0$ de outro referencial basta uma rotação pelo ângulo existente entre os dois referenciais. Portanto, a partir das equações C.13, C.14, C.15 e C.16 serão obtidas as equações dos circuitos num referencial arbitrário.

Equações das Tensões no Estator

$$\begin{aligned} \mathbf{R}(\theta_a) \mathbf{v}_{s,dq0}^a &= \mathbf{R}_{s,abc}^s \mathbf{R}(\theta_a) \mathbf{i}_{s,dq0}^a + \frac{d\{\mathbf{R}(\theta_a) \boldsymbol{\psi}_{s,dq0}^a\}}{dt} \\ \mathbf{v}_{s,dq0}^a &= \mathbf{R}_{r,abc}^r \mathbf{i}_{r,dq0}^a + \mathbf{R}(\theta_a)^T \frac{d\{\mathbf{R}(\theta_a) \boldsymbol{\psi}_{s,dq0}^a\}}{dt} \\ \mathbf{v}_{s,dq0}^a &= \mathbf{R}_{s,abc}^s \mathbf{i}_{s,dq0}^a + \dot{\theta}_a \hat{\mathbf{z}} (\boldsymbol{\psi}_{s,dq0}^a) + \frac{d\{\boldsymbol{\psi}_{s,dq0}^a\}}{dt} \end{aligned} \quad (\text{C.17})$$

Equações das Tensões no rotor

$$\begin{aligned}
\mathbf{R}(\theta_a)\mathbf{v}_{r,dq0}^a &= \mathbf{R}_{r,abc}^r \mathbf{R}(\theta_a) \mathbf{i}_{r,dq0}^a - \dot{\theta}_r \hat{\mathbf{z}} \mathbf{R}(\theta_a) \boldsymbol{\psi}_{r,dq0}^a + \frac{d\{\mathbf{R}(\theta_a) \boldsymbol{\psi}_{r,dq0}^a\}}{dt} \\
\mathbf{v}_{r,dq0}^a &= \mathbf{R}_{r,abc}^r \mathbf{i}_{r,dq0}^a - \dot{\theta}_r \hat{\mathbf{z}} (\boldsymbol{\psi}_{r,dq0}^a) + \mathbf{R}(\theta_a)^T \frac{d\{\mathbf{R}(\theta_a) \boldsymbol{\psi}_{r,dq0}^a\}}{dt} \\
\mathbf{v}_{r,dq0}^a &= \mathbf{R}_{r,abc}^r \mathbf{i}_{r,dq0}^a - \dot{\theta}_r \hat{\mathbf{z}} (\boldsymbol{\psi}_{r,dq0}^a) + \dot{\theta}_a \hat{\mathbf{z}} (\boldsymbol{\psi}_{r,dq0}^a) + \frac{d\{\boldsymbol{\psi}_{r,dq0}^a\}}{dt} \\
\mathbf{v}_{r,dq0}^a &= \mathbf{R}_{r,abc}^r \mathbf{i}_{r,dq0}^a + (\dot{\theta}_a - \dot{\theta}_r) \hat{\mathbf{z}} (\boldsymbol{\psi}_{r,dq0}^a) + \frac{d\{\boldsymbol{\psi}_{r,dq0}^a\}}{dt} \tag{C.18}
\end{aligned}$$

Equação do Enlace de Fluxo do Estator

Para o enlace de fluxo magnético nos enrolamentos do estator basta repetir a transformação de coordenadas das seções anteriores, tomando como base a equação C.10:

$$\begin{aligned}
\mathbf{R}(\theta_a) \boldsymbol{\psi}_{s,dq0}^a &= \mathbf{L}_{s,\alpha\beta 0}^s \mathbf{R}(\theta_a) \mathbf{i}_{s,dq0}^a + \mathbf{L}_{sr,\alpha\beta 0}^s \mathbf{R}(\theta_a) \mathbf{i}_{r,dq0}^s \\
\boldsymbol{\psi}_{s,dq0}^a &= \mathbf{R}(\theta_a)^T \mathbf{L}_{s,\alpha\beta 0}^s \mathbf{R}(\theta_a) \mathbf{i}_{s,dq0}^a + \mathbf{R}(\theta_a)^T \mathbf{L}_{sr,\alpha\beta 0}^s \mathbf{R}(\theta_a) \mathbf{i}_{r,dq0}^s \\
\boldsymbol{\psi}_{s,dq0}^a &= \mathbf{L}_{s,\alpha\beta 0}^s \mathbf{i}_{s,dq0}^a + \mathbf{L}_{sr,\alpha\beta 0}^s \mathbf{i}_{r,dq0}^s \tag{C.19}
\end{aligned}$$

Como as matrizes $\mathbf{L}_{s,\alpha\beta 0}^s$ e $\mathbf{L}_{sr,\alpha\beta 0}^s$ são diagonais, constantes e seus dois primeiros termos da diagonal são iguais, estas não se alteram diante das transformações de similaridade com $\mathbf{R}(\theta_a)$.

Equação do Enlace de Fluxo do Rotor

O enlace de fluxo magnético nos enrolamentos do rotor segue exatamente a mesma dedução utilizada para o enlace de fluxo no estator:

$$\begin{aligned}
\mathbf{R}(\theta_a) \boldsymbol{\psi}_{r,dq0}^a &= \mathbf{L}_{r,\alpha\beta 0}^s \mathbf{R}(\theta_a) \mathbf{i}_{r,dq}^a + \mathbf{L}_{rs,\alpha\beta 0}^s \mathbf{R}(\theta_a) \mathbf{i}_{s,dq0}^a \\
\boldsymbol{\psi}_{r,dq0}^a &= \mathbf{L}_{r,\alpha\beta 0}^s \mathbf{i}_{r,dq0}^a + \mathbf{L}_{rs,\alpha\beta 0}^s \mathbf{i}_{s,dq0}^a \tag{C.20}
\end{aligned}$$

Equações Finais

As equações dinâmicas do circuitos do MIDA em coordenadas dq em um referencial arbitrário \mathfrak{R}_a são:

$$\mathbf{v}_{s,dq0}^a = \mathbf{R}_{s,abc}^s \mathbf{i}_{s,dq0}^a + \dot{\theta}_a \hat{\mathbf{z}} \psi_{s,dq0}^a + \frac{d\{\psi_{s,dq0}^a\}}{dt} \quad (\text{C.21})$$

$$\mathbf{v}_{r,dq0}^a = \mathbf{R}_{r,abc}^r \mathbf{i}_{r,dq0}^a + (\dot{\theta}_a - \dot{\theta}_r) \hat{\mathbf{z}} \psi_{r,dq0}^a + \frac{d\{\psi_{r,dq0}^a\}}{dt} \quad (\text{C.22})$$

$$\boldsymbol{\psi}_{s,dq0}^a = \mathbf{L}_{s,\alpha\beta 0}^s \mathbf{i}_{s,dq0}^a + \mathbf{L}_{sr,\alpha\beta 0}^s \mathbf{i}_{r,dq0}^a \quad (\text{C.23})$$

$$\boldsymbol{\psi}_{r,dq0}^a = \mathbf{L}_{r,\alpha\beta 0}^s \mathbf{i}_{r,dq0}^a + \mathbf{L}_{rs,\alpha\beta 0}^s \mathbf{i}_{s,dq0}^a \quad (\text{C.24})$$

Como as equações (C.21 - C.24) estão representadas nas mesmas coordenadas em um referencial com velocidade angular arbitrária ω_a , é possível obter as equações para qualquer referencial, bastando modificar a velocidade $\dot{\theta}_a$. Em especial temos:

- O referencial estático $\dot{\theta}_a = 0$, onde as equações são referenciadas em um sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$ (seção C.3.1);
- O referencial síncrono $\dot{\theta}_a = \omega_e$, onde as indutâncias mútuas se tornam constantes e sinais senoidais se tornam constantes; e
- O referencial do rotor $\dot{\theta}_a = \omega_r$, onde a equação da tensão no rotor não depende da velocidade angular da máquina.

A fim de obter o modelo para estudos de estabilidade eletromecânica de sistemas de grande escala, é comum utilizar o modelo no referencial síncrono, e para tanto, basta substituir os sobrescritos "a" por "e" e o ângulo $\dot{\theta}_a$ por $\dot{\theta}_e$ nas equações C.21, C.22, C.23 e C.24:

$$\mathbf{v}_{s,dq0}^e = \mathbf{R}_{s,abc}^s \mathbf{i}_{s,dq0}^e + \dot{\theta}_e \hat{\mathbf{z}} \psi_{s,dq0}^e + \frac{d\{\psi_{s,dq0}^e\}}{dt} \quad (\text{C.25})$$

$$\mathbf{v}_{r,dq0}^e = \mathbf{R}_{r,abc}^r \mathbf{i}_{r,dq0}^e + (\dot{\theta}_e - \dot{\theta}_r) \hat{\mathbf{z}} \psi_{r,dq0}^e + \frac{d\{\psi_{r,dq0}^e\}}{dt} \quad (\text{C.26})$$

$$\boldsymbol{\psi}_{s,dq0}^e = \mathbf{L}_{s,\alpha\beta 0}^s \mathbf{i}_{s,dq0}^e + \mathbf{L}_{sr,\alpha\beta 0}^s \mathbf{i}_{r,dq0}^e \quad (\text{C.27})$$

$$\boldsymbol{\psi}_{r,dq0}^e = \mathbf{L}_{r,\alpha\beta 0}^s \mathbf{i}_{r,dq0}^e + \mathbf{L}_{rs,\alpha\beta 0}^s \mathbf{i}_{s,dq0}^e \quad (\text{C.28})$$

C.4 Transformações de Matrizes de Indutâncias

Ao longo do processo de transformação de referencial das equações do MIDA, foi necessário obter novas matrizes de indutâncias, estas muito mais simples que as originais. Esta seção apresenta as demonstrações para obter as novas matrizes durante o processo de transformação de referencial.

C.4.1 Matriz de Indutâncias das Fases de um Mesmo Circuito

Nesta seção são apresentadas as matrizes com as indutâncias de um mesmo circuito, sejam estas auto-indutâncias ou indutâncias mútuas.

Indutâncias do Estator

Seja a matriz de indutâncias dos circuitos do estator:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{L}_{s,abc}^s &= \mathbf{L}_{ss} + \mathbf{M}_s \\
 \mathbf{L}_{s,\alpha\beta 0}^s &= \mathbf{T}_c \mathbf{L}_{s,abc}^s \mathbf{T}_c^{-1} \\
 &= (L_{ms} + L_{\sigma s}) \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + \left(\frac{L_{ms}}{2}\right) \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -2 \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} 3/2L_{ms} + L_{\sigma s} & 0 & 0 \\ 0 & 3/2L_{ms} + L_{\sigma s} & 0 \\ 0 & 0 & L_{\sigma s} \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

É comum em diversas obras ([2, 8, 39, 46, 50]) definir:

$$\begin{aligned}
 L_0 &= L_m = \frac{3}{2}L_{ms} \\
 L_s &= L_m + L_{\sigma s} = (1 + \sigma_s)L_0
 \end{aligned}$$

Dessa forma é possível reescrever a matriz $\mathbf{L}_{s,\alpha\beta 0}^s$ como:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{L}_{s,\alpha\beta 0}^s &= \begin{bmatrix} (1 + \sigma_s)L_0 & 0 & 0 \\ 0 & (1 + \sigma_s)L_0 & 0 \\ 0 & 0 & L_0\sigma_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1 + \sigma_s)L_m & 0 & 0 \\ 0 & (1 + \sigma_s)L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_m\sigma_s \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} (1 + \sigma_s)L_0 \mathbf{I} & \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} & L_0\sigma_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} & L_0\sigma_s \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

e assim define-se a matriz \mathbf{L}_s :

$$\mathbf{L}_s := L_s \mathbf{I}_{2 \times 2} = (1 + \sigma_s)L_0 \mathbf{I}_{2 \times 2} = (1 + \sigma_s)L_m \mathbf{I}_{2 \times 2} \quad (\text{C.29})$$

Indutâncias do Rotor

A partir do desenvolvimento realizado para as indutâncias do estator, é possível obter as indutâncias do rotor. Esse procedimento é resumido a seguir:

$$\begin{aligned}
\mathbf{L}_{r,abc}^r &= \mathbf{L}_{rr} + \mathbf{M}_r \\
\mathbf{L}_{r,\alpha\beta 0}^s &= \mathbf{T}_p(\theta)[\mathbf{L}_{r,abc}^r]\mathbf{T}_p(\theta)^{-1} \\
&= \mathbf{R}(\theta)\mathbf{T}_c[\mathbf{L}_{r,abc}^r]\mathbf{T}_c^T\mathbf{R}^T(\theta) \\
&= \mathbf{R}(\theta)\mathbf{T}_c\mathbf{L}_{rr}\mathbf{T}_c^T\mathbf{R}^T(\theta) + \mathbf{R}(\theta)\mathbf{T}_c\mathbf{M}_r\mathbf{T}_c^T\mathbf{R}^T(\theta) \\
&= (L_{mr} + L_{\sigma r}) \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + \left(\frac{L_{mr}}{2}\right) \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -2 \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

Assim como foi definido para o estator e de acordo com B.1, define-se:

$$\begin{aligned}
L_r &= \frac{3}{2}L_{mr} + L_{\sigma r} = \frac{3}{2}L_{ms}\frac{N_r^2}{N_s^2} + L_{\sigma r} = L_m\frac{N_r^2}{N_s^2} + L_{\sigma r} = \frac{N_r^2}{N_s^2}(1 + \sigma'_r)L_0 \\
L'_r &:= \frac{N_s^2}{N_r^2}L_r = L_m + \frac{N_s^2}{N_r^2}L_{\sigma r} = L_m + L'_{\sigma r} = (1 + \sigma'_r)L_m = (1 + \sigma'_r)L_0
\end{aligned}$$

onde a indutância L'_r é a indutância L_r refletida por um transformador ideal com relação de transformação de N_s/N_r .

Dessa forma é possível reescrever a matriz $\mathbf{L}_{r,\alpha\beta}^s$ como:

$$\begin{aligned}
\mathbf{L}_{r,\alpha\beta 0}^s &= \frac{N_r^2}{N_s^2} \begin{bmatrix} (1 + \sigma'_r)L_0 & 0 & 0 \\ 0 & (1 + \sigma'_r)L_0 & 0 \\ 0 & 0 & L_0\sigma'_r \end{bmatrix} \\
&= \frac{N_r^2}{N_s^2} \begin{bmatrix} (1 + \sigma'_r)L_m & 0 & 0 \\ 0 & (1 + \sigma'_r)L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_m\sigma'_r \end{bmatrix} \\
&= \frac{N_r^2}{N_s^2} \begin{bmatrix} (1 + \sigma'_r)L_0\mathbf{I} & \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} & L_0\sigma'_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_r & \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} & \frac{N_r^2}{N_s^2}L_0\sigma'_r \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

e são definidas duas novas matrizes \mathbf{L}_r e \mathbf{L}'_r :

$$\mathbf{L}_r := \frac{N_r^2}{N_s^2}(1 + \sigma'_r)L_0\mathbf{I}_{2 \times 2} = \frac{N_r^2}{N_s^2}(1 + \sigma'_r)L_m\mathbf{I}_{2 \times 2} \quad (\text{C.30})$$

$$\mathbf{L}'_r := \frac{N_s^2}{N_r^2}\mathbf{L}_r = (1 + \sigma'_r)L_0\mathbf{I}_{2 \times 2} = (1 + \sigma'_r)L_m\mathbf{I}_{2 \times 2} \quad (\text{C.31})$$

C.4.2 Matriz de Indutâncias Mútuas Entre Estator e Rotor

Nesta seção são apresentadas as matrizes com as indutâncias mútuas entre os circuitos do estator e do rotor.

$$\begin{aligned} \mathbf{L}_{sr,abc}^s(\theta) &= \mathbf{M}_{sr}(\theta) \\ \mathbf{L}_{sr,\alpha\beta 0}^s(\theta) &= \mathbf{T}_c \mathbf{L}_{sr,abc}^s(\theta) \mathbf{T}_c^{-1} \mathbf{R}(\theta)^T \\ &= \mathbf{T}_c \mathbf{M}_{sr}(\theta) \mathbf{T}_c^{-1} \mathbf{R}(\theta)^T \end{aligned}$$

As matrizes \mathbf{P}_{sr} e \mathbf{A}_{sr} são definidas no apêndice B.

$$\begin{aligned} \mathbf{L}_{sr,\alpha\beta 0}^s(\theta) &= M_c \mathbf{T}_c \mathbf{P}_{sr}(\theta) \mathbf{T}_c^{-1} \mathbf{R}(\theta)^T \\ &= M_c \mathbf{T}_c \operatorname{Re} \{ \mathbf{A}_{sr} e^{j\theta} \} \mathbf{T}_c^{-1} \mathbf{R}(\theta)^T \\ &= M_c \operatorname{Re} \{ \mathbf{T}_c \mathbf{A}_{sr} \mathbf{T}_c^{-1} e^{j\theta} \} \mathbf{R}(\theta)^T \\ &= M_c \frac{3}{2} \mathbf{R}(\theta) \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{R}(\theta)^T \\ &= \frac{3}{2} M_c \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{C.32})$$

No apêndice B, foi visto que:

$$\frac{M_c}{N_s N_r} = \frac{L_{ms}}{N_s^2}$$

Com esse resultado é possível afirmar que:

$$\begin{aligned} M_c &= \frac{N_r}{N_s} L_{ms} \\ L_0 &= \frac{3}{2} L_{ms} \Rightarrow \frac{3}{2} M_c = \frac{N_r}{N_s} L_0 \end{aligned}$$

Dessa forma podemos reescrever a matriz $\mathbf{L}_{sr,\alpha\beta}^s$ como:

$$\mathbf{L}_{sr,\alpha\beta}^s = \frac{N_r}{N_s} \begin{bmatrix} L_0 \mathbf{I} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \frac{N_r}{N_s} \begin{bmatrix} \mathbf{L}'_m & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{C.33})$$

e temos a matriz:

$$\mathbf{L}_m = \frac{N_r}{N_s} L_0 \mathbf{I}_{2 \times 2} = \frac{N_r}{N_s} L_m \mathbf{I}_{2 \times 2} \quad (\text{C.34})$$

Apêndice D

Considerações para Análise de Sistemas de Potência

Esta seção discute diversas convenções e resultados importantes para simulação de sistemas eletromecânicos de grande porte, e grande parte desta seção é baseada em [37].

D.1 Convenção de Potências

Em função do grande número de trabalhos sobre máquinas de indução como motores, neste trabalho será adotada a convenção de motor. A convenção consiste em assumir que:

- uma corrente elétrica que entra nos terminais da máquina é definida como positiva.

Além disso o sinal da potência reativa é definido como:

- Seja um fonte de tensão alimentando um indutor. Esta fonte fornece potência reativa positiva.
- Seja uma fonte de tensão alimentando um capacitor. Esta fonte fornece potência reativa negativa, ou absorve potência reativa positiva.

Portanto neste texto, para uma fonte de tensão alimentando uma impedância com característica indutiva, a potência complexa fornecida pela fonte é dada por:

$$s = p + jq = (v_\alpha + jv_\beta)(i_\alpha - ji_\beta) = (v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta) + j(v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta) \quad (\text{D.1})$$

Adotando a notação:

$$x = x_\alpha + jx_\beta \rightarrow \mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{D.2})$$

então:

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}^T \mathbf{i} \\ \mathbf{v}^T \mathbf{J} \mathbf{i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}^T \\ \mathbf{v}^T \mathbf{J} \end{bmatrix} \mathbf{i} = \mathbf{V}_j \mathbf{i} = \mathbf{I}_j^T \mathbf{v} \quad (\text{D.3})$$

D.2 Representação por Unidade (p.u.)

Na análise de sistemas de potência, é usual normalizar as variáveis do sistema, transformando-as em variáveis por unidade. Utiliza-se o sinal \bar{x} para representar uma variável x no sistema por unidade. A relação entre elas é dada por:

$$\bar{x} := \frac{x}{x_{base}} \quad (\text{D.4})$$

onde x_{base} é o valor de referência.

A escolha de valores base para o estator é tal que:

v_{sbase} : valor de pico da tensão de fase nominal do estator multiplicada por $\sqrt{3/2}$, V .

i_{sbase} : valor de pico da corrente de fase nominal do estator multiplicada por $\sqrt{3/2}$ A .

f_{base} : frequência nominal do estator, Hz .

Os valores base das quantias restantes são definidos em função das três bases acima:

$$\begin{aligned}
\omega_{base} &= 2\pi f_{base}, \text{ elec. rad/s} \\
\omega_{m\,base} &= \omega_{base}(2/\mathbf{p}), \text{ mech. rad/s} \\
Z_{s\,base} &= v_{s\,base}/i_{s\,base}, \Omega \\
L_{s\,base} &= v_{s\,base}/(i_{s\,base}\omega_{base}), H \\
\psi_{s\,base} &= v_{s\,base}/\omega_{base}, \text{ Wb} \cdot \text{ voltas} \\
\text{VA}_{3\phi\,base} &= v_{s\,base}i_{s\,base}, \text{ VA} \\
T_{base} &= (\mathbf{p}/2)\psi_{s\,base}i_{s\,base}, \text{ N} \cdot \text{ m}
\end{aligned}$$

No nosso caso, todas as grandezas do rotor foram referenciadas para o estator por meio da relação de espiras e, dessa forma, tanto os parâmetros relativos aos circuitos do estator quanto os relativos aos circuitos do rotor devem ser normalizados pelas mesmas bases (as do estator).

D.3 Representação por Unidade (p.u.) para Grandezas Mecânicas

Os valores base para as grandezas mecânicas são:

$P_{m,base}$: Valor nominal da potência mecânica máxima extraída dos ventos MW .

$v_{v,base}$: Velocidade de vento nominal, m/s .

As grandezas base derivadas são:

$$\begin{aligned}
\omega_{t,base} &= \frac{1}{N_g}\omega_{m,base} \\
T_{t,base} &= N_g T_{base}
\end{aligned}$$

Índice Remissivo

- Ângulo de passo, 4, 21
- Aerogerador de velocidade fixa, 17
- Aerogerador de velocidade variável, 17
- AVF, 17
- AVV, 17
- B2B, *veja* Back-to-back, 76, 112
- Back-to-back, 4, 76
- Betz, 20
- CC, *veja* Corrente Contínua, 9, 76
- CEPEL, 12
- Clarke, *veja* Transformação de Clarke
- CLM, *veja* Conversor do Lado da Máquina
- CLR, *veja* Conversor do Lado do Sistema, 9
- Coefficiente de Dispersão, 37
- Coefficiente de Potência, 20, 22
- Coefficiente de Torque, 21
- Controle
 - de Potência Ativa, 66
 - de Potência Reativa, 66
 - de Tensão, 69
 - dos Conversores, 49
 - Vetorial, 51
- Controle de Tensão, 67
- Controle Direto de Potência, *veja* Direct Power Control
- Controle Secundário de Tensão, 68
- Conversor do Lado da Máquina, 5
- Conversor do Lado do Sistema, 8
- Conversor Fonte de Tensão, 9
- Coordenadas dq, 34
- Corrente Contínua, 5, *veja* CC
- Curva de Potência, 23
- Direct Power Control, *veja* Controle Direto de Potência
- Doubly-Fed Induction Generator, *veja* Gerador de Indução Duplamente Alimentado
- DPC, *veja* Direct Power Control
- Elo CC, 76
- Estabilidade
 - Transitória Eletromecânica, 36
- Estabilidade Eletromecânica, *veja* Estabilidade Transitória Eletromecânica
- Estatismo, 69
- Estatismo de Tensão, 69
- FSWT, 2
- Gerador de Indução Duplamente Alimentado, 4
- Gerador Síncrono de Imã Permanente, 4
- GIDA, *veja* DFIG
- GSIP, *veja* PMSG
- IMC, 78
- Limite de Betz, 20
- Máquina de Indução Bobinada, *veja* Máquina de Indução com Rotor Bobinado

Máquina de Indução com Rotor Bobinado, 4

MIRB, *veja* Máquina de Indução com Rotor Bobinado

MPP, 65

MPPT, 70

Nível de Curto Circuito, 69

Nível de curto-circuito, 12

NCC, 12

ONS, 12

Orientação
 pela Tensão do Estator, 55
 pelo Fluxo do Estator, 53

Park, *veja* Transformação de Park

PCC, 68

Permanent Magnet Synchronous Generator, *veja* Gerador Síncrono de Imã Permanente

PID, 28

Pitch angle, *veja* Ângulo de passo

Ponto de conexão comum, 68

Potência
 dos Ventos, 19
 Turbina, 21, 22

Potência da turbina, 21

PROINFA, 1

Referencial, 31, *veja* Síncrono Síncrono, 37

Relação de velocidades nas pontas das pás, *veja* RVP

Rotação, 34

RVP, 20

SCEE, 17

SCR, 69, 91

SFO, *veja* Orientação pelo Fluxo do Estator

SIN, *veja* Sistema Interligado Nacional

Sistema de Conversão de Energia Eólica, 17

Sistema Interligado Nacional, 1

Stator Flux Orientation, *veja* SFO

Stator Voltage Orientation, *veja* SVO

SVO, 9, *veja* Orientação pela Tensão do Estator

Torque
 Turbina, 21

Torque da Turbina, 21

Transformação
 de Rotação, 34
 Clarke, 124
 Park, 127

Transformações de Referencial, 124

Transformada de Clarke, 34

Transformador, do CLR60

Turbina
 Velocidade Constante, 2
 Velocidade Variável, 2

Variable Speed Constant Frequency, 8

Voltage Droop, *veja* Estatismo de Tensão

Voltage Source Converter, *veja* Conversor Fonte de Tensão, 44

VSC, *veja* Voltage Source Converter, 44, 60, 76

VSCF, *veja* Variable Speed Constant Frequency, 49

VSWT, 2

WECS, 17

Wind Energy Conversion System, 17

Wound Rotor Induction Machine, *veja* WRIM

WRIM, *veja* MIRB