

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

ANÁLISE DA CONEXÃO DE GERADORES  
EÓLICOS DUPLAMENTE ALIMENTADOS COM  
COMPENSAÇÃO SÉRIE

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Jorge Rodrigo Massing

Santa Maria, RS, Brasil

2008

**ANÁLISE DA CONEXÃO DE GERADORES  
EÓLICOS DUPLAMENTE ALIMENTADOS COM  
COMPENSAÇÃO SÉRIE**

por

**Jorge Rodrigo Massing**

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

**Orientador: Prof. Humberto Pinheiro, Ph.D.**

**Santa Maria, RS, Brasil**

**2008**

**Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)**

**Biblioteca Central da UFSM**

<p>Massing, Jorge Rodrigo, 1983 - M418a</p> <p>Análise da conexão de geradores eólicos duplamente alimentados com compensação série / por Jorge Rodrigo Massing. Orientador: Humberto Pinheiro. - Santa Maria, 2008. 237 f. ; il.</p> <p>Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2008.</p> <p>1. Engenharia elétrica. 2. Gerador com dupla alimentação. 3. Conversor série. 4. Turbinas eólicas. I. Pinheiro, Humberto, orient. II. Título.</p> <p>CDU: 621.548</p>
---

Ficha catalográfica elaborada por

Luiz Marchiotti Fernandes - CRB 10/1160

Biblioteca Setorial do Centro de Ciências Rurais/UFSM

---

©2008

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

Endereço: Rua Marechal Floriano Peixoto, nº 1031, Centro, Santa Maria, RS, 97.015-371

Celular: +55 (55) 99973523; Endereço Eletrônico: jorgemassing@mail.ufsm.br

---

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

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

**ANÁLISE DA CONEXÃO DE GERADORES EÓLICOS  
DUPLAMENTE ALIMENTADOS COM COMPENSAÇÃO  
SÉRIE**

elaborada por  
**Jorge Rodrigo Massing**

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

**COMISSÃO EXAMINADORA:**

---

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

---

**Christian Roberto Kelber, Dr.** (DHB Componentes Automotivos S.A.)

---

**Luiz Carlos de Souza Marques, Dr.** (UFSM)

Santa Maria, 29 de Agosto de 2008

Aos meus pais, Tilário e Dulce, ao meu irmão Evandro e família, pela motivação e confiança.

# *AGRADECIMENTOS*

Gostaria de agradecer inicialmente ao Professor Humberto Pinheiro pela confiança, desde os tempos de aluno de iniciação científica até hoje. Sua perseverança frente aos problemas é inspiração para não desistir nunca, por maiores que sejam as dificuldades. A ele, meus sinceros agradecimentos. Agradeço também aos Professores José Renes Pinheiro, Hilton Abílio Gründling, Hélio Leães Hey e Alexandre Campos.

À Universidade Federal de Santa Maria e ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, aos professores, coordenador e especialmente aos funcionários Cleonice Sanger de Oliveira e Artur Rodrigo Schvamborn Paulon, pela responsabilidade demonstradas na condução do PPGEE.

Aos amigos e colegas Robinson Figueiredo de Camargo e Fernando Botterón, pela competência e seriedade no trabalho, pelas valiosas ajudas e por servirem de exemplo a ser seguido, tanto profissionalmente quanto pessoalmente. Agradeço também aos amigos Ivan Jorge Gabe, Márcio Stefanello, Rodrigo Padilha Vieira, Diego Einloft, Igor Weide Jaskulski, Leandro Della Flora, Matheus Martins, Felipe Grigoletto, Matheus Alexandre Bevilaqua, Matias Muraro, Milena Sabrina Godoi Dias, Luzia Lux Lock e a todos os demais colegas pelo convívio diário e pelo ótimo ambiente de estudo. Agradeço especialmente ao Jean Patric da Costa, pelas longas discussões, pela amizade e pela força nos momentos difíceis do trabalho.

Ao amigo e colega Rafael Cardoso, pela ajuda em disponibilizar gratuitamente a classe do LaTeX para formatação conforme as normas da ABNT. Seu incentivo para o uso desta ferramenta que tem sido muito importante nessa caminhada acadêmica.

Ao Professor Gerhard Juen, da Fachhochschule Gelsenkirchen, por ter me influenciado positivamente em um momento decisivo da minha vida, me incentivando a ingressar no mestrado.

Ao CNPq, pelo suporte financeiro e ao povo brasileiro, que por meio dos seus impostos tornou possível que eu tivesse uma formação superior pública de qualidade, algo inacessível para muitos brasileiros.

Por fim, quero agradecer às pessoas mais importantes na minha vida: minha família.

## *Agradecimentos*

---

A eles, dedico todos estes anos de esforço e privações. Agradeço pela educação, pela compreensão de nem sempre podermos estar juntos e pelo maior bem que uma pessoa pode ter: a vida.

“Todos esses que aí estão  
Atravancando meu caminho,  
Eles passarão...  
Eu passarinho!”

**Mário Quintana, *Poeminho do  
Contra, Prosa e Verso*, (1978)**



## RESUMO

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

### ANÁLISE DA CONEXÃO DE GERADORES EÓLICOS DUPLAMENTE ALIMENTADOS COM COMPENSAÇÃO SÉRIE

AUTOR: JORGE RODRIGO MASSING  
ORIENTADOR: HUMBERTO PINHEIRO, PH.D.

Local da Defesa e Data: Santa Maria, 29 de Agosto de 2008.

Esta dissertação trata dos principais problemas relacionados à conexão de geradores duplamente alimentados à rede elétrica com tensões desequilibradas. Compensação série é usada para equilibrar as tensões no estator da máquina, evitando oscilações de conjugado e altas correntes de seqüência negativa devido aos desequilíbrios das tensões no ponto de conexão do gerador. O controle da tensão do barramento CC é proposto tal que é possível reduzir a complexidade do conversor quando comparado com outras alternativas apresentadas na literatura. A operação próximo à carga nula é apresentada. Resultados de simulação para um gerador em escala comercial são apresentados para demonstrar o desempenho do sistema proposto.

**Palavras-chave:** Gerador com dupla alimentação, compensador série, turbinas eólicas.

## ABSTRACT

Master's Dissertation  
Postgraduate Program in Electrical Engineering  
Federal University of Santa Maria, RS, Brazil

# CONTRIBUTION TO THE CONNECTION OF DOUBLY-FED INDUCTION GENERATORS WITH A SERIES GRID SIDE CONVERTER

AUTHOR: JORGE RODRIGO MASSING  
ADVISOR: HUMBERTO PINHEIRO, PH.D.

Place and Date: Santa Maria, August 29<sup>th</sup>, 2008.

This dissertation addresses the main problems related to doubly-fed induction generators (DFIG) connection to grids with unbalanced voltages. Series compensation is used to achieve balanced voltage on the stator of the machine, avoiding torque oscillations and high currents due to the grid voltage unbalance. The DC-link voltage control proposed reduces the complexity of the converter when compared to the alternatives considered in the literature. The close to no-load operation of the DFIG is also depicted. Simulation results for a commercial large scale generator are presented to demonstrate the performance of the system with the proposed controller.

**Keywords:** Doubly-Fed Induction Generator, Series Compensation, Wind Turbines.

# *SUMÁRIO*

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>32</b>
1.1	Objetivo do trabalho . . . . .	32
1.2	Revisão bibliográfica . . . . .	33
1.3	Contribuições do trabalho . . . . .	41
1.4	Organização do trabalho . . . . .	41
<b>2</b>	<b>Características Estáticas de Operação da Topologia Proposta</b>	<b>43</b>
2.1	Introdução . . . . .	43
2.2	Configuração proposta para o DFIG com conversor série do lado da rede . . . . .	43
2.3	Modelagem de turbinas eólicas à velocidade variável . . . . .	46
2.4	Modelagem da máquina trifásica duplamente alimentada . . . . .	50
2.4.1	Orientação no referencial da tensão estatórica . . . . .	51
2.4.2	Operação da configuração proposta em regime permanente e comparação com a configuração com conversor paralelo do lado da rede . . . . .	53
	Para o caso com conversor paralelo: . . . . .	56
	Para o caso com conversor série: . . . . .	56
<b>3</b>	<b>Características Dinâmicas de Operação da Topologia Proposta</b>	<b>60</b>
3.1	Introdução . . . . .	60
3.2	Modelagem, modulação e controle do conversor do lado do rotor . . . . .	61
3.2.1	Sincronização do gerador com a rede . . . . .	61
3.2.2	Projeto dos controladores de corrente rotórica e potência estatórica . . . . .	62
3.2.3	Modulação SV das tensões de fase . . . . .	68

3.2.4	Determinação do barramento CC e das relações de transformação . . . . .	68
3.3	Modelagem, modulação e controle do conversor do lado da rede . . . . .	69
3.3.1	Projeto do filtro $LC$ de saída . . . . .	69
3.3.2	Modelagem do conversor série . . . . .	71
3.3.2.1	Projeto do controlador da malha interna . . . . .	75
3.3.2.2	Projeto do controlador robusto $\mathcal{H}_\infty$ . . . . .	77
	Seleção da função de ponderação para desempenho robusto . . . . .	80
	Seleção da função de ponderação para limitação da energia . . . . .	81
	Seleção da função de ponderação para rastreamento assintótico . . . . .	81
3.3.3	Referência de tensões série . . . . .	84
3.3.4	Projeto do controlador do barramento CC . . . . .	85
3.3.5	Operação próxima à geração zero . . . . .	88
3.3.6	Modulação SV das tensões de linha . . . . .	89
<b>4</b>	<b>Resultados de Simulação</b>	<b>90</b>
4.1	Requisitos de geração de reativos . . . . .	90
4.2	Parâmetros usados em simulação . . . . .	92
4.3	Simulações dinâmicas . . . . .	94
4.3.1	Comportamento dinâmico do conversor do lado do rotor . . . . .	94
4.3.2	Comportamento dinâmico do conversor do lado da rede . . . . .	96
4.3.3	Comportamento dinâmico do conjunto gerador . . . . .	97
4.3.4	Comportamento dinâmico com variação de velocidade da turbina . . . . .	100
4.4	Operação próximo à potência ativa zero e com suprimento de reativos . . . . .	106
<b>5</b>	<b>Análise de Controlabilidade e Estabilidade</b>	<b>109</b>
5.1	Modelo da máquina trifásica . . . . .	110
5.2	Modelagem dos controladores do conversor do lado do rotor . . . . .	111
5.3	Modelagem e controle do conversor do lado da rede . . . . .	114

5.4	Análise da estabilidade do sistema de malha fechada . . . . .	117
5.4.1	Modelagem do sistema completo . . . . .	118
5.4.2	Equações que descrevem o sistema em malha fechada . . . . .	119
	Para a função $f_1$ , relacionada ao estado $i_{qs}$ : . . . . .	119
	Para a função $f_2$ , relacionada ao estado $i_{ds}$ : . . . . .	120
	Para a função $f_3$ , relacionada ao estado $i'_{qr}$ : . . . . .	120
	Para a função $f_4$ , relacionada ao estado $i'_{dr}$ : . . . . .	120
	Para a função $f_5$ , relacionada ao estado $x_Q$ : . . . . .	120
	Para a função $f_6$ , relacionada ao estado $x_P$ : . . . . .	120
	Para a função $f_7$ , relacionada ao estado $x_{iq}$ : . . . . .	121
	Para a função $f_8$ , relacionada ao estado $x_{id}$ : . . . . .	121
	Para a função $f_9$ , relacionada ao estado $x_{cc}$ : . . . . .	121
	Para a função $f_{10}$ , relacionada ao estado $i_{qconv}$ : . . . . .	121
	Para a função $f_{11}$ , relacionada ao estado $i_{dconv}$ : . . . . .	121
	Para a função $f_{12}$ , relacionada ao estado $v_{qserie}$ : . . . . .	121
	Para a função $f_{13}$ , relacionada ao estado $v_{dserie}$ : . . . . .	121
	Para a função $f_{14}$ , relacionada ao estado $x_{qservo}$ : . . . . .	122
	Para a função $f_{15}$ , relacionada ao estado $x_{dservo}$ : . . . . .	122
	Para a função $f_{16}$ , relacionada ao estado $v_{cc}$ : . . . . .	122
5.4.3	Cálculo da matriz Jacobiana . . . . .	122
5.4.4	Obtenção da matriz B do sistema linearizado . . . . .	122
5.5	Análise da controlabilidade do sistema em malha aberta . . . . .	123
5.5.1	Pontos de equilíbrio . . . . .	123
5.5.2	Verificação da controlabilidade do sistema de malha aberta . . . . .	125
	Para a função $f_1^{ma}$ , relacionada ao estado $i_{qs}$ : . . . . .	126
	Para a função $f_2^{ma}$ , relacionada ao estado $i_{ds}$ : . . . . .	126

Para a função $f_3^{ma}$ , relacionada ao estado $i'_{qr}$ : . . . . .	126
Para a função $f_4^{ma}$ , relacionada ao estado $i'_{dr}$ : . . . . .	126
Para a função $f_5^{ma}$ , relacionada ao estado $x_{iq}$ : . . . . .	127
Para a função $f_6^{ma}$ , relacionada ao estado $x_{id}$ : . . . . .	127
Para a função $f_7^{ma}$ , relacionada ao estado $i_{qconv}$ : . . . . .	127
Para a função $f_8^{ma}$ , relacionada ao estado $i_{dconv}$ : . . . . .	127
Para a função $f_9^{ma}$ , relacionada ao estado $v_{qserie}$ : . . . . .	127
Para a função $f_{10}^{ma}$ , relacionada ao estado $v_{dserie}$ : . . . . .	127
Para a função $f_{11}^{ma}$ , relacionada ao estado $x_{qservo}$ : . . . . .	127
Para a função $f_{12}^{ma}$ , relacionada ao estado $x_{dservo}$ : . . . . .	128
Para a função $f_{13}^{ma}$ , relacionada ao estado $v_{cc}$ : . . . . .	128
5.5.3 Obtenção da matriz B do sistema linearizado de malha aberta . . . . .	128
5.6 Comparação do modelo completo não-linear com o modelo linearizado . . . . .	129
5.7 Limites de operação com geração mínima . . . . .	129
5.8 Conclusão . . . . .	136
<b>6 Conclusão</b> . . . . .	<b>139</b>
6.1 Proposta para trabalhos futuros . . . . .	140
<b>Referências</b> . . . . .	<b>142</b>
<b>Apêndice A – Dados de simulação</b> . . . . .	<b>147</b>
A.1 Dados da máquina trifásica, dos conversores e do transformador série usados em simulação . . . . .	147
<b>Apêndice B – Método de sincronismo</b> . . . . .	<b>149</b>
B.1 Introdução . . . . .	149
B.2 Descrição dos métodos apresentados na literatura . . . . .	149
B.3 Método de geração de referências usando filtro de Kalman . . . . .	150

B.3.1	Equações do filtro de Kalman . . . . .	150
B.3.2	Seqüência de cálculos para o filtro de Kalman . . . . .	151
B.3.3	Modelo matemático do sinal contendo somente a freqüência fundamental	152
B.3.4	Rotina de identificação da freqüência . . . . .	153
B.3.5	Extração das seqüências positiva e negativa . . . . .	154
B.4	Distúrbios e faltas típicas em sistemas de potência . . . . .	155
B.5	Resposta do filtro de Kalman e do identificador de freqüência . . . . .	155
B.6	Conclusão . . . . .	158
<b>Apêndice C – Derivadas parciais para cálculo das Jacobianas</b>		<b>160</b>
C.1	Derivadas parciais das funções do sistema em malha fechada com relação aos estados . . . . .	160
C.1.1	Derivadas parciais de $f_1$ com relação aos estados . . . . .	160
C.1.2	Derivadas parciais de $f_2$ com relação aos estados . . . . .	161
C.1.3	Derivadas parciais de $f_3$ com relação aos estados . . . . .	163
C.1.4	Derivadas parciais de $f_4$ com relação aos estados . . . . .	164
C.1.5	Derivadas parciais de $f_5$ com relação aos estados . . . . .	165
C.1.6	Derivadas parciais de $f_6$ com relação aos estados . . . . .	167
C.1.7	Derivadas parciais de $f_7$ com relação aos estados . . . . .	168
C.1.8	Derivadas parciais de $f_8$ com relação aos estados . . . . .	169
C.1.9	Derivadas parciais de $f_9$ com relação aos estados . . . . .	171
C.1.10	Derivadas parciais de $f_{10}$ com relação aos estados . . . . .	172
C.1.11	Derivadas parciais de $f_{11}$ com relação aos estados . . . . .	173
C.1.12	Derivadas parciais de $f_{12}$ com relação aos estados . . . . .	175
C.1.13	Derivadas parciais de $f_{13}$ com relação aos estados . . . . .	176
C.1.14	Derivadas parciais de $f_{14}$ com relação aos estados . . . . .	177
C.1.15	Derivadas parciais de $f_{15}$ com relação aos estados . . . . .	179

C.1.16	Derivadas parciais de $f_{16}$ com relação aos estados . . . . .	180
C.2	Derivadas parciais das funções do sistema em malha fechada com relação às entradas . . . . .	183
C.2.1	Derivadas parciais de $f_1$ com relação às entradas . . . . .	183
C.2.2	Derivadas parciais de $f_2$ com relação às entradas . . . . .	183
C.2.3	Derivadas parciais de $f_3$ com relação às entradas . . . . .	183
C.2.4	Derivadas parciais de $f_4$ com relação às entradas . . . . .	184
C.2.5	Derivadas parciais de $f_5$ com relação às entradas . . . . .	184
C.2.6	Derivadas parciais de $f_6$ com relação às entradas . . . . .	185
C.2.7	Derivadas parciais de $f_7$ com relação às entradas . . . . .	185
C.2.8	Derivadas parciais de $f_8$ com relação às entradas . . . . .	185
C.2.9	Derivadas parciais de $f_9$ com relação às entradas . . . . .	186
C.2.10	Derivadas parciais de $f_{10}$ com relação às entradas . . . . .	186
C.2.11	Derivadas parciais de $f_{11}$ com relação às entradas . . . . .	187
C.2.12	Derivadas parciais de $f_{12}$ com relação às entradas . . . . .	187
C.2.13	Derivadas parciais de $f_{13}$ com relação às entradas . . . . .	187
C.2.14	Derivadas parciais de $f_{14}$ com relação às entradas . . . . .	188
C.2.15	Derivadas parciais de $f_{15}$ com relação às entradas . . . . .	188
C.2.16	Derivadas parciais de $f_{16}$ com relação às entradas . . . . .	188
C.3	Derivadas parciais das funções do sistema em malha aberta com relação aos estados . . . . .	190
C.3.1	Derivadas parciais de $f_1^{ma}$ com relação aos estados . . . . .	190
C.3.2	Derivadas parciais de $f_2^{ma}$ com relação aos estados . . . . .	191
C.3.3	Derivadas parciais de $f_3^{ma}$ com relação aos estados . . . . .	192
C.3.4	Derivadas parciais de $f_4^{ma}$ com relação aos estados . . . . .	193
C.3.5	Derivadas parciais de $f_5^{ma}$ com relação aos estados . . . . .	194
C.3.6	Derivadas parciais de $f_6^{ma}$ com relação aos estados . . . . .	195



C.3.7	Derivadas parciais de $f_7^{ma}$ com relação aos estados . . . . .	196
C.3.8	Derivadas parciais de $f_8^{ma}$ com relação aos estados . . . . .	197
C.3.9	Derivadas parciais de $f_9^{ma}$ com relação aos estados . . . . .	198
C.3.10	Derivadas parciais de $f_{10}^{ma}$ com relação aos estados . . . . .	199
C.3.11	Derivadas parciais de $f_{11}^{ma}$ com relação aos estados . . . . .	200
C.3.12	Derivadas parciais de $f_{12}^{ma}$ com relação aos estados . . . . .	202
C.3.13	Derivadas parciais de $f_{13}^{ma}$ com relação aos estados . . . . .	203
C.4	Derivadas parciais das funções do sistema em malha aberta com relação às entradas . . . . .	205
C.4.1	Derivadas parciais de $f_1^{ma}$ com relação às entradas . . . . .	205
C.4.1.1	Derivadas parciais de $f_2^{ma}$ com relação às entradas . . . . .	205
C.4.1.2	Derivadas parciais de $f_3^{ma}$ com relação às entradas . . . . .	205
C.4.1.3	Derivadas parciais de $f_4^{ma}$ com relação às entradas . . . . .	206
C.4.1.4	Derivadas parciais de $f_5^{ma}$ com relação às entradas . . . . .	206
C.4.1.5	Derivadas parciais de $f_6^{ma}$ com relação às entradas . . . . .	206
C.4.1.6	Derivadas parciais de $f_7^{ma}$ com relação às entradas . . . . .	206
C.4.1.7	Derivadas parciais de $f_8^{ma}$ com relação às entradas . . . . .	207
C.4.1.8	Derivadas parciais de $f_9^{ma}$ com relação às entradas . . . . .	207
C.4.1.9	Derivadas parciais de $f_{10}^{ma}$ com relação às entradas . . . . .	207
C.4.1.10	Derivadas parciais de $f_{11}^{ma}$ com relação às entradas . . . . .	208
C.4.1.11	Derivadas parciais de $f_{12}^{ma}$ com relação às entradas . . . . .	208
C.4.1.12	Derivadas parciais de $f_{13}^{ma}$ com relação às entradas . . . . .	208
<b>Anexo A – Transformações de coordenadas</b>		209
A.1	Transformações trifásicas . . . . .	209
A.2	Transformação de Clark . . . . .	210
A.3	Transformação de Park . . . . .	211

A.3.1	Transformação entre eixos síncronos $qd0$ e eixos estacionários $\alpha\beta0$ . . . .	212
<b>Anexo B – Modelagem da máquina trifásica</b>		<b>215</b>
B.1	Modelo da máquina trifásica . . . . .	215
B.1.1	Equações das tensões em coordenadas $abc$ . . . . .	216
B.1.2	Equações das tensões em coordenadas $qd0$ . . . . .	219
B.1.3	Equações dos fluxos em coordenadas $qd0$ . . . . .	220
B.1.4	Equação do conjugado em coordenadas $qd0$ . . . . .	222
<b>Anexo C – Modulação <i>Space Vector</i> trifásica a três fios</b>		<b>225</b>
C.1	Modulação $SV$ usando as tensões de fase no espaço das tensões de saída .	226
C.2	Modulação $SV$ usando as tensões de linha no espaço das tensões de saída .	232

# *LISTA DE FIGURAS*

FIGURA 1	Topologias básicas de geradores com operação em velocidade variável. . . . .	35
FIGURA 2	Configurações para o <i>DFIG</i> . . . . .	38
FIGURA 3	Topologias apresentadas na literatura para conexão com conversor série. . . . .	39
FIGURA 4	Topologia proposta para a conexão de geradores duplamente alimentados ( <i>DFIG</i> ). . . . .	45
FIGURA 5	Coeficiente de potência ( $C_p$ ) em função do <i>tip-speed ratio</i> ( $\lambda$ ). . .	48
FIGURA 6	Potência da turbina em função da velocidade do rotor para diferentes velocidades do vento. . . . .	49
FIGURA 7	Curva de máxima potência. . . . .	49
FIGURA 8	Diagrama simplificado com vetores espaciais de tensão estatórica e fluxo na máquina trifásica. . . . .	52
FIGURA 9	Diagrama simplificado mostrando os fluxos de potência nos conversores e na máquina para a configuração convencional. . . . .	54
FIGURA 10	Diagrama simplificado mostrando os fluxos de potência nos conversores e na máquina para a configuração com conversor série. . . . .	54
FIGURA 11	Pontos de operação do <i>DFIG</i> com conversor paralelo. . . . .	58
FIGURA 12	Pontos de operação do <i>DFIG</i> com conversor série. . . . .	59
FIGURA 13	Diagrama completo de controle do conversor do lado do rotor. . .	64
FIGURA 14	Acoplamento das variáveis rotóricas com estator aberto. . . . .	65
FIGURA 15	Diagrama de blocos do controle das correntes rotóricas. . . . .	66
FIGURA 16	Diagrama de blocos do controle da potência ativa estatórica. . .	67
FIGURA 17	Configuração proposta para o conversor série. . . . .	71
FIGURA 18	Circuitos equivalentes monofásicos do conversor série. . . . .	75
FIGURA 19	Diagrama de blocos da pré-compensação. . . . .	76
FIGURA 20	Diagrama de Bode da planta e após a pré-compensação. . . . .	77
FIGURA 21	Diagrama de Bode da planta e após a pré-compensação da saída com relação ao distúrbio. . . . .	78
FIGURA 22	Configuração padrão utilizada para projeto de controladores $\mathcal{H}_\infty$ . . . . .	78

FIGURA 23	Configuração para projeto de controladores $\mathcal{H}_\infty$ . . . . .	78
FIGURA 24	Diagrama de Bode de $\Delta(s)$ e de $W_3(s)$ . . . . .	81
FIGURA 25	Valores singulares das funções $S(s)$ , $T(s)$ , $\gamma/W_1(s)$ e $\gamma/W_3(s)$ . . . . .	82
FIGURA 26	Diagrama de blocos do controlador do conversor série. . . . .	82
FIGURA 27	Diagrama de Bode do controlador $K(s)$ e do controlador discretizado $K(z)$ . . . . .	83
FIGURA 28	Controlador do barramento CC. . . . .	86
FIGURA 29	Requisitos de geração de reativos. . . . .	91
FIGURA 30	Resposta ao degrau na corrente $i'_{qr}$ para diferentes velocidades rotóricas. . . . .	95
FIGURA 31	Resposta transitória do conversor do lado do rotor durante sincronismo. . . . .	96
FIGURA 32	Resposta transitória do conversor série (modelo monofásico equivalente). . . . .	97
FIGURA 33	Resposta transitória do conversor série com conversor trifásico. . . . .	98
FIGURA 34	Degraus nas referências de potência ativa e reativa para velocidade rotórica de 0.71 p.u. . . . .	99
FIGURA 35	Degraus nas referências de potência ativa e reativa para velocidade rotórica de 1.0 p.u. . . . .	99
FIGURA 36	Degraus nas referências de potência ativa e reativa para velocidade rotórica de 1.3 p.u. . . . .	100
FIGURA 37	Operação do gerador para variação de velocidade e com a parcela de compensação do desequilíbrio. . . . .	102
FIGURA 38	Operação do gerador para variação de velocidade e sem a parcela de compensação do desequilíbrio. . . . .	103
FIGURA 39	Operação do gerador em velocidade sobre-síncrona. . . . .	104
FIGURA 40	Correntes rotóricas no cruzamento pela velocidade síncrona com e sem a parcela de compensação do desequilíbrio. . . . .	105
FIGURA 41	Operação do sistema com geração de potência ativa nula para a velocidade de 0.7 p.u. e potência reativa indutiva de 5%. . . . .	107
FIGURA 42	Operação do sistema com geração de potência ativa nula para a velocidade de 0.7 p.u. e potência reativa capacitiva de 5%. . . . .	108
FIGURA 43	Circuito equivalente do conversor série em coordenadas $qd$ . . . . .	115
FIGURA 44	Diagrama de blocos do controlador de tensão série. . . . .	115
FIGURA 45	Resposta transitória do <i>DFIG</i> com conversor série para $\omega_r = 0.7$ p.u. . . . .	130

FIGURA 46	Resposta transitória do <i>DFIG</i> com conversor série para $\omega_r = 0.7$ p.u. . . . . .	131
FIGURA 47	Resposta transitória do <i>DFIG</i> com conversor série para $\omega_r = 1.0$ p.u. . . . . .	132
FIGURA 48	Resposta transitória do <i>DFIG</i> com conversor série para $\omega_r = 1.0$ p.u. . . . . .	133
FIGURA 49	Resposta transitória do <i>DFIG</i> com conversor série para $\omega_r = 1.3$ p.u. . . . . .	134
FIGURA 50	Resposta transitória do <i>DFIG</i> com conversor série para $\omega_r = 1.3$ p.u. . . . . .	135
FIGURA 51	Autovalores da matriz Jacobiana . . . . .	136
FIGURA 52	Região de estabilidade para $\omega_r = 0.7$ p.u. . . . . .	137
FIGURA 53	Região de estabilidade para $\omega_r = 1.0$ p.u. . . . . .	137
FIGURA 54	Região de estabilidade para $\omega_r = 1.3$ p.u. . . . . .	137
FIGURA 55	Execução da rotina do filtro de Kalman . . . . .	152
FIGURA 56	Diagrama de blocos da estimação de estados usando o filtro de Kalman . . . . .	153
FIGURA 57	Tipos de faltas . . . . .	156
FIGURA 58	Sistema hipotético utilizado para análise das diferentes faltas . . . . .	156
FIGURA 59	Extração de seqüências de fase para falta trifásica (Falta tipo A)	157
FIGURA 60	Extração de seqüências de fase para falta monofásica (Falta tipo B)	158
FIGURA 61	Extração de seqüências de fase para falta bifásica (Falta tipo C)	159
FIGURA 62	Extração de seqüências de fase para falta bifásica-terra (Falta tipo E) . . . . .	159
FIGURA 63	Relação entre grandezas em coordenadas $\alpha\beta$ e $abc$ . . . . .	210
FIGURA 64	Relação entre as quantidade em coordenadas $dq$ e $abc$ . . . . .	211
FIGURA 65	Relação entre grandezas em coordenadas $\alpha\beta$ e $qd$ . . . . .	213
FIGURA 66	Circuito idealizado da máquina de indução trifásica com dupla alimentação. . . . .	215
FIGURA 67	Relação entre grandezas em coordenadas $abc$ e grandezas em eixos arbitrários $qd0$ . . . . .	218
FIGURA 68	Representação do circuito equivalente da máquina de indução em um sistema de referência arbitrário. . . . .	222
FIGURA 69	Conversor PWM trifásico com carga em $Y$ . . . . .	226
FIGURA 70	Espaço das tensões de fase em $abc$ . . . . .	227
FIGURA 71	Espaço das tensões de fase em $\alpha\beta$ . . . . .	229

FIGURA 72	Comparadores e <i>timer</i> para geração dos sinais de saída (tensões de fase). . . . .	231
FIGURA 73	Conversor PWM trifásico com carga em $\Delta$ . . . . .	232
FIGURA 74	Espaço das tensões de linha em <i>abc</i> . . . . .	233
FIGURA 75	Espaço das tensões de linha em $\alpha\beta$ . . . . .	234
FIGURA 76	Comparadores e <i>timer</i> para geração dos sinais de saída (tensões de fase). . . . .	237

# LISTA DE TABELAS

TABELA 1	Comparação das perdas para diferentes tipos de turbinas (MÜLLER; DEIKE; DONKER, 2002). . . . .	36
TABELA 2	Incertezas paramétricas do conversor série. . . . .	80
TABELA 3	Parâmetros usados nas simulações. . . . .	93
TABELA 4	Coefficientes de $K(z)$ . . . . .	94
TABELA 5	Parâmetros da máquina trifásica e dos controladores do conversor do lado do rotor. . . . .	124
TABELA 6	Parâmetros do conversor série e dos controladores de tensão. . .	124
TABELA 7	Características da máquina trifásica usada em simulação . . . .	147
TABELA 8	Características dos transformadores monofásicos usados em simulação . . . . .	148
TABELA 9	Equações da máquina de indução em um referencial arbitrário .	223
TABELA 10	Tabela com os possíveis vetores de comutação (tensões de fase) .	228
TABELA 11	Vetores de comutação em coordenadas $\alpha\beta$ . . . . .	228
TABELA 12	Tabela com a seqüência de comutação escolhida . . . . .	228
TABELA 13	Padrão PWM em função do setor . . . . .	229
TABELA 14	Matrizes de decomposição para modulação das tensões de fase .	231
TABELA 15	Vetores de comutação em coordenadas $\alpha\beta$ . . . . .	232
TABELA 16	Vetores de comutação em coordenadas $\alpha\beta$ . . . . .	233
TABELA 17	Tabela com a seqüência de comutação escolhida . . . . .	234
TABELA 18	Padrão PWM em função do setor . . . . .	235
TABELA 19	Matrizes de decomposição para modulação das tensões de fase .	236

# LISTA DE SÍMBOLOS

$P_{mec}$	potência mecânica no eixo da turbina
$C_p$	coeficiente de potência da turbina
$\rho$	densidade do ar
$A$	área de varredura da turbina
$v$	velocidade do vento
$\lambda$	<i>tip-speed ratio</i>
$\beta$	ângulo de passo das pás da turbina
$r$	comprimento da pá
$\omega_r$	velocidade angular do eixo da turbina
$c_1, \dots, c_6$	coeficientes para cálculo do coeficiente de potência
$v_{qs}, v_{ds}$	tensões estatóricas de eixo de quadratura e eixo direto
$i_{qs}, i_{ds}$	correntes estatóricas de eixo de quadratura e eixo direto
$r_s$	resistência estatórica
$\omega_e$	velocidade angular do referencial síncrono
$\lambda_{qs}, \lambda_{ds}$	fluxos magnéticos estatóricos de eixo de quadratura e eixo direto
$v'_{qr}, v'_{dr}$	tensões rotóricas de eixo de quadratura e eixo direto, referida para o estator
$i'_{qr}, i'_{dr}$	correntes rotóricas de eixo de quadratura e eixo direto, referida para o estator
$r'_r$	resistência rotórica, referida para o estator



## Lista de Símbolos

---

$\lambda'_{qr}, \lambda'_{dr}$	fluxos magnéticos rotóricos de eixo de quadratura e eixo direto, referida para o estator
$L_{ls}$	indutância de dispersão do estator
$L'_{lr}$	indutância de dispersão do rotor, referida para o estator
$M$	indutância de magnetização da máquina
$T_{em}$	conjugado eletromagnético
$P$	número de pólos da máquina
$P_s, Q_s$	potência ativa e reativa estatórica
$E_g$	vetor de tensão estatórica
$\Phi_s$	vetor do fluxo estatórico
$\psi$	ângulo de orientação do referencial síncrono
$v_{\alpha s}, v_{\beta s}$	tensões estatóricas em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$
$v_{as}, v_{bs}, v_{cs}$	tensões estatóricas em coordenadas $abc$
$\theta_r$	ângulo do rotor
$P_{rede}, Q_{rede}$	potências ativa e reativa no ponto de conexão do gerador
$P_r, Q_r$	potências ativa e reativa rotóricas
$P_{shunt}, Q_{shunt}$	potências ativa e reativa do conversor paralelo
$i_{qshunt}, i_{dshunt}$	correntes do conversor paralelo de eixo de quadratura e eixo direto
$P_{serie}, Q_{serie}$	potências ativa e reativa do conversor série
$v_{qserie}, v_{dserie}$	tensões do conversor série de eixo de quadratura e eixo direto
$S_s$	potência aparente estatórica
$S_r$	potência aparente rotórica
$S_{shunt}$	potência aparente do conversor paralelo
$S_{serie}$	potência aparente do conversor série
$q(k)$	ruído de estados na $k$ -ésima amostragem

## Lista de Símbolos

---

$r(k)$	ruído de medida na $k$ -ésima amostragem
$x(k)$	estados do modelo na $k$ -ésima amostragem
$u(k)$	entrada do modelo na $k$ -ésima amostragem
$y(k)$	saída do modelo na $k$ -ésima amostragem
$A, B, C$	matrizes do modelo em espaço de estados discreto
$\hat{x}(k)$	estados estimados na $k$ -ésima amostragem
$K(k)$	ganho do estimador na $k$ -ésima amostragem
$\hat{x}^*(k)$	projeção <i>a priori</i> dos estados estimados na $k$ -ésima amostragem
$P^*(k)$	matriz de covariância dos erros dos estados na $k$ -ésima amostragem computada <i>a priori</i>
$P(k)$	matriz de covariância dos erros dos estados na $k$ -ésima amostragem
$R(k)$	matriz de covariância dos ruídos da medida na $k$ -ésima amostragem
$Q(k)$	matriz de covariância dos ruídos dos estados na $k$ -ésima amostragem
$x_1(k), x_2(k)$	estados do modelo do sinal senoidal na $k$ -ésima amostragem
$\omega(k)$	freqüência angular do sinal senoidal na $k$ -ésima amostragem
$T_s$	período de amostragem
$q_1(k), q_2(k)$	ruídos de estados do modelo do sinal senoidal na $k$ -ésima amostragem
$r_1(k)$	ruído de medida do modelo do sinal senoidal na $k$ -ésima amostragem
$z^{-1}$	atraso de transporte de um período de amostragem
$x_{mi1}(k), x_{mi2}(k)$	estados do modelo interno para o estimador de freqüência na $k$ -ésima amostragem
$y_\omega(k)$	saída do modelo interno para o estimador de freqüência na $k$ -ésima amostragem
$e_\omega(k)$	erro do modelo interno para o estimador de freqüência na $k$ -ésima amostragem
$K_\omega, K_u$	ganhos do estimador de freqüência na $k$ -ésima amostragem

## Lista de Símbolos

---

$x_{\omega 1}(k), x_{\omega 2}(k)$	estados do modelo interno em malha fechada para o estimador de frequência na $k$ -ésima amostragem
$r_{\omega}(k)$	entrada do modelo interno para o estimador de frequência na $k$ -ésima amostragem
$v_a, v_b, v_c$	medidas de tensões de fase
$v_{a+}, v_{b+}, v_{c+}$	tensões de fase de seqüência positiva
$v_{a-}, v_{b-}, v_{c-}$	tensões de fase de seqüência negativa
$R_l$	resistência da linha
$L_l$	indutância da linha
$R_c$	resistência da carga
$R_f$	resistência de falta
$v_{cc}$	tensão no capacitor do barramento CC
$P_{ref}, Q_{ref}$	potências ativa e reativa de referência
$P_{rede}^{filt}, Q_{rede}^{filt}$	potências ativa e reativa no ponto de conexão filtradas
$L_{eq}$	indutância equivalente
$G_r(s)$	função de transferência simplificada do rotor
$G_c^i(s)$	função de transferência do controlador das correntes rotóricas
$k_p^i, k_i^i$	ganhos proporcional e integral do controlador das correntes rotóricas
$G_{m,f}^i(s)$	função de transferência em malha fechada do controle das correntes rotóricas
$\omega_b$	banda passante do controlador de corrente
$\zeta$	amortecimento da malha de controle das correntes rotóricas
$i_{qr}^{ref}, i_{dr}^{ref}$	correntes rotóricas de referência
$G_c^{PQ}(s)$	função de transferência do controlador das potências estatóricas
$k_p^{PQ}, k_i^{PQ}$	ganhos proporcional e integral do controlador das potências estatóricas

## Lista de Símbolos

---

$\omega_n$	freqüência natural da malha de corrente
$K_{PQ}$	ganho das malhas de potência
$\omega_{PQ}$	banda passante do controlador de potência
$G_{mf}^{PQ}(s)$	função de transferência em malha fechada do controle das potências estatóricas
$v_{\alpha r}, v_{\beta r}$	tensões rotóricas em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$
$N_s : N_r$	relação de transformação entre os enrolamentos do estator e do rotor da máquina
$V_{rms}^{linha}$	tensão <i>RMS</i> de linha
$V_{rotor}^{max}$	máxima tensão rotórica <i>RMS</i> de linha
$V_{serie}^{max}$	máxima tensão série <i>RMS</i> de fase
$N_{prim} : N_{sec}$	relação de transformação dos transformadores série do lado do conversor série para o lado da rede
$I_{baseprim}, I_{basesec}$	corrente base no primário e no secundário dos transformadores série
$V_{baseprim}$	tensão base no primário dos transformadores série
$P_{base}$	potência base da unidade geradora
$Z_{baseprim}^{serie}$	impedância base do conversor série referido ao lado do conversor (primário do transformador)
$i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$	correntes estatóricas de fase
$i_{ap}, i_{bp}, i_{cp}$	correntes estatóricas refletidas para o primário dos transformadores série
$i_a^{conv}, i_b^{conv}, i_c^{conv}$	correntes de saída do conversor série
$v_{ab}^{conv}, v_{bc}^{conv}, v_{ca}^{conv}$	tensões nos capacitores do filtro <i>LC</i> do conversor série
$u_{ab}^{serie}, u_{bc}^{serie}$	tensões de linha aplicadas pelo conversor série
$L_f$	indutância do filtro <i>LC</i> do conversor série
$C_f$	capacitância do filtro <i>LC</i> do conversor série
$R_p$	resistência do primário do transformador série

## Lista de Símbolos

---

$L_p$	indutância de dispersão do primário do transformador série
$M_s$	indutância magnetizante do transformador série
$i_{af}^{conv}, i_{bf}^{conv}, i_{cf}^{conv}$	correntes de saída do conversor transformadas para desacoplamento
$T_{serie}$	vetor de ação de controle do conversor série
$T_{des}$	transformação usada para desacoplamento das correntes do conversor série
$T_d$	transformação usada para desacoplamento no sistema em variáveis de estado do conversor série
$w$	distúrbio do modelo do conversor série
$x_m$	estados do modelo do conversor série transformados
$T_{\alpha\beta 0}$	transformação de grandezas $abc$ para $\alpha\beta 0$
$x_{\alpha\beta 0}$	variáveis de estado do conversor série no referencial $\alpha\beta 0$
$w_{\alpha\beta 0}$	distúrbio de corrente do conversor série no referencial $\alpha\beta 0$
$u_{\alpha\beta 0}^{serie}$	ação de controle do conversor série no referencial $\alpha\beta 0$
$i_{\alpha}^{conv}, i_{\beta}^{conv}$	correntes de saída do conversor série em coordenadas $\alpha\beta$
$v_{\alpha}^{conv}, v_{\beta}^{conv}$	tensões nos capacitores do filtro do conversor série em coordenadas $\alpha\beta$
$i_{\alpha p}, i_{\beta p}$	correntes do primário do transformador série em coordenadas $\alpha\beta$
$u_{\alpha}^{serie}, u_{\beta}^{serie}$	tensões aplicadas pelo conversor série em coordenadas $\alpha\beta$
$i_{\alpha s}, i_{\beta s}$	correntes estatóricas em coordenadas $\alpha\beta$
$G_s(s)$	função de transferência da tensão de saída para a tensão de entrada do circuito monofásico equivalente do conversor série em coordenadas $\alpha\beta$
$G_{dist}(s)$	função de transferência da tensão de saída para a corrente de distúrbio do circuito monofásico equivalente do conversor série em coordenadas $\alpha\beta$
$\tau$	atraso de transporte em segundos
$i_{dist}$	vetor de distúrbio de corrente em coordenadas $\alpha\beta$

## Lista de Símbolos

---

$i_{ref}^{conv}$	referência interna de corrente da malha de amortecimento do conversor série em coordenadas $\alpha\beta$
$G_s^{comp}(s)$	função de transferência da planta pré-compensada
$k_c$	ganho proporcional da malha de pré-compensação
$K(s)$	função de transferência do controlador da malha externa de tensão
$W_1(s), W_2(s), W_3(s)$	funções de ponderação para projeto do controlador $\mathcal{H}_\infty$
$S(s)$	função de transferência de sensibilidade
$R(s)$	função de transferência que relaciona a ação de controle com a referência
$T(s)$	função de transferência de sensibilidade complementar
$\Delta(s)$	função de transferência da incerteza da planta
$\tilde{G}(s)$	função de transferência da planta pré-compensada com incerteza paramétrica
$k_a$	ganho de $W_1(s)$
$\zeta_{W_1}$	amortecimento de $W_1(s)$
$\omega_0$	frequência de ressonância de $W_1(s)$
$b_0, \dots, b_7$	coeficientes do numerador do controlador $K(s)$
$a_0, \dots, a_7$	coeficientes do denominador do controlador $K(s)$
$K(z)$	função de transferência discreta do controlador da malha externa de tensão
$v_{\alpha\beta-}^{serie}$	referência de tensão série de seqüência negativa
$v_{\alpha\beta+}$	tensões de fase da rede de seqüência positiva em coordenadas $\alpha\beta$
$v_{\alpha\beta-}$	tensões de fase da rede de seqüência negativa em coordenadas $\alpha\beta$
$v_{\alpha\beta s}$	tensões estatóricas em coordenadas $\alpha\beta$
$i_{\alpha\beta s}$	correntes estatóricas em coordenadas $\alpha\beta$
$I_+$	valor RMS das correntes estatóricas

## *Lista de Símbolos*

---

$V_+$	valor RMS das tensões série de seqüência positiva
$V_-$	valor RMS das tensões série de seqüência negativa
$E_c$	energia do capacitor do barramento CC
$C$	capacitância do capacitor do barramento CC
$u_{ca}$	grandeza de controle das tensões série, com característica de resistência
$G_{cc}(s)$	função de transferência do controlador de tensão do barramento CC
$k_p^{CC}, k_i^{CC}$	ganhos proporcional e integral do controlador do barramento CC
$G_{mf}^{CC}(s)$	função de transferência linearizada de controle do barramento CC
$\omega_{nCC}$	freqüência natural da função de transferência linearizada de controle do barramento CC
$\zeta_{cc}$	amortecimento da função de transferência linearizada de controle do barramento CC
$G_f^{PQ}(s)$	função de transferência do filtro de segunda ordem das potências estatóricas
$B_w^{PQ}$	freqüência de corte do filtro $G_f^{PQ}(s)$
$\zeta_{PQ}$	amortecimento do filtro $G_f^{PQ}(s)$
$\beta_0, \dots, \beta_6$	coeficientes do numerador do controlador $K(z)$
$\alpha_0, \dots, \alpha_6$	coeficientes do denominador do controlador $K(z)$

# 1 INTRODUÇÃO

O uso de energias renováveis vem aumentando a cada ano. Dentro desta perspectiva, o uso de energia eólica é uma alternativa bastante atrativa, tanto em termos financeiros quanto ao seu reduzido impacto ambiental. A geração eólica pode ser disponibilizada através de linhas de transmissão (como no caso de parques eólicos) como também ser conectada diretamente às linhas de distribuição. Inserindo-se nesse contexto, existem várias possibilidades de geradores e turbinas eólicas. Apesar de a máquina síncrona de ímã permanente estar surgindo como uma alternativa, conforme (BTM CONSULT ApS, 2008), a alternativa usada pela maioria das empresas fabricantes de geradores eólicos é a configuração com gerador duplamente alimentado, visto que este apresenta algumas vantagens com relação ao gerador com conversor pleno, como será apresentado mais adiante. Esta dissertação tratará do estudo de geradores duplamente alimentados com operação em velocidade variável, com o foco nos problemas causados por desequilíbrios de tensão e condições não-ideais da rede no ponto de conexão.

## 1.1 Objetivo do trabalho

Este trabalho propõe modificações na conexão de geradores eólicos duplamente alimentados com o objetivo de reduzir oscilações de conjugado devido a desequilíbrios de tensão. A modificação consiste em se utilizar um conversor série entre o estator da máquina e o ponto de conexão com a rede, ao contrário da configuração mais adotada que utiliza um conversor em paralelo do lado da rede. A configuração tem a característica de um compensador série conectado entre a rede e o estator do gerador e está conectado ao conversor bidirecional do rotor do gerador duplamente alimentado.

A motivação deste trabalho surge principalmente de problemas devido à conexão de geradores eólicos em lugares onde a rede tem uma impedância elevada, como por exemplo em regiões rurais e longe dos centros geradores. Cargas desequilibradas conectadas à rede trifásica podem causar desequilíbrio de tensão no ponto de conexão do gerador, causando



altas correntes estatóricas, pulsação da potência gerada e principalmente oscilações de conjugado eletromagnético na máquina. Isso acarreta em uma má qualidade do fornecimento de energia, além de reduzir a vida útil de componentes mecânicos como caixas de engrenagens (MULJADI et al., 1999).

Considerando a proposta de conexão do conversor do lado da rede em série, é proposto o cancelamento do desequilíbrio das tensões estatóricas e o controle do barramento CC do conversor bidirecional, cuja complexidade é reduzida comparando-se com outras alternativas propostas na literatura. A operação sob diferentes condições de geração é descrita. Resultados de simulação são apresentados para uma turbina de 2.27MVA (PETERSSON, 2005) para validar o estudo realizado.

## 1.2 Revisão bibliográfica

Existe uma tendência em se aumentar gradativamente a potência gerada por turbinas eólicas. Há algumas décadas, a potência nominal das unidades chegava a 200kW. Em 1999, a potência média das turbinas eólicas alcançou 600kW. As maiores unidades de produção em série por volta do ano de 2002 chegavam a 1.5MW de potência. Atualmente, existem unidades geradoras instaladas com potência nominal de 2.5MW (MÜLLER; DEIKE; DONKER, 2002) e inclusive superiores a esta potência. Alguns fabricantes já disponibilizam turbinas de até 5MW. Esta tendência é impulsionada pela redução do custo dos parques de geração eólica instalados, do domínio da tecnologia e de incentivos fiscais.

A escolha da configuração para geração eólica depende basicamente da confiabilidade do sistema, do custo envolvido nos projetos e da tecnologia disponível. Grande parte das turbinas inicialmente construídas seguem o chamado "conceito dinamarquês", que consiste no uso de simples máquinas de indução com rotor gaiola de esquilo diretamente conectadas à rede trifásica. O rotor é conectado à turbina através de uma caixa de engrenagens com relação de velocidades fixa. Alguns geradores de indução permitem um ajuste na configuração de pólos para operação em mais de uma velocidade síncrona. No entanto, para qualquer ponto de operação esta turbina terá que operar à velocidade quase que constante e definida pela frequência da rede. Devido à pouca flexibilidade quanto à absorção de energia em rajadas de vento, este conceito exige estruturas mecânicas mais reforçadas e uma rede que permite rápidas variações de potência gerada. Outro fator importante é que em operação com velocidade fixa não é possível extrair a máxima potência da turbina para diferentes velocidades de vento.

Neste aspecto, os geradores que operam em velocidade variável apresentam vantagens. Apesar da complexidade em termos de controle, estes permitem que se extraia a máxima potência da turbina em função da velocidade, otimizando a extração de energia do vento.

Algumas vantagens de turbinas eólicas com velocidade variável, comparadas com as de velocidade fixa, são:

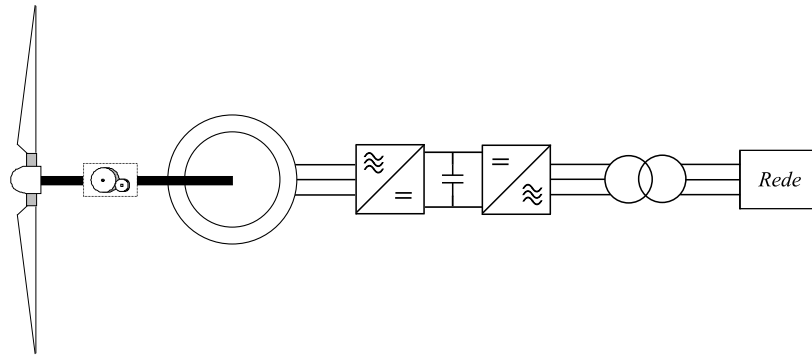
- Permitem o controle do ângulo de passo (*pitch*) somente para limitar a máxima potência de saída;
- Esforços mecânicos reduzidos, pois a energia das rajadas de vento pode ser absorvida pela inércia da turbina;
- Possibilitam compensar dinamicamente os efeitos de pulsação de potência e conjugado devido ao efeito de torre;
- A "elasticidade" da turbina por conta da absorção de energia reduz as variações de potência, diminuindo o efeito de cintilamento (*flicker*);
- Aumenta a eficiência do conjunto, pois a velocidade da turbina é ajustada como função da velocidade do vento para assim maximizar a potência de saída;
- Diminuição do ruído acústico, pois é possível a operação em baixas velocidades com baixa potência gerada.

Dentre os geradores de velocidade variável, existem basicamente dois conceitos (CAR-RASCO et al., 2006):

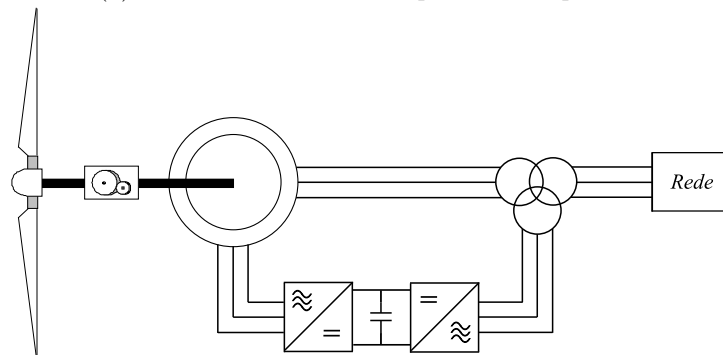
1. Geradores (síncronos ou assíncronos) com conversores para a potência nominal;
2. Geradores duplamente alimentados.

Um possível implementação da topologia com conversor para toda a potência pode ser vista na Figura 1a. Um gerador síncrono gera potência em frequência variável. O conversor CA/CC/CA converte a tensão de frequência variável em frequência fixa. Apesar da possibilidade de operar sem o uso de caixa de engrenagens, este conceito apresenta algumas desvantagens que são:

- O conversor de potência, que deve ser dimensionado para a potência nominal do gerador, tem um alto custo;



(a) Gerador com conversor para toda a potência



(b) Sistema com gerador duplamente alimentado

Figura 1: Topologias básicas de geradores com operação em velocidade variável.

- Os filtros de saída do inversor e os filtros de *EMI* devem ser de 1 p.u., dificultando o projeto dos filtros e aumentando seu custo;
- A eficiência do conversor tem um papel importante na eficiência total do sistema, ou seja, quanto maior a potência processada pelo conversor, maiores as perdas (MÜLLER; DEIKE; DONKER, 2002).

Alguns estudos mais recentes procuram evitar as desvantagens da configuração anterior. A Figura 1b mostra um conceito alternativo que consiste em um gerador de indução duplamente alimentado (do inglês, *Doubly-Fed Induction Generator* ou *DFIG*), que utiliza um conversor CA/CC/CA quatro quadrantes utilizando dispositivos IGBTs conectado aos enrolamentos do rotor. Comparado com o sistema que processa toda a potência, o gerador duplamente alimentado oferece as seguintes vantagens:

- Redução no custo do conversor, pois a potência do conversor é tipicamente 30% da potência total enquanto a velocidade de operação é em torno de  $\pm 30\%$  da velocidade síncrona. Porém, devido à necessidade de suprimento de reativos, a potência do conversor pode ser um pouco maior;
- Redução dos custos dos filtros dos conversores de tensão e dos filtros de *EMI*, além

Tabela 1: Comparação das perdas para diferentes tipos de turbinas (MÜLLER; DEIKE; DONKER, 2002).

	Gerador	Inversor
Conceito Dinamarquês	Não é viável economicamente devido aos esforços mecânicos em potências elevadas.	
Conversor para toda a potência	3.50%	3.00%
Gerador duplamente alimentado	3.50%	0.75%

de reduzir a emissão de harmônicos na rede;

- Melhora de aproximadamente 2-3% na eficiência total do sistema, como pode ser visto na Tabela 1;
- O controle do fator de potência pode ser implementado com baixo custo, pois o sistema com gerador duplamente alimentado opera de maneira similar ao gerador síncrono conectado diretamente à rede;
- Além disso, a operação do conversor do lado do rotor permite um controle desacoplado entre as potências ativa e reativa estatóricas.

O objeto de estudo desta dissertação será o gerador duplamente alimentado, com o foco nos efeitos causados por desequilíbrios de tensão da rede.

A conexão de turbinas eólicas à redes não-ideais tem muito desafios. Os desequilíbrios de tensão e distúrbios são alguns destes, resultando em oscilações de fluxo magnético e pulsações de conjugado eletromagnético no rotor da máquina duplamente alimentada, que podem reduzir significativamente a vida útil de turbinas.

Trabalhos anteriores mostram que os geradores duplamente alimentados têm baixa impedância de seqüência negativa e por isso, apesar de o máximo desequilíbrio de tensão ser limitado por normas, a corrente de seqüência negativa estatórica pode ser significativa (MULJADI et al., 1999) (COSTA; MASSING; PINHEIRO, 2007).

O desequilíbrio de tensão é definido como sendo a relação entre a componente de tensão de seqüência negativa e a componente de tensão de seqüência positiva (do inglês *percentage voltage unbalance factor*).

$$\%VUF = \frac{\text{componente de tensão de seqüência negativa}}{\text{componente de tensão de seqüência positiva}} \cdot 100 \quad (1.1)$$

A norma europeia de qualidade de tensão EN 50160 (CENELEC, 1999) estipula que o desequilíbrio de tensão não deve ultrapassar 2%, sendo de até 3% em alguns casos extremos de conexão de cargas monofásicas. A norma IEC 61000-2-2 (IEC, 2002-2003) também define o limite de desequilíbrio de 2%.

Os distúrbios de tensão em sistemas elétricos de potência podem ser causados por diversas razões. No caso de desequilíbrios de tensão, a maior causa é a distribuição desigual de cargas monofásicas, que variam continuamente no sistema de distribuição. Tensões desequilibradas podem resultar em funcionamento inadequado de equipamentos, efeitos que podem ser intensificados pelo fato que um pequeno desequilíbrio nas tensões pode causar um desequilíbrio desproporcional nas correntes drenadas (JOOUANNE; BANERJEE, 2001) (CRAIG et al., 1996).

Para compensação de desequilíbrio em sistemas industriais, a compensação série e o dimensionamento dos conversores foi apresentada com detalhes em (CAMPOS et al., 1992) e (CAMPOS et al., 1994).

Além disso, sob afundamentos de tensão (*sags*) o fluxo estatórico da máquina trifásica duplamente alimentada oscila. Isso ocorre porque o *DFIG* tem pólos pouco amortecidos e, como resultado, altas correntes estatóricas e rotóricas podem danificar a máquina e o conversor, forçando a desconexão do gerador eólico devido à perda de sincronismo.

Alguns trabalhos tratam da minimização da pulsação de conjugado e correntes estatóricas e rotóricas usando um compensador série (PETERSSON, 2005)(JOSHI; MOHAN, 2006)(ZHAN; BARKER, 2006) enquanto outros propõem compensação no conversor do lado do rotor do *DFIG* com conexão paralela do conversor do lado da rede (XU; WANG, 2007) (COSTA; MASSING; PINHEIRO, 2007). Já em (KELBER; SCHUMACHER, 2003), (FLANNERY; VENKATARAMANAN, 2007b) e em (FLANNERY; VENKATARAMANAN, 2007a) a alternativa proposta é a conexão de um conversor série sem o uso de transformadores, como será mostrado posteriormente.

As duas principais configurações do *DFIG* são apresentadas na Figura 2. Embora a configuração com conversor paralelo do lado da rede como mostrado na Figura 2a seja a mais utilizada, a configuração com conversor série mostrada na Figura 2b apresenta algumas vantagens.

Em (KELBER, 2000) e (KELBER; SCHUMACHER, 2003) diferentes métodos de amortecimento do fluxo estatórico são analisados com o objetivo de minimizar efeitos de distúrbios. A mudança de *hardware* proposta é apresentada de forma simplificada na Figura 3a. Neste trabalho, a mudança de topologia permite que se injete uma tensão série para compensar

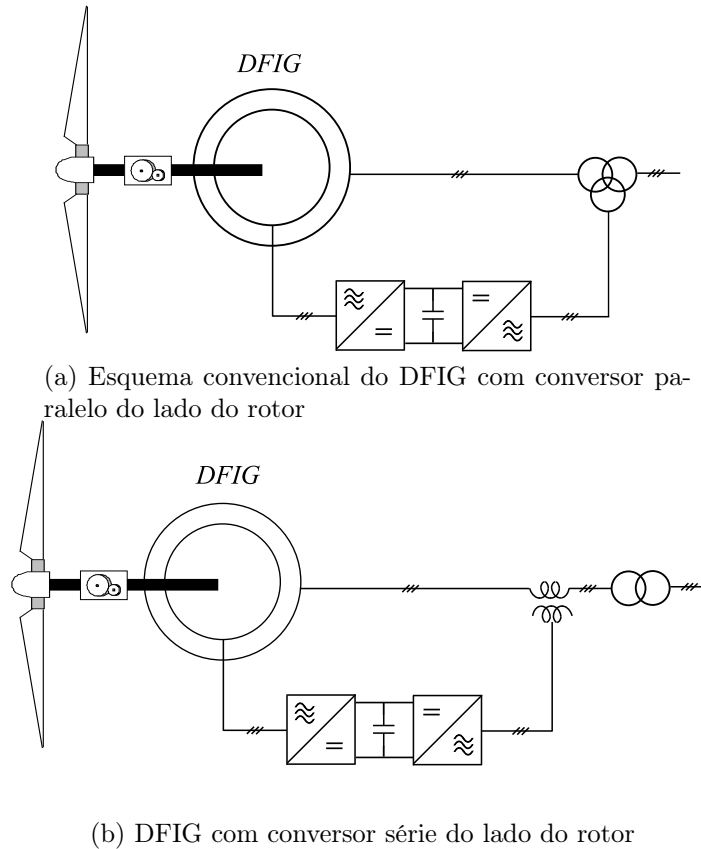


Figura 2: Configurações para o *DFIG*.

oscilações de fluxo, pois a mudança estrutural permite que os autovalores do *DFIG* sejam afastados do eixo imaginário.

A topologia com conversor série também foi apresentada em (PETERSSON, 2005), no qual o conversor série foi analisado com o foco em *sags* de tensão. Foram apresentadas estratégias de controle para a tensão série e para as correntes rotóricas. No entanto, para o controle da tensão do barramento CC (também conhecido como elo CC), concluiu-se que seria necessário um conversor paralelo adicional de forma a manter a tensão CC mesmo em operações do gerador próximas à geração mínima. Mesmo para um conversor de baixa potência, isso significa um custo e complexidade adicionais.

A proposta apresentada em (JOSHI; MOHAN, 2006) propõe um sistema onde o conversor do lado da rede é conectado através de três transformadores monofásicos, cada um alimentado por um conversor *full-bridge*, como pode ser visto na Figura 3b. Em termos de chaves semicondutoras, a configuração é similar à apresentada em (PETERSSON, 2005) e não possui vantagens em questão financeira de custo do conversor. A estratégia de controle é baseada em (BHAVARAJU; ENJETI, 1996) com um conversor adicional usado para limitar correntes de curto-circuito. Além disso, cada conversor tem um papel diferente no sistema. Um conversor *full-bridge* mantém a tensão do barramento CC, o segundo com-

pensa a tensão de desequilíbrio e o terceiro limita as correntes de falta, isto é, a estratégia de controle não é unificada e um grande número de chaves semicondutoras (um total de 12) é necessário para implementar o conversor do lado da rede, o que equivale a dizer que um conversor adicional é utilizado.

Para flutuações de tensão, em (ZHAN; BARKER, 2006) o problema da capacidade de manutenção da conexão do gerador sob afundamentos momentâneos de tensão no ponto de conexão (do inglês *Low Voltage Ride-Through* ou simplesmente *LVRT*) é atacado. A topologia apresentada é a da Figura 3c. Verificou-se que altas correntes de seqüência negativa aparecem no estator quando uma falta assimétrica ocorre. Isso acarreta em altas correntes e aceleração da máquina sob afundamentos de tensão. Da mesma forma que nos casos anteriores, um conversor trifásico adicional é utilizado para reduzir estes efeitos.

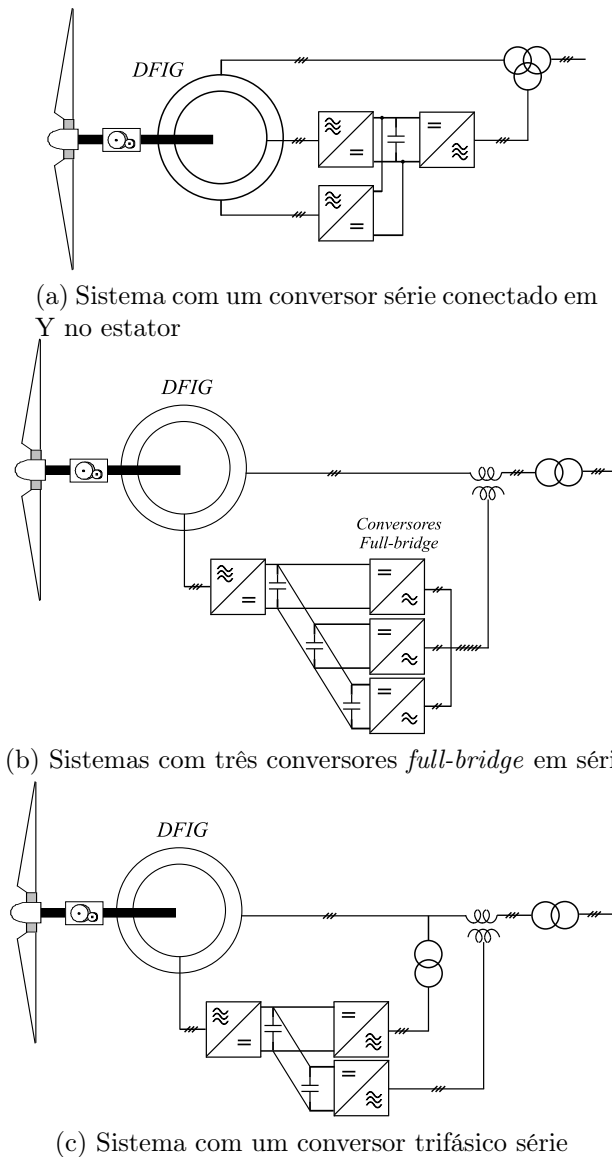


Figura 3: Topologias apresentadas na literatura para conexão com conversor série.

Ainda em (FLANNERY; VENKATARAMANAN, 2007b) e em (FLANNERY; VENKATARAMANAN, 2007a) algumas comparações entre topologias são apresentadas, porém sem grandes mudanças com relação às apresentadas por (KELBER; SCHUMACHER, 2003) e (ZHAN; BARKER, 2006). A diferença é que o conversor do lado da rede, usado para manter o barramento CC em condições de velocidade abaixo da síncrona pode ser um retificador não-controlado.

Dentre as topologias que levam em consideração o transformador série, estas se assemelham bastante às configurações de compensadores série amplamente tratados na literatura e aos restauradores dinâmicos de tensão (do inglês *Dynamic Voltage Restorers*, ou simplesmente *DVR*).

Trabalhos sobre compensação série foram desenvolvidos para compensação de seqüência negativa sobre uma carga específica, como por exemplo em motores trifásicos, assunto que já está bem documentado na literatura (CAMPOS et al., 1992).

Sobre dispositivos *DVR*, estudos recentes têm tratado do uso destes compensadores para uso em cargas críticas durante distúrbios temporários de tensão, o que pode gerar grandes prejuízos. As topologias (NIELSEN; BLAABJERG, 2005) e o controle (NIELSEN et al., 2004) de restauradores dinâmicos de tensão foram desenvolvidos, bem como os efeitos causados por faltas simétricas e assimétricas (NGUYEN; SAHA, 2004).

A idéia usada em configurações com transformador série é semelhante com o uso de *DVR*, porém a diferença está na implementação. Enquanto os *DVR* são usados para compensar *sags* momentâneos de tensão, mantendo a tensão trifásica dentro de níveis aceitáveis para uma devida carga, o conversor série utilizado em um *DFIG* tem por objetivo manter as tensões estatóricas equilibradas, livres de componentes de seqüência negativa.

As técnicas de controle da tensão série injetada pelo *DVR* abordadas na literatura serão tratadas aqui nesta dissertação, porém com o foco em compensação de desequilíbrio. Em (LI; VILATHGAMUWA; BLAABJERG, 2007b) e (LI; VILATHGAMUWA; BLAABJERG, 2007a) são adotadas metodologias de controle robusto para os controladores de tensão.

No que se refere ao controle das potências ativa e reativa, será mantida a mesma metodologia de projeto de controladores apresentada para a configuração *DFIG* convencional.



## 1.3 Contribuições do trabalho

Dentro deste cenário, as principais contribuições desta dissertação são:

- Minimização das oscilações de fluxo e conjugado na máquina trifásica através do uso de transformadores em série com a rede para manter as tensões estatóricas equilibradas;
- Apresentação de uma estratégia de controle simples baseada em componentes simétricos para o *DFIG* com um conversor série do lado da rede, com foco no desequilíbrio de tensão;
- Análise do efeito desta mudança na conexão do *DFIG* em termos de estabilidade e modos de operação do gerador, como por exemplo nas tensões, correntes e fluxos de potência em cada parte do sistema;
- Proposta de geração de referências de tensão e do controlador para o conversor série;
- Comparação com a topologia de geradores duplamente alimentados com conversor paralelo do lado da rede.

O conversor série proposto nesta dissertação tem duas funções principais:

1. Injetar uma tensão de seqüência negativa em série para cancelar o desequilíbrio;
2. Regular a tensão do barramento CC nos diferentes pontos de operação do gerador.

A seguir será apresentada a organização desta dissertação.

## 1.4 Organização do trabalho

O Capítulo 1 apresenta a motivação do trabalho e os aspectos que envolvem a geração eólica em sistemas elétricos com tensões desequilibradas. Também é feita uma revisão bibliográfica sobre o tema, situando a dissertação no contexto atual.

No Capítulo 2 é apresentada a configuração proposta para a conexão do gerador eólico. Nesse capítulo são apresentadas a modelagem da máquina e as características estáticas de operação da topologia proposta, bem como uma comparação das topologias com conversor série e paralelo do lado da rede.

No Capítulo 3 são analisadas as características dinâmicas da topologia proposta. Nesse capítulo são apresentadas as metodologias de projeto dos controladores, o projeto do capacitor e controle da tensão do barramento CC, ligação dos transformadores série, relações de transformação, partida do sistema, geração de referência de potência ativa e potências processadas pelos conversores.

O Capítulo 4 mostra o comportamento dinâmico do sistema conectado à rede em casos de distúrbios. Neste capítulo são apresentados resultados de simulações estáticas e dinâmicas para uma turbina de 2.27MVA.

O Capítulo 5 apresenta a análise da controlabilidade e estabilidade do gerador duplamente alimentado com compensador série. Nesse capítulo são apresentadas as equações diferenciais em coordenadas síncronas  $qd$  que governam o comportamento do sistema completo em malha fechada, incluindo os controladores do conversor do rotor e do conversor série.

No Capítulo 6 são apresentadas as conclusões do trabalho e sugestões para trabalhos futuros.

Ainda, o Apêndice A apresenta os dados usados nas simulações. O Apêndice B trata da geração das referências de tensão de compensação de seqüência negativa baseada no algoritmo que usa o filtro de Kalman. No Apêndice C são apresentadas as derivadas parciais necessárias para o cálculo das Jacobianas do Capítulo 5. No Anexo A são mostradas as transformações de variáveis empregadas nesta dissertação, principalmente no que se refere à obtenção do modelo da máquina trifásica em eixos arbitrários  $qd$ . No Anexo B é apresentado o modelo da máquina trifásica com dupla alimentação em um referencial arbitrário. O Anexo C trata da modulação PWM utilizada nos conversores trifásicos do lado do rotor e do lado da rede, responsáveis pelo controle das correntes rotóricas e tensões do conversor série, respectivamente.

## 2 *CARACTERÍSTICAS ESTÁTICAS DE OPERAÇÃO DA TOPOLOGIA PROPOSTA*

### 2.1 Introdução

Neste capítulo, será apresentada a topologia proposta de conexão do *DFIG* com conversor série do lado da rede, bem como a modelagem da máquina trifásica. Será feita também uma comparação dos comportamentos da topologia proposta com a topologia com conversor paralelo do lado da rede em regime permanente, obtendo-se assim as curvas estáticas de operação.

### 2.2 Configuração proposta para o *DFIG* com conversor série do lado da rede

A topologia clássica de geradores operando com velocidade variável e duplamente alimentados consiste na conexão do estator da máquina diretamente à rede elétrica, sendo que o rotor é conectado através de um conversor bidirecional. Este conversor normalmente é projetado para 30% da potência nominal da turbina, permitindo uma economia em termos de conversores.

O projeto e controle dos conversores deve levar em consideração normas de manutenção de conexão sob afundamentos de tensão (*LVRT*). Estas normas exigem que a geração distribuída permaneça conectada mesmo sob certas condições de afundamentos momentâneos de tensão. Além disso, os efeitos de desequilíbrio de tensão permanentes podem danificar a máquina, reduzindo sua vida útil e aumentando os gastos com manutenção. Dentro deste contexto, a topologia proposta nesta dissertação consiste na alteração das configurações propostas em (PETERSSON, 2005), (JOSHI; MOHAN, 2006), (KELBER; SCHUMACHER, 2003) e (ZHAN; BARKER, 2006).

Estas modificações visam:

- Reduzir o número de semicondutores utilizados, em comparação com outras topologias com conversor série do lado da rede;
- Permitir que com um conversor bidirecional convencional utilizado em *DFIG* seja possível compensar o desequilíbrio e ao mesmo tempo manter o fluxo de potência rotórico, que é dependente da velocidade de rotação do gerador;
- Possibilitar uma estratégia simples de controle e geração de referências para o conversor série;
- Conexão dos transformadores do conversor série em  $\Delta$ , fazendo com que as tensões série injetadas não dependam dos desequilíbrios de corrente.

A topologia proposta é mostrada com mais detalhes na Figura 4. Nesta figura pode-se verificar que o conversor do lado da rede está conectado em série através de um conversor trifásico com três braços.

O conversor utilizado não apresenta diferenças com relação ao caso convencional de geradores duplamente alimentados. O controle das correntes rotóricas permanece inalterado de forma a se controlar as potências no ponto de conexão do gerador. O que difere da configuração convencional é a conexão em série do conversor do lado da rede, permitindo que se possa controlar a tensão série entre o estator da máquina e a rede, o que permite manter a tensão estatórica equilibrada mesmo sob condições adversas da rede.

Isso acarreta em mudanças de operação do conjunto. Algumas características do conceito apresentado acima são listadas abaixo:

- No caso com *DFIG* convencional, a corrente injetada na rede é a soma das correntes estatóricas e das correntes drenadas/injetadas pelo conversor do lado do rotor. Neste caso, o que ocorre é uma soma das tensões, ou seja, a soma das tensões estatóricas e das tensões série é igual à tensão da rede;
- As tensões estatóricas têm valor eficaz variável em função da velocidade de rotação da turbina e da potência ativa gerada;
- Em função da tensão estatórica variável, o fluxo magnetizante da máquina trifásica também varia, exigindo um cuidado especial no projeto da máquina e do conversor do lado do rotor, responsável pela magnetização;



- Se no caso convencional o conversor do lado da rede drena/injeta uma corrente em fase com a tensão para manter o barramento CC, neste caso o conversor precisa injetar uma tensão com mesma fase ou fase contrária com a corrente para manter o barramento na tensão desejada.

Para uma análise mais detalhada desta proposta, serão apresentadas a seguir tanto a característica estática quanto a característica dinâmica da topologia com conversor série. Para ambas as análises, é necessário que se tenha a característica de potência da turbina em função da velocidade do rotor, que é o tópico da próxima seção.

## 2.3 Modelagem de turbinas eólicas à velocidade variável

Durante os últimos anos, turbinas eólicas que operam com velocidade variável têm se tornado o tipo de turbina mais utilizado (MULJADI; BUTTERFIELD, 2001)(JOHNSON et al., 2006). O interesse crescente em turbinas eólicas com velocidade variável é devido às suas vantagens, dada pela presença de conversores de potência, e pela própria turbina.

Se a turbina opera em velocidade variável, isto significa que a frequência elétrica do gerador varia e por isso está desacoplada da frequência da rede pelo conversor de potência. A presença de conversores estáticos de potência torna possível a operação em velocidade variável. Dessa forma, é possível adaptar (acelerar ou desacelerar) a velocidade da turbina à velocidade do vento de maneira que a turbina opere continuamente em seu ponto de máxima eficiência aerodinâmica.

O modelo desenvolvido é baseado nas características de regime permanente da turbina. A rigidez do conjunto é infinita e a inércia da turbina é combinada com a do gerador acoplado a ela. A potência de saída é dada pela seguinte equação (HEIER, 2006):

$$P_{mec} = C_p(\lambda, \beta) \frac{\rho A v^3}{2} \quad (2.1)$$

onde:

- $P_{mec}$  é a potência mecânica da turbina (W);
- $C_p$  é o coeficiente de potência da turbina;
- $\rho$  é a densidade do ar ( $\text{kg/m}^3$ );

- $A$  é a área de varredura da turbina;
- $v$  é a velocidade do vento (m/s);
- $\lambda$  é conhecido como *tip-speed ratio*;
- $\beta$  é o ângulo de passo da turbina ( $^{\circ}$ ).

O termo  $\lambda$  é dado pela relação entre a velocidade tangencial da extremidade da pá da turbina e a velocidade do vento, ou seja:

$$\lambda = \frac{r\omega_r}{v} \quad (2.2)$$

onde:

- $r$  é o comprimento da pá (m);
- $\omega_r$  é a velocidade angular do eixo da turbina (rad/s).

A equação utilizada para modelar  $C_p(\lambda, \beta)$  é baseada em (HEIER, 2006) e é dada por:

$$C_p(\lambda, \beta) = c_1 \left( \frac{c_2}{\lambda_i} - c_3\beta - c_4 \right) e^{-\frac{c_5}{\lambda_i}} + c_6\lambda \quad (2.3)$$

onde:

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (2.4)$$

Os coeficientes  $c_1$  até  $c_6$  são dados por:

- $c_1 = 0.5176$ ;
- $c_2 = 0.116$ ;
- $c_3 = 0.4$ ;
- $c_4 = 5$ ;
- $c_5 = 21$ ;
- $c_6 = 0.0068$ .

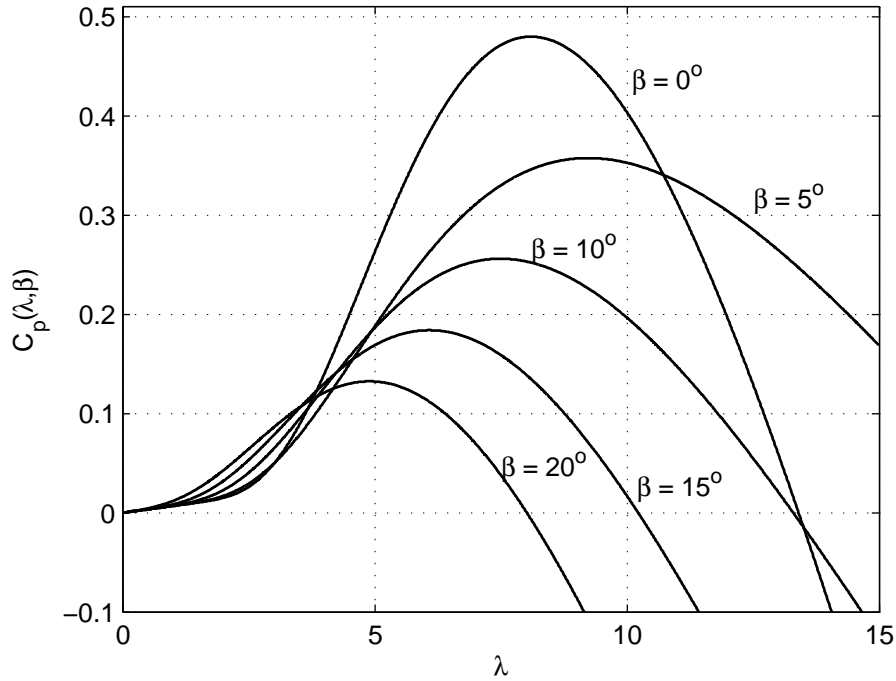


Figura 5: Coeficiente de potência ( $C_p$ ) em função do *tip-speed ratio* ( $\lambda$ ).

A característica  $C_p \times \lambda$  para diferentes ângulos de passo  $\beta$  é ilustrada na Figura 5. O máximo valor de  $C_p$  ( $C_{pmax} = 0.48$ ) é obtido para  $\beta = 0^\circ$  e para  $\lambda = 8.1$ . Este valor de  $\lambda$  é definido como valor nominal ( $\lambda_{nom}$ ) (TAFTICHT et al., 2006).

A Figura 6 apresenta a característica de potência disponível na turbina em função da velocidade de rotação da turbina para diferentes velocidades de vento. O objetivo é rastrear a máxima potência até que a potência nominal da turbina seja atingida. A partir disso, a potência deve ser limitada e mantida constante.

A geração da referência de potência ativa passa a ser feita com base na relação entre a velocidade do rotor e a máxima potência que pode ser extraída, atingindo assim o ponto de captura ótima de energia (ACKERMANN, 2005). Portanto, a potência de referência para o gerador é obtida da relação  $P \times \omega_r$  ótima da turbina.

Uma relação típica entre velocidade de rotação da turbina e potência ótima disponível está apresentada na Figura 7. Abaixo, duas estratégias para a geração de potência ativa são utilizadas (HANSEN et al., 2007):

1. Otimização da potência absorvida no trecho ( $A - B - C - D$ )
  - Potência parcial de operação com velocidade fixa no limite inferior de operação (otimização da potência no trecho  $A - B$ );



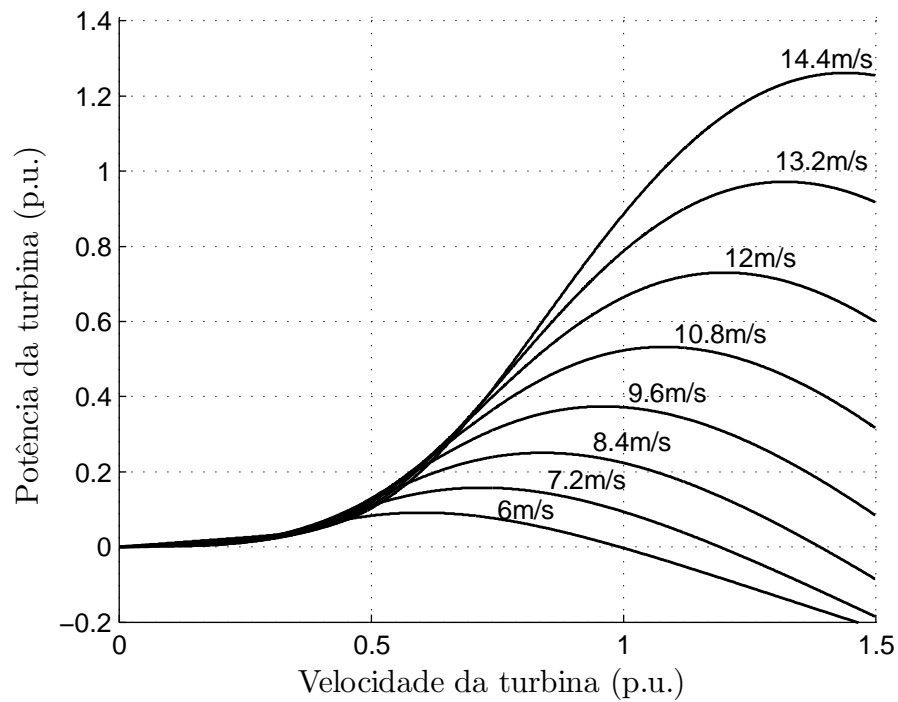


Figura 6: Potência da turbina em função da velocidade do rotor para diferentes velocidades do vento.

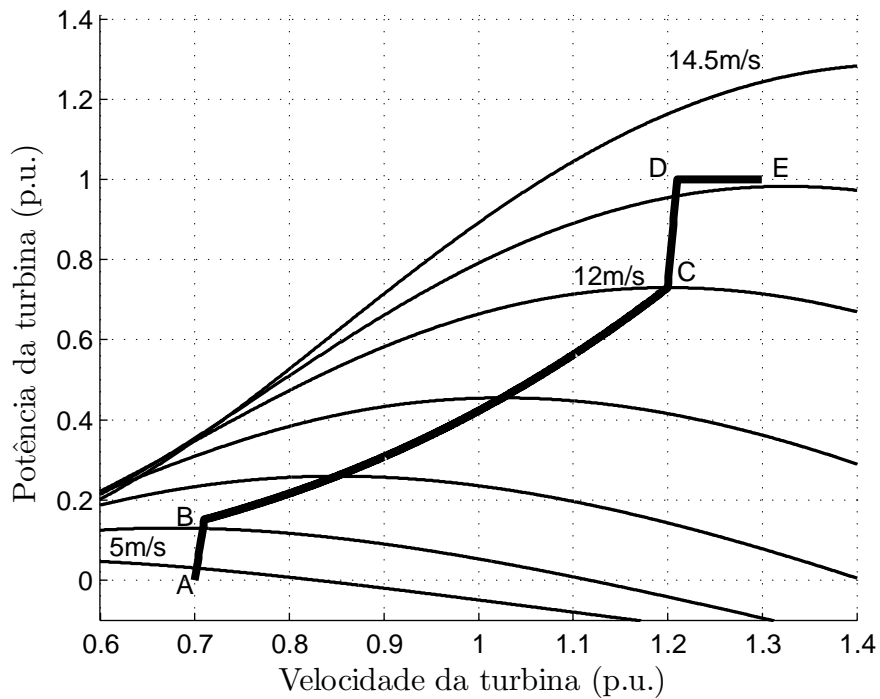


Figura 7: Curva de máxima potência.

- Potência parcial de operação com velocidade variável, dependente da velocidade do vento (otimização da potência no trecho  $B - C$ );
  - Potência parcial de operação com velocidade fixa próximo ao limite superior de operação (otimização da potência no trecho  $C - D$ ).
2. Limitação da potência no trecho  $D - E$  através da variação do ângulo de passo  $\beta$ , permitindo que o coeficiente de potência seja reduzido.

Mais adiante, esta característica da turbina será utilizada tanto para a solução das equações estáticas do sistema com conversor série bem como para a geração de referência de potência ativa das malhas de potência e corrente rotórica. Na próxima seção, será apresentada a modelagem da máquina trifásica utilizada em geradores duplamente alimentados.

## 2.4 Modelagem da máquina trifásica duplamente alimentada

O objetivo nesta seção é apresentar o modelo matemático que descreve a máquina trifásica duplamente alimentada. As equações que descrevem a relação entre as tensões, correntes e fluxos são apresentadas, representadas em um referencial arbitrário  $qd$ , obtido de uma transformação das variáveis em coordenadas  $abc$ . A seguir serão apresentadas as equações das potências ativa e reativa, bem como do conjugado eletromagnético em função das tensões e correntes estatóricas e rotóricas.

O equacionamento em um referencial arbitrário está apresentado com detalhes em (KRAUSE; WASYNCHUK; SUDHOFF, 1995), (LEONHARD, 1991), (ONG, 1998) e (MARQUES, 2004). Uma explicação mais detalhada sobre a obtenção das equações abaixo pode ser encontrada no Anexo B. Como o sistema é a três fios, as equações de seqüência zero serão omitidas e as equações das tensões de eixo de quadratura e de eixo direto da máquina trifásica em um referencial genérico tanto do rotor quanto do estator são dadas por:

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \omega_e \lambda_{ds} + \frac{d}{dt} \lambda_{qs} \quad (2.5)$$

$$v_{ds} = r_s i_{ds} - \omega_e \lambda_{qs} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds} \quad (2.6)$$

$$v'_{qr} = r'_r i'_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \lambda'_{dr} + \frac{d}{dt} \lambda'_{qr} \quad (2.7)$$

$$v'_{dr} = r'_r i'_{dr} - (\omega_e - \omega_r) \lambda'_{qr} + \frac{d}{dt} \lambda'_{dr} \quad (2.8)$$

Os fluxos no estator e no rotor em coordenadas  $qd$  são:

$$\lambda_{qs} = (L_{ls} + M) i_{qs} + M i'_{qr} \quad (2.9)$$

$$\lambda_{ds} = (L_{ls} + M) i_{ds} + M i'_{dr} \quad (2.10)$$

$$\lambda'_{qr} = (L'_{lr} + M) i'_{qr} + M i_{qs} \quad (2.11)$$

$$\lambda'_{dr} = (L'_{lr} + M) i'_{dr} + M i_{ds} \quad (2.12)$$

O conjugado eletromagnético é dado por:

$$T_{em} = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (2.13)$$

E as potências ativa e reativa estatóricas em coordenadas  $qd$  são dadas por:

$$P_s = \frac{3}{2} (v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs}) \quad (2.14)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} (v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs}) \quad (2.15)$$

### 2.4.1 Orientação no referencial da tensão estatórica

O objetivo do conversor do lado do rotor é controlar as potências estatórica através do controle das correntes rotóricas. Para isso, a orientação em um referencial  $qd$  é conveniente, pois facilita o projeto dos controladores e o controle desacoplado das potências ativa e reativa estatóricas.

O controle desacoplado das potências ativa e reativa do estator é obtido orientando-

se o sistema de referência no fluxo estatórico. Apesar de a orientação no fluxo estatórico estimado ser largamente usada na orientação do referencial  $qd$ , esta apresenta não-linearidades. Por outro lado, por critérios de simplificação, a orientação do referencial  $qd$  na tensão estatórica e não no fluxo estatórico estimado também pode ser adotada. Apesar da facilidade de implementação, a orientação na tensão também apresenta alguns problemas, como o caso do acoplamento do conjugado elétrico e da potência reativa (dependência das correntes  $i'_{dr}$  e  $i'_{qr}$ ) e o acoplamento entre as correntes rotóricas, que dependem da velocidade de rotação do rotor.

Porém, em se tratando de máquinas de grande porte, as resistências estatóricas e rotóricas são baixas. Dessa forma, o fluxo estatórico está praticamente em quadratura com a tensão, o que permite que se faça a orientação na tensão sem que haja algum erro significativo ou acoplamento (DATTA; RANGANATHAN, 1999) (PETERSSON; HARNEFORS; THIRINGER, 2004). Desta forma, neste trabalho será adotada a orientação na tensão estatórica, permitindo o uso de malhas de potência ativa  $P_s$  e potência reativa  $Q_s$  sem acoplamento significativo.

As figuras 8a e 8b ilustram as diferentes orientações dos eixos síncronos  $qd$  que podem ser adotadas. É possível perceber que quando a resistência estatórica for baixa, não há diferença significativa entre as duas orientações, a não ser durante transitórios da tensão da rede.

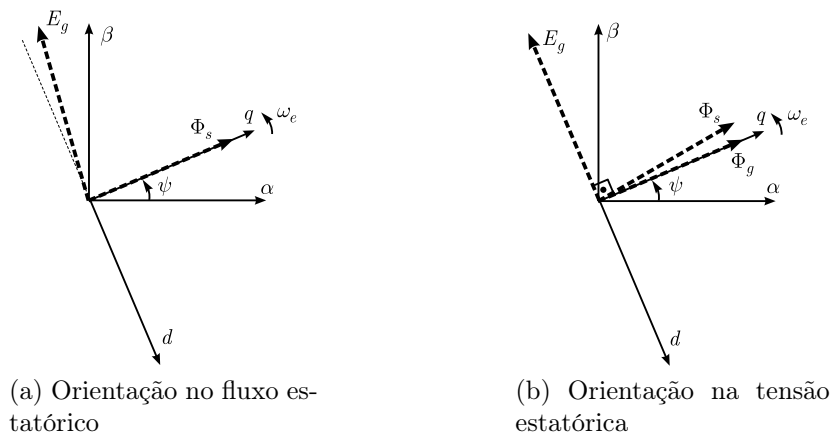


Figura 8: Diagrama simplificado com vetores espaciais de tensão estatórica e fluxo na máquina trifásica.

Para a obtenção do ângulo  $\psi$  de orientação, serão inicialmente extraídas as componentes de tensão estatórica em eixos estacionários  $\alpha\beta$ , como mostra a equação 2.16.

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Conforme (PETERSSON; HARNEFORS; THIRINGER, 2004), o ângulo  $\psi$  é dado por:

$$\psi = \arctan\left(\frac{v_{\beta s}}{v_{\alpha s}}\right) - \frac{\pi}{2} \quad (2.17)$$

Considerando esta orientação, tem-se que:

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \sin(\psi) \\ \sin(\psi) & -\cos(\psi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Da forma como foi feita a orientação, a componente de tensão estatórica no eixo de quadratura é zero ( $v_{qs} = 0$ ) e a componente de eixo direto é negativa, com amplitude igual a:

$$v_{ds} = -\sqrt{v_{\alpha s}^2 + v_{\beta s}^2} \quad (2.19)$$

Ainda, o fluxo estatórico no eixo de quadratura é positivo ( $\lambda_{qs} > 0$ ) e o fluxo de eixo direto, devido à baixa resistência estatórica, é aproximadamente zero ( $\lambda_{ds} \approx 0$ ).

Para as variáveis rotóricas, é necessário utilizar a diferença entre o ângulo da tensão e o ângulo do rotor, ou seja,  $\psi - \theta_r$ .

## 2.4.2 Operação da configuração proposta em regime permanente e comparação com a configuração com conversor paralelo do lado da rede

Para critério de projeto dos conversores e da máquina trifásica, é importante comparar as características estáticas de operação do sistema *DFIG* proposto com conversor série com o sistema convencional com conversor paralelo do lado da rede. Isso permitirá que se compare as potências processadas pelo conversor bidirecional, bem como as correntes e tensões a que cada elemento (transformador série e máquina trifásica) está submetido. A potência ativa no ponto de conexão será considerada com base no algoritmo de máxima extração de potência apresentado anteriormente, que relaciona a velocidade do rotor e a

potência ativa. As curvas em regime permanente consideram a operação do gerador em uma faixa de  $\pm 30\%$  em torno da velocidade síncrona (HANSEN et al., 2007).

De uma maneira simplificada, tem-se as duas configurações apresentadas nas Figuras 9 e 10:

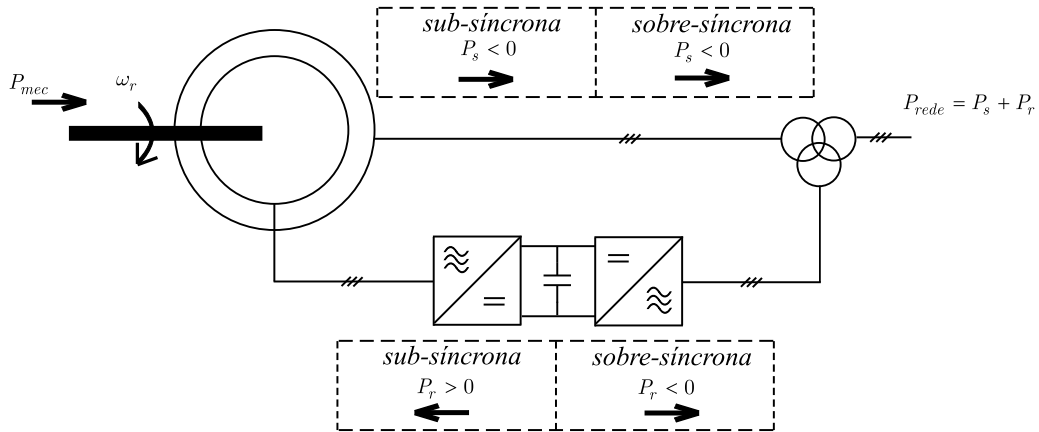


Figura 9: Diagrama simplificado mostrando os fluxos de potência nos conversores e na máquina para a configuração convencional.

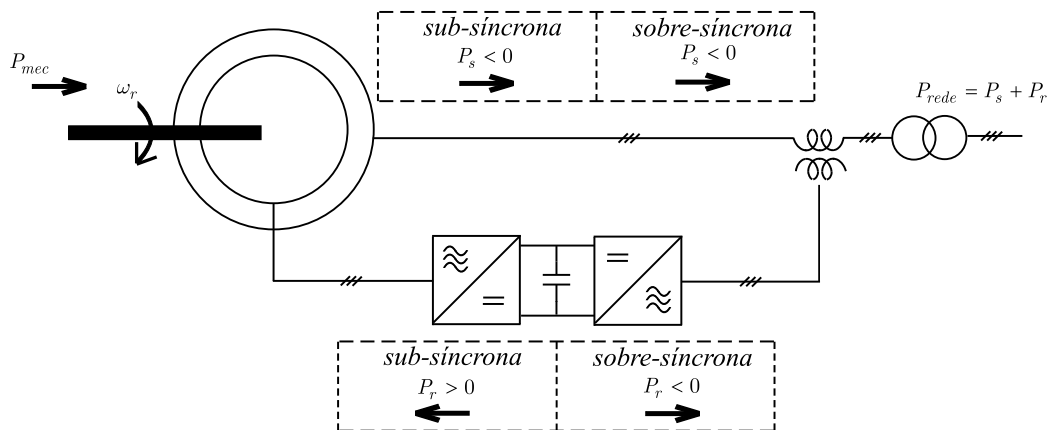


Figura 10: Diagrama simplificado mostrando os fluxos de potência nos conversores e na máquina para a configuração com conversor série.

A configuração com conversor paralelo possui as seguintes características:

- A tensão estatórica é a própria tensão da rede no ponto de conexão;
- O conversor do lado da rede pode ser visto como uma fonte de corrente em paralelo e a corrente total é a soma da corrente do conversor paralelo e do estator;
- A potência ativa rotórica deve ser igual à potência ativa do conversor paralelo de forma a manter o fluxo de energia e manter o barramento CC.

A configuração com conversor série possui as seguintes características:

- O conversor do lado da rede pode ser visto como uma fonte de tensão em série entre o estator da máquina e a rede, o que faz com que a amplitude da tensão estatórica ser variável com a velocidade do gerador;
- A corrente que circula pelo conversor série é a própria corrente estatórica, refletida para o lado do conversor dependendo da relação de transformação dos transformadores série;
- A potência ativa rotórica deve ser igual à potência ativa do conversor série de forma a manter o fluxo de energia e manter o barramento CC, da mesma maneira que no caso anterior.

Considerando as equações da máquina em regime permanente tem-se que as derivadas com relação aos fluxos são zero. Fazendo-se a orientação na tensão estatórica de eixo direto tem-se:

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \omega_e \lambda_{ds} = 0 \quad (2.20)$$

$$v_{ds} = r_s i_{ds} - \omega_e \lambda_{qs} \quad (2.21)$$

$$v'_{qr} = r'_r i'_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \lambda'_{dr} \quad (2.22)$$

$$v'_{dr} = r'_r i'_{dr} - (\omega_e - \omega_r) \lambda'_{qr} \quad (2.23)$$

Os fluxos são dados pelas equações (2.9), (2.10), (2.11) e (2.12).

Das equações das potências ativas, tem-se que a potência total entregue para a rede é a soma das potências do estator e do rotor:

$$\begin{aligned} P_{rede} &= P_s + P_r \\ &= \frac{3}{2} (v_{ds} i_{ds} + v'_{dr} i'_{dr} + v'_{qr} i'_{qr}) \end{aligned} \quad (2.24)$$

Para a escolha da potência reativa gerada pelo estator, tem-se um grau de liberdade. Considerando a potência reativa gerada pela máquina igual a zero:

$$Q_s = \frac{3}{2}(-v_{ds}i_{qs}) = 0 \quad (2.25)$$

As equações acima são válidas para regime permanente nos dois conceitos. As equações específicas para o conversor do lado da rede, tanto o série quanto o paralelo, são obtidas a seguir.

**Para o caso com conversor paralelo:** Para manter o equilíbrio das potências no conversor bidirecional do lado do rotor, a seguinte condição deve ser satisfeita:

$$\begin{aligned} P_r &= P_{shunt} \\ v'_{dr}i'_{dr} + v'_{qr}i'_{qr} &= v_{ds}i_{dshunt} + v_{qs}i_{qshunt} \end{aligned} \quad (2.26)$$

Se considerarmos também que a potência reativa do conversor paralelo do lado da rede é nula:

$$Q_{shunt} = \frac{3}{2}(v_{qs}i_{dshunt} - v_{ds}i_{qshunt}) = 0 \quad (2.27)$$

Como a tensão estatórica é a mesma do ponto de conexão comum:

$$v_{ds} = -\|E_g\| \quad (2.28)$$

**Para o caso com conversor série:** Da mesma forma que no caso anterior, para manter o barramento CC deve haver equilíbrio entre as potências ativas do rotor e do conversor série da seguinte forma:

$$\begin{aligned} P_r &= P_{serie} \\ v'_{dr}i'_{dr} + v'_{qr}i'_{qr} &= v_{dserie}i_{ds} + v_{qserie}i_{qs} \end{aligned} \quad (2.29)$$

Quanto à potência reativa, existe um grau de liberdade na escolha da potência reativa total entregue no ponto de conexão do gerador. Se a potência reativa entregue pelo conversor série for nula:



$$Q_{serie} = \frac{3}{2}(v_{qserie}i_{ds} - v_{dserie}i_{qs}) = 0 \quad (2.30)$$

Da tensão no ponto de conexão:

$$\|E_g\| = \sqrt{(v_{dserie} + v_{ds})^2 + (v_{qserie})^2} \quad (2.31)$$

Utilizando as equações da máquina em regime permanente e as restrições de potência e tensão é possível obter-se as características estáticas de operação dos dois modos para uma determinada variação da velocidade rotórica. Isso permite uma comparação entre as potências processadas por cada conversor trifásico (do lado do rotor e do lado da rede) e pela máquina trifásica nas duas configurações.

A seguir serão apresentados resultados de simulação considerando a máquina apresentada na Tabela 7.

As simulações a seguir se referem à operação em condição com rede equilibrada e tensão nominal no ponto de conexão. A potência reativa gerada pelo conversores série e paralelo para cada um dos casos é nula, ou seja, a operação da geração é com fator de potência unitário ( $Q_{rede} = Q_{shunt} = Q_{serie} = Q_s = 0$ ). Solucionando-se o conjunto de equações anteriores para ambas as configurações, é possível obter as Figuras 11 e 12 que mostram o comportamento estático para uma faixa de variação de velocidade de  $\pm 30\%$  em torno da velocidade síncrona.

Quanto à potência ativa gerada, esta depende da velocidade de rotação da turbina, pois há uma dependência entre a velocidade do vento e a velocidade na qual a turbina consegue extrair a máxima potência, como foi apresentado anteriormente.

Os projetos dos controladores das malhas internas de corrente e das malhas externas de potência ativa e reativa, bem como o método de sincronismo do gerador e a modulação utilizada no conversor trifásico bidirecional serão apresentados no Capítulo 5.

No próximo capítulo será apresentada a extração das tensões de seqüência negativa do ponto de conexão do gerador.

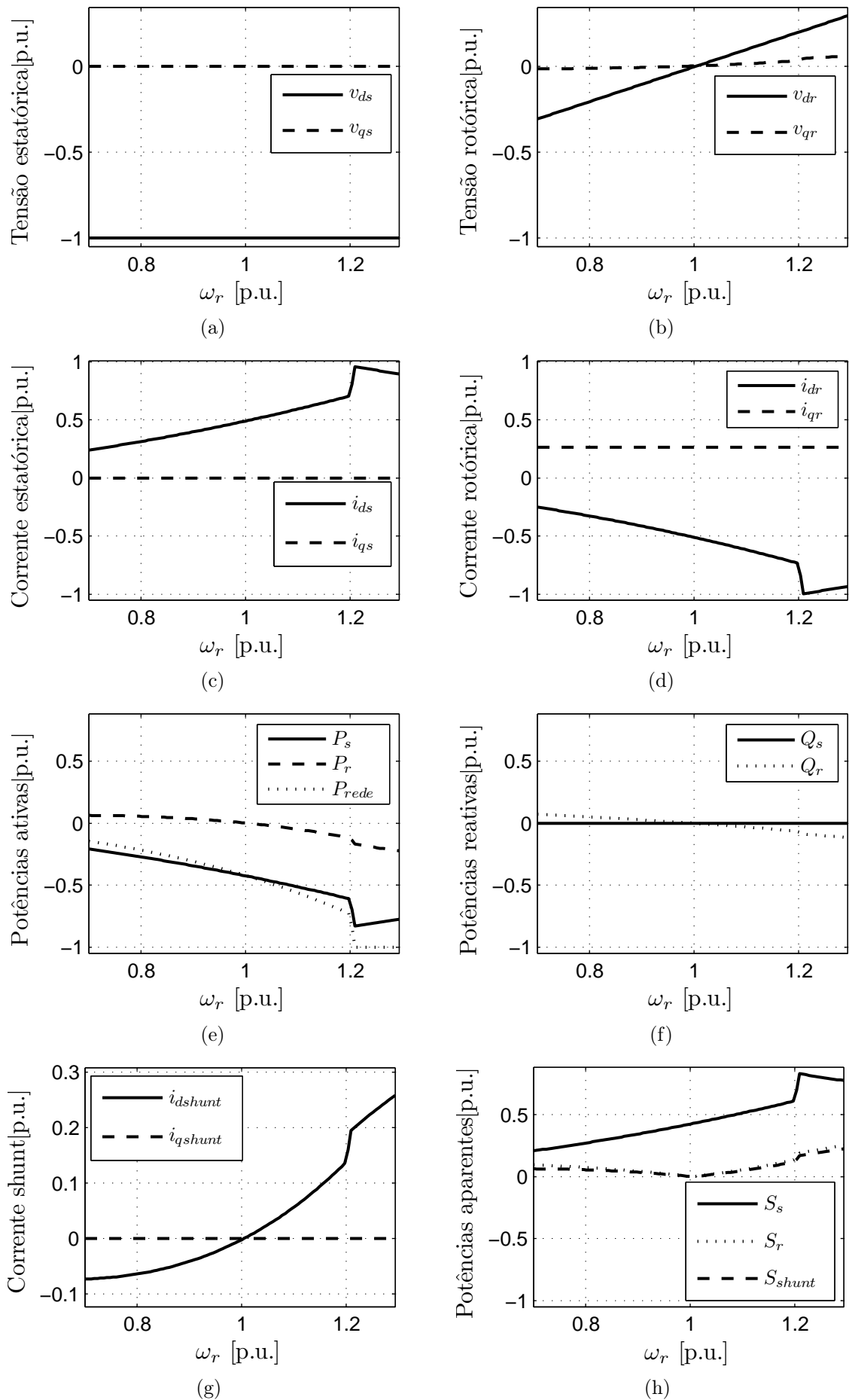


Figura 11: Pontos de operação do DFIG com conversor paralelo.

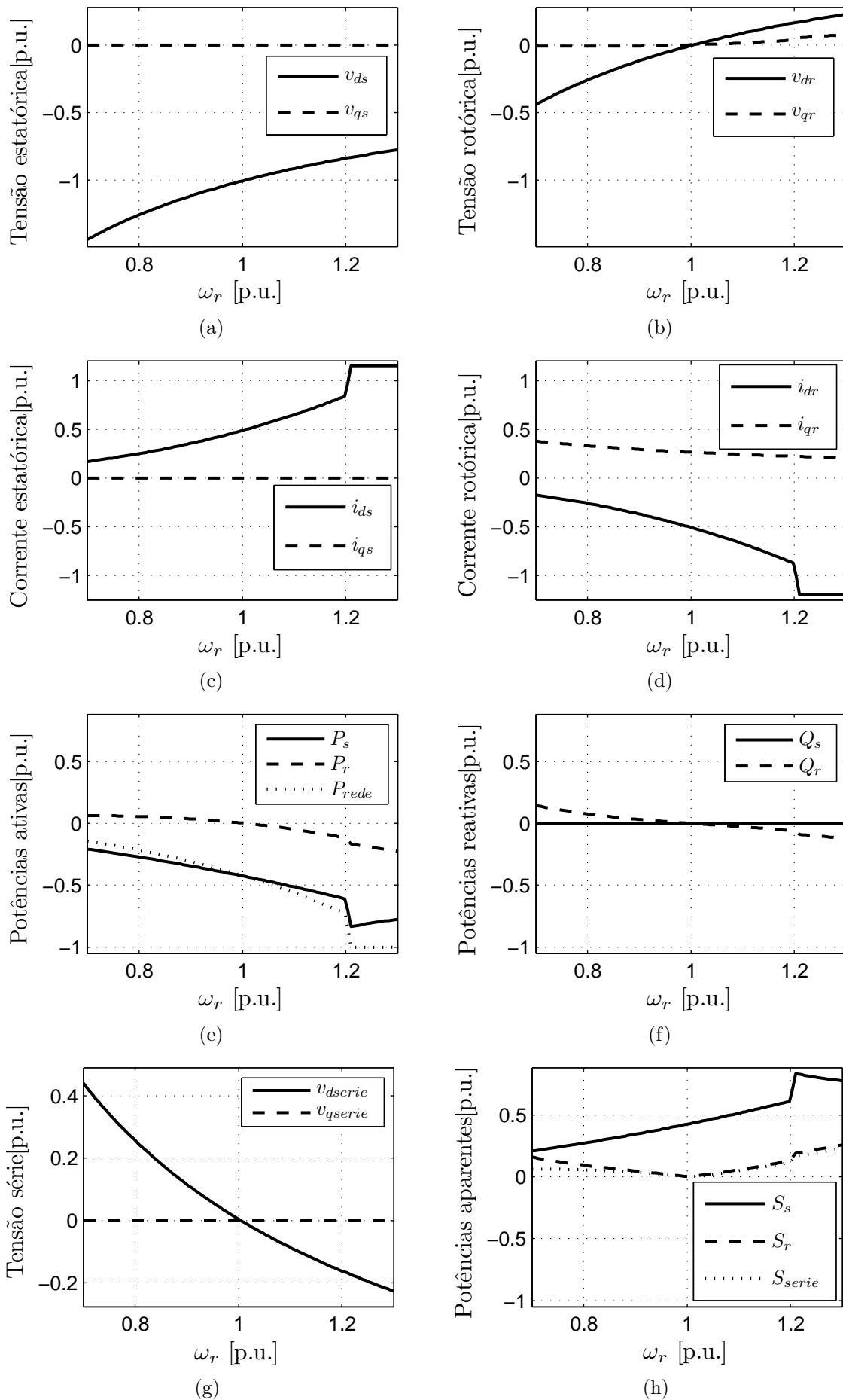


Figura 12: Pontos de operação do DFIG com conversor série.

# 3 *CARACTERÍSTICAS DINÂMICAS DE OPERAÇÃO DA TOPOLOGIA PROPOSTA*

## 3.1 Introdução

Neste capítulo será apresentada a metodologia de projeto dos controladores das correntes rotóricas, das potências ativa e reativa, dos controladores da tensão série e do barramento CC para o gerador duplamente alimentado com compensação série. Os diferentes modos de operação e o sincronismo do gerador também serão tratados. Ainda, a modelagem e uma descrição detalhada do controle do conversor série e do conversor do lado do rotor serão apresentadas.

Para garantir um bom desempenho em regime permanente do conversor série em termos de síntese das componentes de seqüência negativa para compensar o desequilíbrio de tensão e de seqüência positiva para possibilitar o controle da tensão do barramento CC, duas alternativas são apresentadas na literatura:

1. O uso de controladores PI em eixos síncronos de seqüência positiva e negativa;
2. Controladores ressonantes em coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$ .

O projeto da malha de controle de tensão série apresentada nesse capítulo utilizará uma técnica de controle robusto em coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$ . Porém, para simplificar a análise de estabilidade e controlabilidade apresentada no Capítulo 5, foi escolhido o referencial síncrono  $qd$ , comum à máquina e ao conversor série.

## 3.2 Modelagem, modulação e controle do conversor do lado do rotor

O conversor do lado do rotor é o responsável pelo controle das correntes rotóricas de maneira a controlar as potências ativa e reativa estatóricas. Além disso, ele é responsável por processar uma parcela da potência ativa, que depende do escorregamento e da potência total gerada. Ainda, a magnetização da máquina (fornecimento de potência reativa) é realizada também pelo conversor do lado do rotor.

A seguir serão apresentados o método de sincronismo em malha aberta da máquina com a rede, bem como o projeto dos controladores das correntes rotóricas e da malha de potência estatórica. O comportamento dinâmico das malhas de corrente e potência será apresentado em simulações.

### 3.2.1 Sincronização do gerador com a rede

Para a sincronização do gerador, é necessário que a tensão no estator da máquina tenha a mesma amplitude e fase da tensão da rede. Só assim é possível o fechamento da chave de sincronização do gerador com a rede. Da equação (2.6), fazendo-se  $\frac{d}{dt}\lambda_{ds} = 0$  e  $i_{ds} = 0$  (estator aberto), tem-se:

$$v_{ds} = -\omega_e \lambda_{qs} \quad (3.1)$$

Da equação (2.9), fazendo-se  $i_{qs} = 0$ , tem-se que:

$$\lambda_{qs} = M i'_{qr} \quad (3.2)$$

Assim:

$$v_{ds} = -\omega_e M i'_{qr} \quad (3.3)$$

Ou seja, a corrente  $i'_{qr}$  necessária para que ocorra o sincronismo é:

$$i'_{qr} = -\frac{v_{ds}}{\omega_e M} \quad (3.4)$$

De maneira semelhante, a corrente  $i'_{dr}$  necessária para sincronizar o gerador é:

$$i'_{dr} = 0 \quad (3.5)$$

Estas correntes serão as referências da malha de corrente rotórica durante o processo de sincronização do gerador. O projeto dos controladores de corrente é importante para um rastreamento da referência e minimização dos efeitos dos acoplamentos das malhas de corrente rotórica, como será mostrado a seguir.

### 3.2.2 Projeto dos controladores de corrente rotórica e potência estatórica

Pela convenção de sinais utilizada aqui, a potência ativa gerada tem sinal negativo. Considerando a orientação no referencial da tensão estatórica com  $v_{qs} = 0$ , a equação (2.14) toma a forma:

$$P_s = \frac{3}{2} v_{ds} i_{ds} \quad (3.6)$$

De maneira análoga, a equação (2.15) resulta:

$$Q_s = -\frac{3}{2} v_{ds} i_{qs} \quad (3.7)$$

Se considerarmos que as resistências estatóricas e rotóricas são baixas, então  $\lambda_{ds} \approx 0$ . Com base nessa hipótese, de (2.10) tem-se que:

$$i_{ds} = -\frac{M}{L_{ls} + M} i'_{dr} \quad (3.8)$$

Dessa forma:

$$P_s = -\frac{3}{2} \frac{M}{L_{ls} + M} v_{ds} i'_{dr} \quad (3.9)$$

Com as hipóteses anteriores, é possível ver que a potência estatórica depende das características da máquina, da tensão estatórica e da corrente de eixo de quadratura do rotor.

De (2.9), tem-se que:

$$i_{qs} = \frac{\lambda_{qs} - M i'_{qr}}{L_{ls} + M} \quad (3.10)$$

Portanto:

$$Q_s = \frac{3}{2} \left( \frac{M}{L_{ls} + M} v_{ds} i'_{qr} - \frac{\lambda_{qs}}{L_{ls} + M} v_{ds} \right) \quad (3.11)$$

Já a potência reativa pode ser controlada controlando-se a corrente de eixo em quadratura do rotor.

Uma estratégia de controle largamente utilizada é apresentada em (HANSEN et al., 2007). Nesta estratégia, o conversor controla a potência entregue ao sistema enquanto que o controle de ângulo de passo limita a velocidade. Nesta dissertação, será abordado somente o controle da potência e a velocidade do gerador é um parâmetro exógeno.

Mesmo sabendo-se que os códigos de rede regulamentam a injeção de potência ativa e reativa, a referência de potência ativa adotada aqui é baseada na característica aerodinâmica da turbina eólica, cujos pontos de operação correspondem à máxima eficiência aerodinâmica. Os controladores de potência ativa e reativa, que estão presentes na malha externa de potências, são responsáveis por gerar as referências de corrente. Estas referências de corrente são a entrada da malha interna de correntes, que gera as tensões de saída para posterior modulação e aplicação no conversor do lado do rotor. A Figura 13 ilustra o controle do conversor rotórico com mais detalhes.

Percebe-se que os controladores das malhas de potência e corrente são controladores proporcionais-integrais (*PI*). Outra característica importante considerada no projeto é que as malhas de corrente têm dinâmicas mais rápidas do que as malhas de potência.

Já a referência de potência reativa pode, em alguns casos, vir de uma malha de controle da tensão no ponto de conexão da turbina, pois as normas atuais exigem que as turbinas eólicas forneçam/absorvam reativos para controle de tensão, ou ainda pode ser definida pelo operador do sistema de distribuição/transmissão. Porém, nesta dissertação não será abordado o suporte de reativos para regulação da tensão no PCC e a operação inicialmente será com potência reativa nula.

O objetivo do conversor do lado do rotor é controlar de forma independente as potências ativa e reativa. Estas potências são controladas indiretamente a partir da imposição das correntes rotóricas. Dessa maneira, será apresentado agora o projeto dos controladores *PI* para as malhas internas de corrente e as malhas internas de potência.

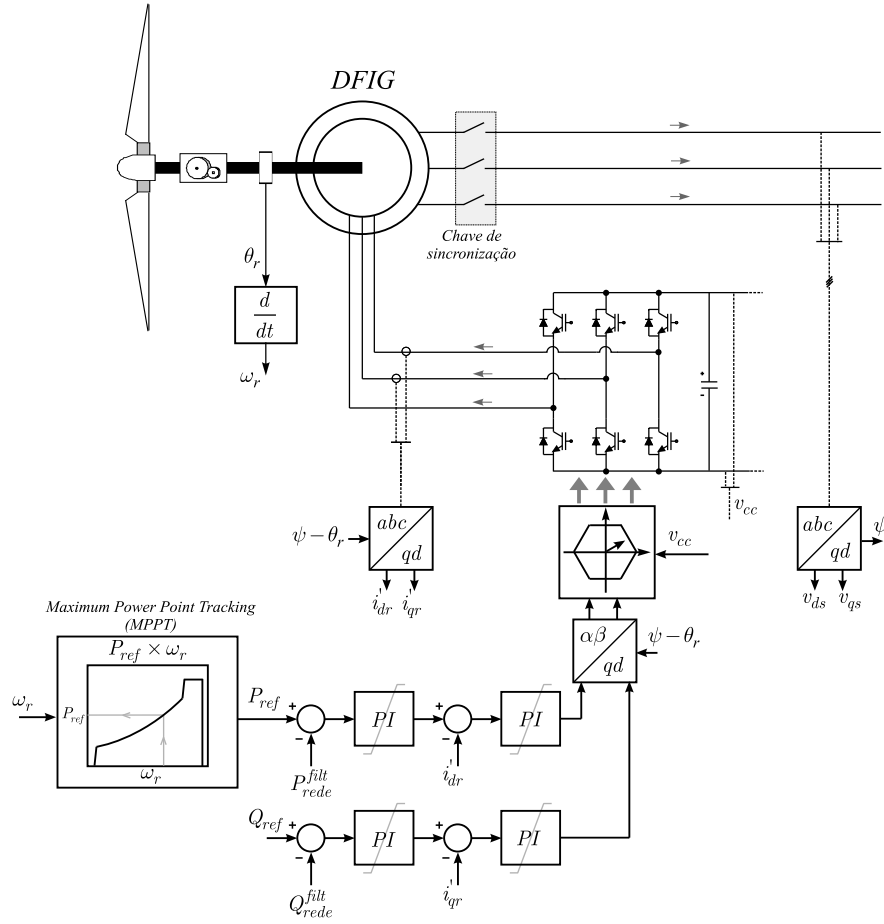


Figura 13: Diagrama completo de controle do conversor do lado do rotor.

Das equações (2.7) e (2.8) tem-se que:

$$v'_{qr} = r'_r i'_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \left( (L'_{lr} + M) i'_{dr} + M i_{ds} \right) + \frac{d}{dt} \left( (L'_{lr} + M) i'_{qr} + M i_{qs} \right) \quad (3.12)$$

$$v'_{dr} = r'_r i'_{dr} - (\omega_e - \omega_r) \left( (L'_{lr} + M) i'_{qr} + M i_{qs} \right) + \frac{d}{dt} \left( (L'_{lr} + M) i'_{dr} + M i_{ds} \right) \quad (3.13)$$

Na forma matricial fica:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i'_{qr} \\ i'_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r'_r}{L_{eq}} & -(\omega_e - \omega_r) \\ (\omega_e - \omega_r) & -\frac{r'_r}{L_{eq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{qr} \\ i'_{dr} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_{eq}} \begin{bmatrix} v'_{qr} \\ v'_{dr} \end{bmatrix} + (\omega_e - \omega_r) \frac{M}{L_{eq}} \begin{bmatrix} -i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} - \frac{M}{L_{eq}} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$



onde  $L_{eq} = (L'_{lr} + M)$ . Isto pode ser melhor visualizado na Figura 14.

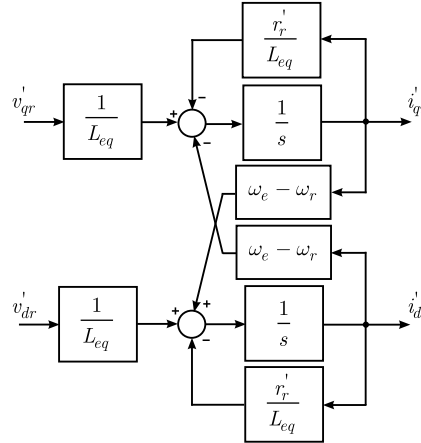


Figura 14: Acoplamento das variáveis rotóricas com estator aberto.

Para projeto, as correntes estatóricas são consideradas distúrbios e, antes do sincronismo do gerador, são nulas ( $i_{ds} = i_{qs} = 0$ ). É possível verificar que o acoplamento depende da velocidade do rotor e é nulo somente com o rotor girando na velocidade síncrona. Desprezando-se o acoplamento e levando-se em conta somente uma das malhas, a função de transferência que descreve as correntes rotóricas em função das tensões é:

$$G_r(s) = \frac{1}{sL_{eq} + r'_r} \quad (3.15)$$

onde  $G_r(s) = \frac{i'_{dr}}{v'_{dr}} = \frac{i'_{qr}}{v'_{qr}}$

Como o modelo simplificado apresenta uma característica de primeira ordem, uma alternativa possível seria a apresentada em (MARQUES, 2004). Nesta abordagem, é feito um cancelamento dos pólo da planta com o zero do controlador *PI*. No entanto, devido ao acoplamento entre as correntes rotóricas, quando ocorre este cancelamento a rejeição ao efeito do acoplamento é baixa. Por isso, a técnica adotada para o projeto dos controladores das malhas de corrente é o apresentado por (COSTA, 2006).

Considerando um controlador com a seguinte função de transferência:

$$G_c^i(s) = k_p^i + \frac{k_i^i}{s} \quad (3.16)$$

a função de transferência de malha fechada do controle das correntes é:

$$G_{mf}^i(s) = \frac{sk_p^i + k_i^i}{s^2L_{eq} + s(k_p^i + r'_r) + k_i^i} \quad (3.17)$$

Considerando a hipótese que  $k_p^i \gg r_r'$ , a seguinte aproximação pode ser feita:

$$G_{mf}^i(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.18)$$

Definindo  $\omega_b$  como a banda passante do sistema em malha fechada e  $\zeta$  como o amortecimento, os ganhos  $k_p^i$  e  $k_i^i$  são determinados por (COSTA, 2006):

$$k_p^i = \frac{2\zeta\omega_b L_{eq}}{\sqrt{2\zeta^2 + 1} + \sqrt{(2\zeta^2 + 1)^2 + 1}} \quad (3.19)$$

$$k_i^i = \frac{\omega_b^2 L_{eq}}{2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(2\zeta^2 + 1)^2 + 1}} \quad (3.20)$$

O sistema realimentado da Figura 15 representa o controle das malhas internas de corrente.

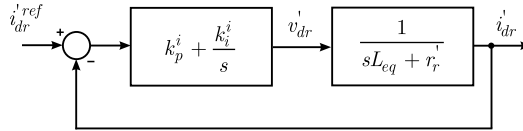


Figura 15: Diagrama de blocos do controle das correntes rotóricas.

Para o controle das malhas externas de potência ativa e reativa, o sistema da equação (3.17) é a planta de malha aberta e o controlador da malha externa tem a seguinte função de transferência:

$$G_c^{PQ}(s) = k_p^{PQ} + \frac{k_i^{PQ}}{s} \quad (3.21)$$

Para a malha externa de potência, consideremos somente a malha de potência ativa. A malha de controle da potência ativa fica como mostrado na Figura 16. Um fator importante que deve ser considerado é que as malhas de controle das potências deve ter dinâmicas mais lentas que as de controle das correntes. Para simplificar o projeto do controlador de potência, é atribuído um ganho  $\zeta = 1$  para o projeto das malhas de corrente. Isso permite que a função de transferência de malha fechada do controle das correntes, que é a função de malha aberta para o controle das potências dada por (3.18), seja a seguinte:

$$G_{mf}^i(s) = 2\omega_n \frac{\left(s + \frac{\omega_n}{2}\right)}{\left(s + \omega_n\right)^2} \quad (3.22)$$

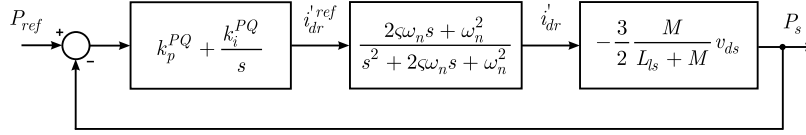


Figura 16: Diagrama de blocos do controle da potência ativa estatórica.

A relação entre a potência ativa estatórica e a corrente rotórica de eixo direto pode ser aproximada por:

$$K_{PQ} = -\frac{3}{2} \frac{M}{L_{ls} + M} v_{ds} \quad (3.23)$$

Assumindo-se a hipótese que  $k_i^{PQ}/k_p^{PQ} = \omega_n$ , a função de transferência de malha fechada do sistema da Figura 16 é dada por:

$$G_{mf}^{PQ}(s) = \frac{2\omega_n K_{PQ} k_p^{PQ} \left(s + \frac{\omega_n}{2}\right)}{s^2 + (\omega_n + 2\omega_n K_{PQ} k_p^{PQ})s + \omega_n^2 K_{PQ} k_p^{PQ}} \quad (3.24)$$

O objetivo é escolher  $k_p^{PQ}$  e  $k_i^{PQ}$  de tal forma que  $G_{mf}^{PQ}(s)$  tenha dinâmicas mais lentas que a malha interna de corrente. Para isto, é necessário definir a banda passante da malha de potência. Uma hipótese considerável é fazer com que a malha de potência seja pelo menos 10 vezes mais lenta.

Considerando a hipótese anterior que  $k_i^{PQ}/k_p^{PQ} = \omega_n$  é possível definir os ganhos  $k_p^{PQ}$  e  $k_i^{PQ}$  e assim determinar o comportamento dinâmico de (3.24), verificando se é o adequado.

É importante salientar que o projeto dos controladores será desenvolvido em tempo contínuo e a implementação digital dos controladores será feita utilizando-se o método de discretização que usa a transformação bilinear. Visto que as dinâmicas da máquina e do conversor série estão muito abaixo da frequência de amostragem, a transformação bilinear é uma boa alternativa, pois os controladores discretos não inserem erros na faixa de frequência de interesse.

### 3.2.3 Modulação SV das tensões de fase

A modulação utilizada para acionamento do conversor trifásico a três fios do circuito rotórico é a modulação *space vector* (SVM). A técnica de modulação utilizada para os resultados experimentais está explicada em detalhes em (PINHEIRO et al., 2002) e (PINHEIRO et al., 2005).

Dada a ação de controle de tensão rotórica em coordenadas síncronas  $qd$ , é necessário transformar estas variáveis para o referencial estacionário  $\alpha\beta$ . A transformação leva em conta a posição  $\psi$  do referencial e a posição  $\theta_r$  rotor e é dada por:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha r} \\ v_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\psi - \theta_r) & \text{sen}(\psi - \theta_r) \\ \text{sen}(\psi - \theta_r) & -\cos(\psi - \theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v'_{qr} \\ v'_{dr} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Estas tensões  $v_{\alpha r}$  e  $v_{\beta r}$  serão as entradas do modulador PWM para sintetização das tensões médias rotóricas desejadas.

Para maiores detalhes sobre a implementação do modulador, ver Anexo C.

### 3.2.4 Determinação do barramento CC e das relações de transformação

A determinação da tensão do barramento CC depende essencialmente da relação de transformação da máquina trifásica ( $N_s : N_r$ ) e da máxima tensão de linha rotórica que precisa ser sintetizada.

Sejam dadas uma tensão da rede  $V_{rms}^{linha}$  e uma relação de transformação de  $N_s : N_r$ . Das características estáticas de operação da máquina com conversor série do lado da rede é possível ver qual a máxima tensão rotórica de linha em p.u. ( $V_{rotor}^{max}(p.u)$ ) que deve ser sintetizada.

$$v_{cc} > \sqrt{2} V_{rms}^{linha} \frac{N_r}{N_s} V_{rotor}^{max}(p.u) \quad (3.26)$$

Portanto, a tensão do barramento CC deve ser maior que este valor para que o conversor opere sem saturação em toda a faixa de variação de velocidade (de  $\omega_r = 0.7$  até  $\omega_r = 1.3$  p.u.). No entanto, é aconselhável definir a referência de tensão do barramento CC um pouco superior a este valor mínimo para fins de evitar a operação na região não-linear do conversor mesmo durante transitórios.

Definida a tensão do barramento CC, é necessário agora definir a relação de transformação dos transformadores série. A partir das curvas estáticas, é possível se determinar qual a máxima tensão série em p.u. necessária. Isso significa que para uma tensão de linha  $V_{rms}^{linha}$ , a tensão de fase de pico máxima necessária é:

$$V_{serie}^{max} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} V_{rms}^{linha} V_{serie}^{max}(p.u) \quad (3.27)$$

Então a tensão série para controle do barramento CC (sem levar em conta a compensação da tensão de seqüência negativa) será sempre menor que este valor. Devido ao transformador série estar conectado em  $\Delta$  do lado do conversor, então a relação de transformação deve ser:

$$N_{prim} : N_{sec} = \sqrt{3} \frac{N_r V_{rotor}^{max}(p.u)}{N_s V_{serie}^{max}(p.u)} \quad (3.28)$$

Com essa relação de transformação dos transformadores série é necessário um barramento CC um pouco superior para que seja possível a compensação do desequilíbrio de tensão e de distúrbios adicionais.

### 3.3 Modelagem, modulação e controle do conversor do lado da rede

Nesta seção será tratada a modelagem, o controle e a modulação do conversor série do lado da rede, responsável pela minimização do desequilíbrio de tensão no estator da máquina, e controle do barramento CC do conversor bidirecional. Será dada ênfase somente na topologia do conversor série. A máquina e o conversor do lado do rotor foram omitidos da Figura 17 e a corrente estatórica é considerada como um distúrbio. Os efeitos de tensões harmônicas geradas pelo conversor de tensão trifásico são reduzidas com o uso de um filtro  $LC$ , cujo projeto será apresentado a seguir. Após o projeto, será apresentada a modelagem e o controle do conversor série, seguido da modulação usada no conversor.

#### 3.3.1 Projeto do filtro $LC$ de saída

O uso de conversores com modulação PWM, devido ao alto conteúdo harmônico gerado, exige o uso de filtros em sua conexão. Neste caso específico de conexão de conversor série não é diferente. Devido à semelhança topológica da conexão apresentada anterior-

mente com os dispositivos restauradores dinâmicos de tensão (DVR), o projeto de filtros pode seguir a mesma metodologia. Além do projeto do filtro  $LC$ , é necessário também o projeto dos transformadores série, que será apresentado posteriormente.

O objetivo agora é projetar o filtro  $LC$  para que o alto conteúdo harmônico de tensão do conversor seja atenuado na tensão do capacitor.

Para o projeto a seguir, será considerado o caso do gerador de 2.27MVA que vem sendo tratado nesta dissertação. Considerando a potência do conversor do lado da rede igual a 0.3 da potência total do gerador. Além disso, a partir da relação de transformação determinada anteriormente  $N_{prim} : N_{sec}$  tem-se que a corrente base é:

$$I_{baseprim} = \frac{I_{basesec} N_{sec}}{N_{prim}} \quad (3.29)$$

E a tensão base é:

$$V_{baseprim} = \frac{0.3 \cdot P_{base}}{\sqrt{3} I_{baseprim}} \quad (3.30)$$

o que resulta em uma impedância base de:

$$Z_{baseprim}^{serie} = \frac{V_{baseprim}^2}{0.3 \cdot P_{base}} \quad (3.31)$$

Dessa forma, os valores de indutância e capacitância a partir dos respectivos valores em  $p.u.$  são:

$$L_f = \frac{L_f(p.u.) Z_{baseprim}}{\omega} \quad (3.32)$$

$$C_f = \frac{C_f(p.u.)}{\omega Z_{baseprim}} \quad (3.33)$$

A partir da definição dos valores de  $L_f(p.u.)$  e  $C_f(p.u.)$  é possível determinar os parâmetros do filtro. Parâmetros típicos de indutância e capacitância encontrados na literatura para filtros  $LC$  são  $L_f(p.u.) = 0.3$  e  $C_f(p.u.) = 0.05$ , o que resulta nos seguintes valores:

$$L_f = 613\mu H \quad (3.34)$$

$$C_f = 172\mu F \quad (3.35)$$

Estes são os valores considerados para o projeto dos controladores do conversor série mostrado a seguir.

### 3.3.2 Modelagem do conversor série

Nesta seção será feita a modelagem e controle do conversor do lado da rede, ligado em série com o estator da máquina trifásica. Considere o circuito da Figura 17. As equações que descrevem o circuito podem ser expressas por:

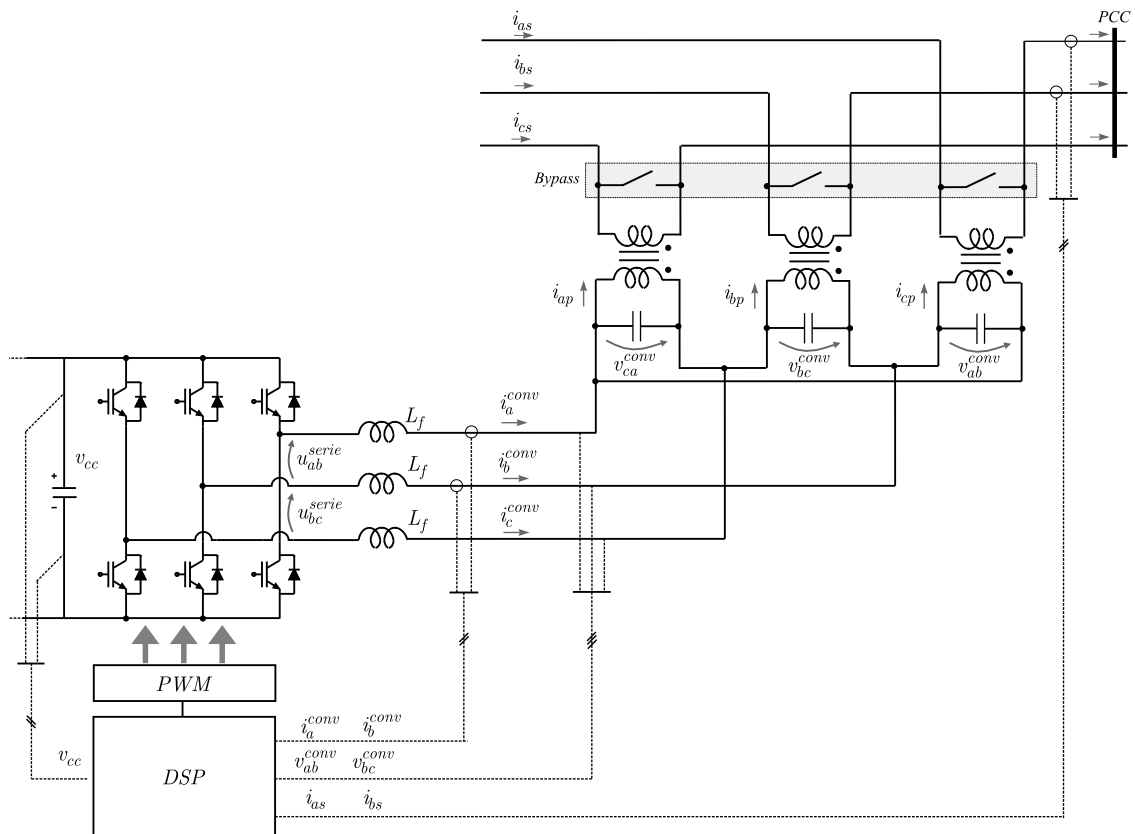


Figura 17: Configuração proposta para o conversor série.

$$\left\{ \begin{array}{l}
 u_{ab}^{serie} = L_f \frac{d}{dt} i_a^{conv} + v_{ab}^{conv} - L_f \frac{d}{dt} i_b^{conv} \\
 u_{bc}^{serie} = L_f \frac{d}{dt} i_b^{conv} + v_{bc}^{conv} - L_f \frac{d}{dt} i_c^{conv} \\
 \frac{d}{dt} i_a^{conv} + \frac{d}{dt} i_b^{conv} + \frac{d}{dt} i_c^{conv} = 0 \\
 C_f \frac{d}{dt} v_{ab}^{conv} - C_f \frac{d}{dt} v_{ca}^{conv} = i_a^{conv} - (i_{ap} - i_{cp}) \\
 C_f \frac{d}{dt} v_{bc}^{conv} - C_f \frac{d}{dt} v_{ab}^{conv} = i_b^{conv} - (i_{bp} - i_{ap}) \\
 \frac{d}{dt} v_{ab}^{conv} + \frac{d}{dt} v_{bc}^{conv} + \frac{d}{dt} v_{ca}^{conv} = 0 \\
 v_{ab}^{conv} = R_p i_{ap} + (L_p + M_s) \frac{d}{dt} i_{ap} - M_s \frac{d}{dt} i'_{as} \\
 v_{bc}^{conv} = R_p i_{bp} + (L_p + M_s) \frac{d}{dt} i_{bp} - M_s \frac{d}{dt} i'_{bs} \\
 v_{ca}^{conv} = R_p i_{cp} + (L_p + M_s) \frac{d}{dt} i_{cp} - M_s \frac{d}{dt} i'_{cs}
 \end{array} \right. \quad (3.36)$$

Rearranjando a equação (3.36), tem-se que:

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \frac{d}{dt} i_a^{conv} - \frac{d}{dt} i_b^{conv} = -\frac{1}{L_f} v_{ab}^{conv} + \frac{1}{L_f} u_{ab}^{serie} \\
 \frac{d}{dt} i_b^{conv} - \frac{d}{dt} i_c^{conv} = -\frac{1}{L_f} v_{bc}^{conv} + \frac{1}{L_f} u_{bc}^{serie} \\
 \frac{d}{dt} i_a^{conv} + \frac{d}{dt} i_b^{conv} + \frac{d}{dt} i_c^{conv} = 0 \\
 \frac{d}{dt} v_{ab}^{conv} - \frac{d}{dt} v_{ca}^{conv} = \frac{1}{C_f} i_a^{conv} - \frac{1}{C_f} i_{ap} + \frac{1}{C_f} i_{cp} \\
 \frac{d}{dt} v_{bc}^{conv} - \frac{d}{dt} v_{ab}^{conv} = \frac{1}{C_f} i_b^{conv} - \frac{1}{C_f} i_{bp} + \frac{1}{C_f} i_{ap} \\
 \frac{d}{dt} v_{ab}^{conv} + \frac{d}{dt} v_{bc}^{conv} + \frac{d}{dt} v_{ca}^{conv} = 0 \\
 \frac{d}{dt} i_{ap} = \frac{1}{L_p + M_s} v_{abf} - \frac{R_p}{L_p + M_s} i_{ap} + \frac{M_s}{L_p + M_s} \frac{d}{dt} i'_{as} \\
 \frac{d}{dt} i_{bp} = \frac{1}{L_p + M_s} v_{bcf} - \frac{R_p}{L_p + M_s} i_{bp} + \frac{M_s}{L_p + M_s} \frac{d}{dt} i'_{bs} \\
 \frac{d}{dt} i_{cp} = \frac{1}{L_p + M_s} v_{caf} - \frac{R_p}{L_p + M_s} i_{cp} + \frac{M_s}{L_p + M_s} \frac{d}{dt} i'_{cs}
 \end{array} \right. \quad (3.37)$$

As equações apresentadas em (3.37) pode ser escrita na notação de variáveis de estado da seguinte maneira:

$$\dot{x} = Ax + Bu_{serie} + Fw \quad (3.38)$$

Para obtermos um sistema desacoplado, foi escolhida a seguinte transformação de



variáveis, aplicada nas correntes de saída do conversor:

$$\begin{bmatrix} i_{af}^{conv} \\ i_{bf}^{conv} \\ i_{cf}^{conv} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{T_{des}} \begin{bmatrix} i_a^{conv} \\ i_b^{conv} \\ i_c^{conv} \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

Em variáveis de estado, aplicando-se a transformação  $T_d$  no modelo em variáveis de estado tem-se o seguinte:

$$\begin{aligned} T_d \dot{x} &= T_d A x + T_d B u_{serie} + T_d F w \\ \dot{x}_m &= T_d A T_d^{-1} x_m + T_d B u_{serie} + T_d F w \end{aligned} \quad (3.40)$$

onde:

$$T_d = \left[ \begin{array}{c|c} T_{des} & \mathbf{0}_{3 \times 6} \\ \hline \mathbf{0}_{6 \times 3} & \mathbf{I}_{6 \times 6} \end{array} \right] \quad (3.41)$$

$$x_m = \left[ i_{af}^{conv} \quad i_{bf}^{conv} \quad i_{cf}^{conv} \quad v_{ab}^{conv} \quad v_{bc}^{conv} \quad v_{ca}^{conv} \quad i_{ap} \quad i_{bp} \quad i_{cp} \right]^T \quad (3.42)$$

$$u_{serie} = \left[ u_{ab}^{serie} \quad u_{bc}^{serie} \quad 0 \right]^T \quad (3.43)$$

$$w = \left[ i'_{as} \quad i'_{bs} \quad i'_{cs} \right]^T \quad (3.44)$$

Aplicando-se a transformação  $T_{\alpha\beta 0}$ , tem-se que:

$$\begin{aligned} T_{\alpha\beta 0} \dot{x}_m &= T_{\alpha\beta 0} T_d A T_d^{-1} x_m + T_{\alpha\beta 0} T_d B u_{serie} + T_{\alpha\beta 0} T_d F w \\ \dot{x}_{\alpha\beta 0} &= T_{\alpha\beta 0} T_d A T_d^{-1} T_{\alpha\beta 0}^{-1} x_{\alpha\beta 0} + T_{\alpha\beta 0} T_{des} B T_{\alpha\beta 0}^{-1} u_{\alpha\beta 0}^{serie} + T_{\alpha\beta 0} T_{des} F T_{\alpha\beta 0}^{-1} w_{\alpha\beta 0} \\ \dot{x}_{\alpha\beta 0} &= \bar{A} x_{\alpha\beta 0} + \bar{B} u_{\alpha\beta 0}^{serie} + \bar{F} w_{\alpha\beta 0} \end{aligned} \quad (3.45)$$

onde

$$\begin{aligned}
 \bar{A} &= T_{\alpha\beta 0} T_d A T_d^{-1} T_{\alpha\beta 0}^{-1} \\
 \bar{B} &= T_{\alpha\beta 0} T_d B T_{\alpha\beta 0}^{-1} \\
 \bar{F} &= T_{\alpha\beta 0} T_d F T_{\alpha\beta 0}^{-1}
 \end{aligned} \tag{3.46}$$

e a transformação  $T_{\alpha\beta 0}$  usada é a que resulta na magnitude da tensão invariante após a transformação, ou seja:

$$T_{\alpha\beta 0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \tag{3.47}$$

A partir de (3.45) e de (3.46) é possível extrair dois sistemas monofásicos desacoplados dados pelas equações abaixo.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha}^{conv} \\ v_{\alpha}^{conv} \\ i_{\alpha p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{3L_f} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & \frac{1}{L_p+M} & -\frac{R_p}{L_p+M_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha}^{conv} \\ v_{\alpha}^{conv} \\ i_{\alpha p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{3L_f} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_{\alpha}^{serie} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{M_s}{L_p+M_s} \end{bmatrix} i'_{\alpha s} \tag{3.48}$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\beta}^{conv} \\ v_{\beta}^{conv} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{3L_f} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & \frac{1}{L_p+M} & -\frac{R_p}{L_p+M_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\beta}^{conv} \\ v_{\beta}^{conv} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{3L_f} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_{\beta}^{serie} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{M_s}{L_p+M_s} \end{bmatrix} i'_{\beta s} \tag{3.49}$$

O modelo equivalente dos circuitos monofásicos em coordenadas  $\alpha\beta$  é mostrado na Figura 18. Desta maneira, é possível o projeto e implementação dos controladores desacoplados das tensões série nos eixos  $\alpha$  e  $\beta$ . É importante salientar o distúrbio, que são as correntes estatóricas  $i'_{\alpha s}$  e  $i'_{\beta s}$  referidas ao primário (lado do conversor série).

Para simplificar o projeto dos controladores, será adotada a representação em função de transferência. Como os modelos em coordenadas estacionárias  $\alpha$  e  $\beta$  são iguais, será considerado um único projeto que serve para ambas as coordenadas.

O modelo da planta considerando a tensão do capacitor como variável de saída e a

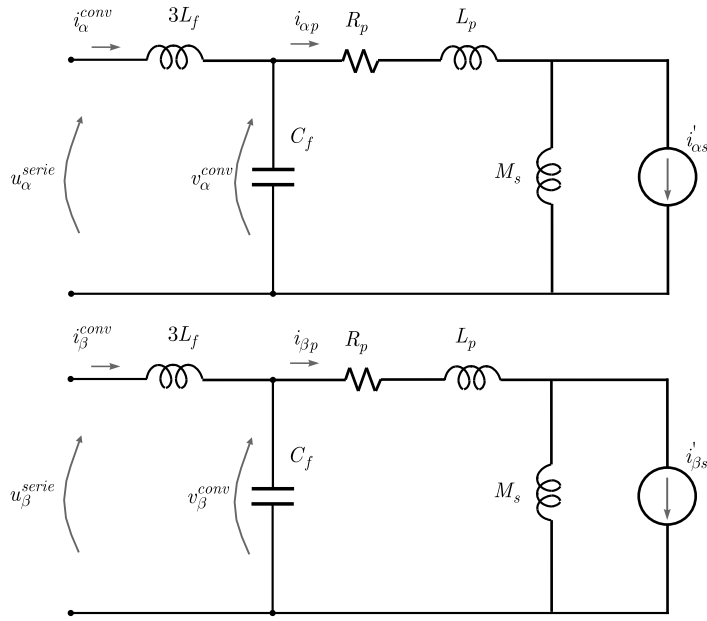


Figura 18: Circuitos equivalentes monofásicos do conversor série.

tensão do conversor como entrada é dado por:

$$G_s(s) = \frac{(L_p + M_s)s + R_p}{3L_f C_f (L_p + M_s)s^3 + 3L_f C_f R_p s^2 + (3L_f + L_p + M_s)s + R_p} \quad (3.50)$$

Ainda, a função de transferência da tensão do capacitor em função da corrente de distúrbio é a seguinte:

$$G_{dist}(s) = -\frac{3L_f M_s s}{3L_f C_f (L_p + M_s)s^3 + 3L_f C_f R_p s^2 + (3L_f + L_p + M_s)s + R_p} \quad (3.51)$$

### 3.3.2.1 Projeto do controlador da malha interna

Oscilações pouco amortecidas associadas ao filtro  $LC$  podem ser causadas tanto por transitórios na referência de tensão quanto por distúrbios nas correntes estatóricas. Com o objetivo de amortecer a ressonância associada ao filtro  $LC$  que atenua as componentes harmônicas de tensão do conversor, é proposta a utilização de uma malha interna de corrente de saída do conversor.

Além disso, a aproximação de Padé de primeira ordem foi usada com o objetivo de representar o atraso de transporte da implementação digital, ou seja:

$$e^{-s\tau} \approx \frac{1 - \frac{s\tau}{2}}{1 + \frac{s\tau}{2}} \quad (3.52)$$

onde  $\tau$  é o atraso de transporte em segundos.

A Figura 19 mostra a pré-compensação proposta para amortecimento dos modos pouco amortecidos de  $G_s(s)$ .

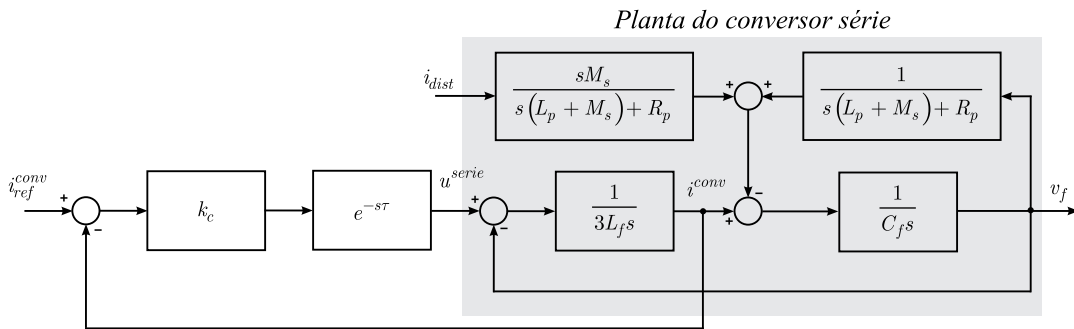


Figura 19: Diagrama de blocos da pré-compensação.

Este mecanismo para amortecimento da ressonância é semelhante ao apresentado em (LI; VILATHGAMUWA; BLAABJERG, 2007a) e em (LI; VILATHGAMUWA; BLAABJERG, 2007b).

Assim a função de transferência de malha aberta utilizada para o projeto do controlador de tensão que garantirá desempenho de regime permanente bem como robustez à incertezas paramétricas é dada pelo diagrama de blocos da Figura 19. O ganho  $k_c$  da malha interna de corrente amortece a ressonância do filtro  $LC$ , facilitando assim o projeto do controlador da malha externa de tensão.

Considerando os parâmetros dos transformadores apresentados na Tabela 8 e do filtro  $LC$  projetado anteriormente, faz-se inicialmente a pré-compensação da malha de corrente.

A Figura 20 mostra a resposta em frequência da saída de tensão para a referência de tensão em malha aberta e para a planta com a malha de pré-compensação proposta. O ganho de pré-compensação foi estipulado como sendo  $k_c = 0.9$ . Pode-se observar que o ganho próximo à frequência de ressonância do filtro  $LC$  é reduzido significativamente.

A Figura 21 mostra a resposta em frequência da saída de tensão para o distúrbio de corrente em malha aberta e para a planta com a malha de pré-compensação proposta. Pode-se observar que o ganho próximo à frequência de ressonância do filtro  $LC$  também é reduzido significativamente.

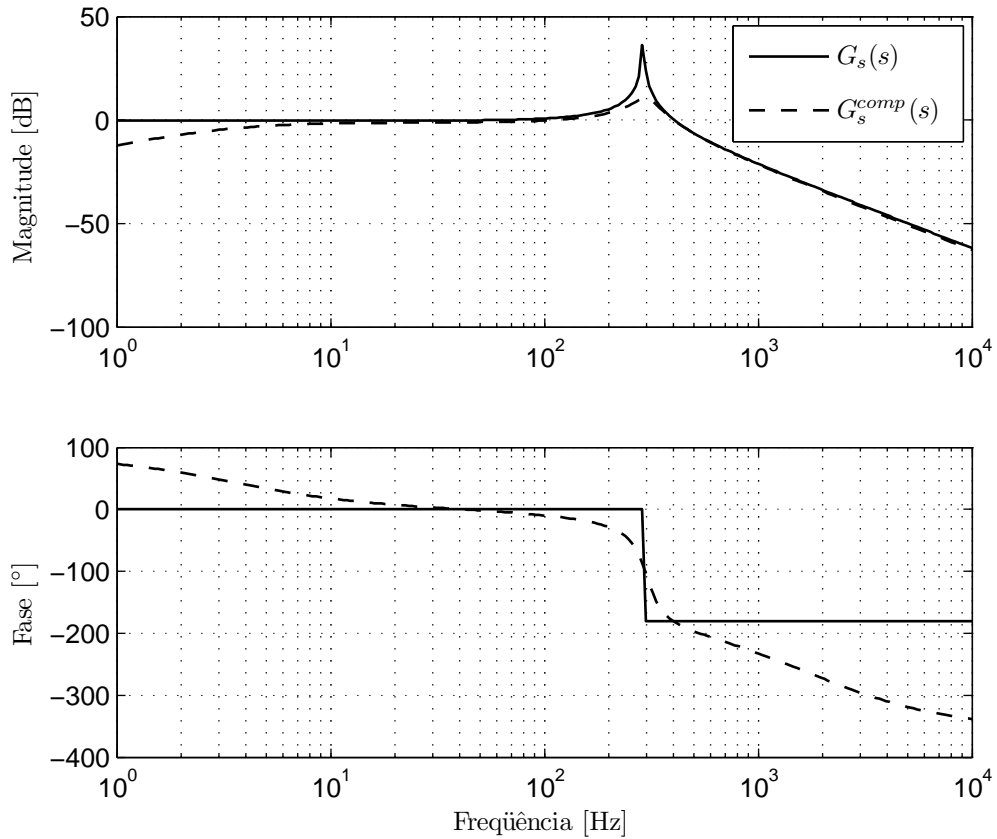


Figura 20: Diagrama de Bode da planta e após a pré-compensação.

### 3.3.2.2 Projeto do controlador robusto $\mathcal{H}_\infty$

Conforme apresentado em (LI; VILATHGAMUWA; BLAABJERG, 2007b) e (LI; VILATHGAMUWA; BLAABJERG, 2007a), o uso de um controlador  $\mathcal{H}_\infty$  para a malha externa de tensão é uma boa alternativa para rastreamento assintótico da referência e robustez à variações paramétricas.

As especificações de projeto de controladores  $\mathcal{H}_\infty$  como rastreamento assintótico e robustez são expressas como restrições nos valores singulares de diferentes funções de transferência (da entrada para o erro ou da entrada para a saída). Para isso, na síntese do controlador, é necessária a seleção de funções de ponderação adequadas. A configuração padrão de controladores  $\mathcal{H}_\infty$  é mostrada na Figura 22.

O projeto de controladores  $\mathcal{H}_\infty$  leva explicitamente em sua formulação o grau de robustez à variações paramétricas, o desempenho em regime permanente e a energia do processo através da escolha de funções de ponderação. A Figura 23 mostra a planta nominal pré-compensada  $G_s^{comp}(s)$ , o controlador  $K(s)$ , as funções de otimização  $W_1(s)$  de desempenho de rastreamento,  $W_2(s)$  de energia associada ao controlador e  $W_3(s)$  de

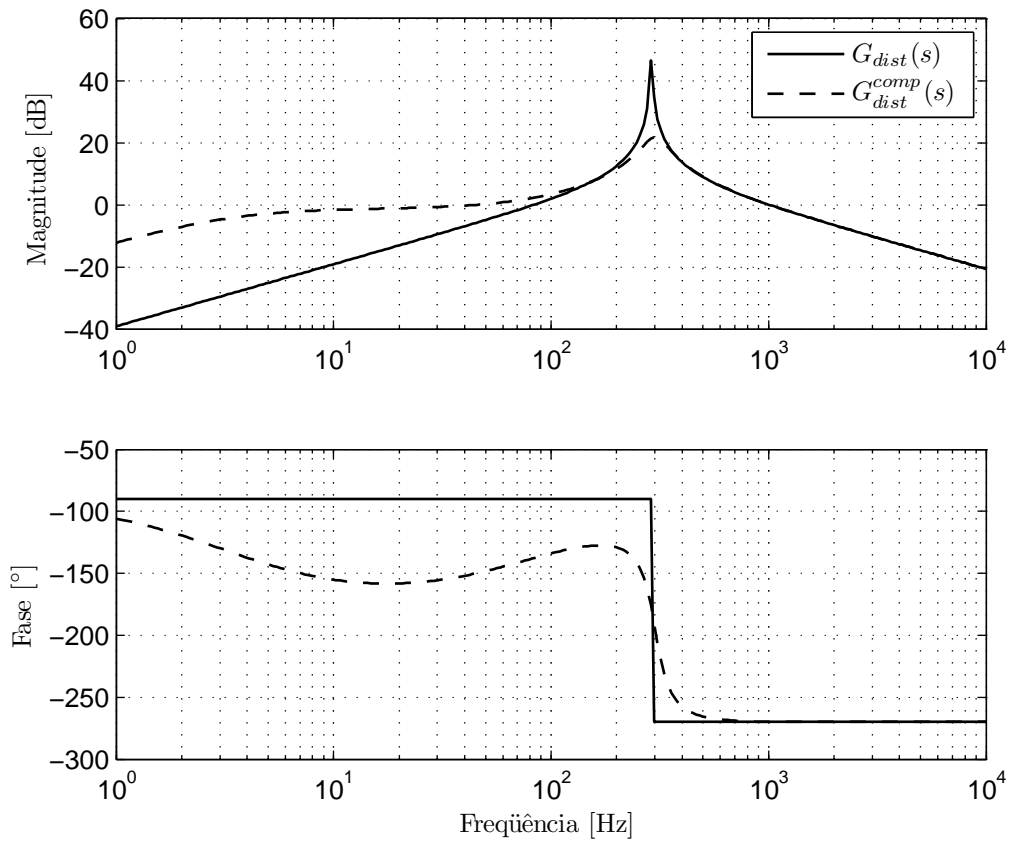


Figura 21: Diagrama de Bode da planta e após a pré-compensação da saída com relação ao distúrbio.

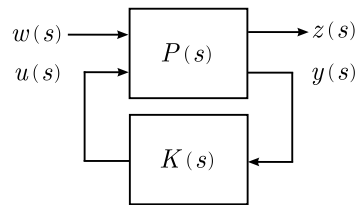


Figura 22: Configuração padrão utilizada para projeto de controladores  $\mathcal{H}_\infty$ .

robustez e as entradas e saídas da planta.

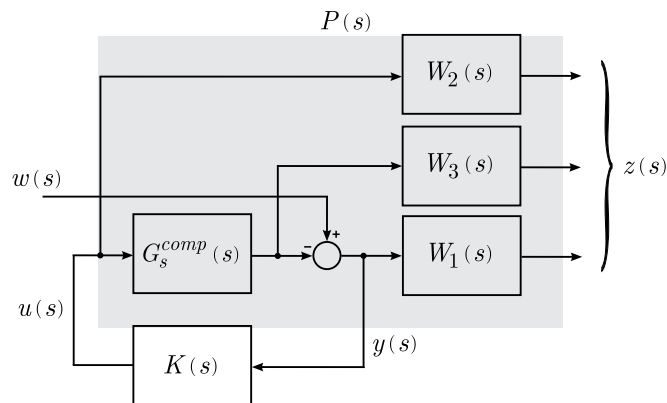


Figura 23: Configuração para projeto de controladores  $\mathcal{H}_\infty$ .

Dadas as exigências de rastreamento assintótico, resposta rápida às variações de referência de tensão e de robustez à variações paramétricas, o projeto de um controlador robusto  $\mathcal{H}_\infty$  é tratado na literatura como uma boa alternativa para o caso de dispositivos restauradores de tensão (DVR) (LI; VILATHGAMUWA; BLAABJERG, 2007b) (LI; VILATHGAMUWA; BLAABJERG, 2007a). Os dispositivos restauradores de tensão apresentam uma grande semelhança com a configuração do conversor do lado da rede proposto aqui.

A síntese do controlador  $\mathcal{H}_\infty$  é feita de tal forma que a norma  $\mathcal{H}_\infty$  da função de transferência de  $w(s)$  para  $z(s)$  seja menor que 1. Isso pode ser expresso da seguinte maneira:

$$\left\| \begin{array}{c} W_1 S \\ W_2 R \\ W_3 T \end{array} \right\|_\infty < 1 \quad (3.53)$$

onde  $S(s)$  é a função de transferência de sensibilidade,  $R(s)$  é a função de transferência que relaciona a ação de controle com a referência e  $T(s)$  é a função de transferência de sensibilidade complementar, igual à função de transferência de malha fechada, dadas por:

$$S(s) = \frac{1}{1 + G(s)K(s)} \quad (3.54)$$

$$R(s) = \frac{K(s)}{1 + G(s)K(s)} \quad (3.55)$$

$$T(s) = \frac{G(s)K(s)}{1 + G(s)K(s)} \quad (3.56)$$

satisfazendo a seguinte condição

$$T(s) + S(s) = 1 \quad (3.57)$$

No projeto do controlador  $\mathcal{H}_\infty$  o controlador  $K(s)$  a ser sintetizado deve fazer com que  $S(s)$ ,  $R(s)$  e  $T(s)$  satisfaçam os critérios dados em (3.53), ou seja, restrições são impostas às dinâmicas do sistema de malha fechada.

Resumindo, o projeto do controlador deve seguir os seguintes passos:

1. Determinação as incertezas paramétricas;
2. Seleção apropriada das funções de ponderação;
3. Síntese do controlador de forma a se obter uma função de transferência de malha fechada com o comportamento desejado.

**Seleção da função de ponderação para desempenho robusto** Consideremos inicialmente a função de transferência da planta pré-compensada  $G(s)$ . Devido às incertezas paramétricas inerentes aos componentes, serão consideradas as seguintes incertezas:

Tabela 2: Incertezas paramétricas do conversor série.

PARÂMETRO	INCERTEZA (em %)
$L_f$	$\pm 20\%$
$C_f$	$\pm 20\%$
$L_p$	$\pm 20\%$
$M_s$	$\pm 20\%$

Estas incertezas paramétricas são transformadas em incertezas multiplicativas, resultando em uma planta com relação à nominal dada por:

$$\Delta(s) = \sigma \left( \frac{\tilde{G}(s) - G(s)}{G(s)} \right) \quad (3.58)$$

onde  $\Delta(s)$  é a incerteza da planta,  $\tilde{G}(s)$  é a planta pré-compensada com incerteza,  $G(s)$  é a planta pré-compensada nominal e  $\sigma(H)$  são os valores singulares de  $H$ . Para alcançar a robustez necessária, a condição  $\|W_3 T\|_\infty < 1$  precisa ser satisfeita. A função de ponderação  $W_3(s)$  é determinada para o pior caso de  $\Delta(s)$ . Isso pode ser atingido selecionando-se  $W_3(s)$  com ganho superior a  $\Delta(s)$  mesmo para o pior caso de variação paramétrica admissível pelo projetista. A função  $W_3(s)$  selecionada foi:

$$W_3(s) = \frac{6s}{s + 0.3} \quad (3.59)$$

e o diagrama de Bode com os valores singulares de  $\Delta(s)$  e  $W_3(s)$  são mostrados na Figura 24.



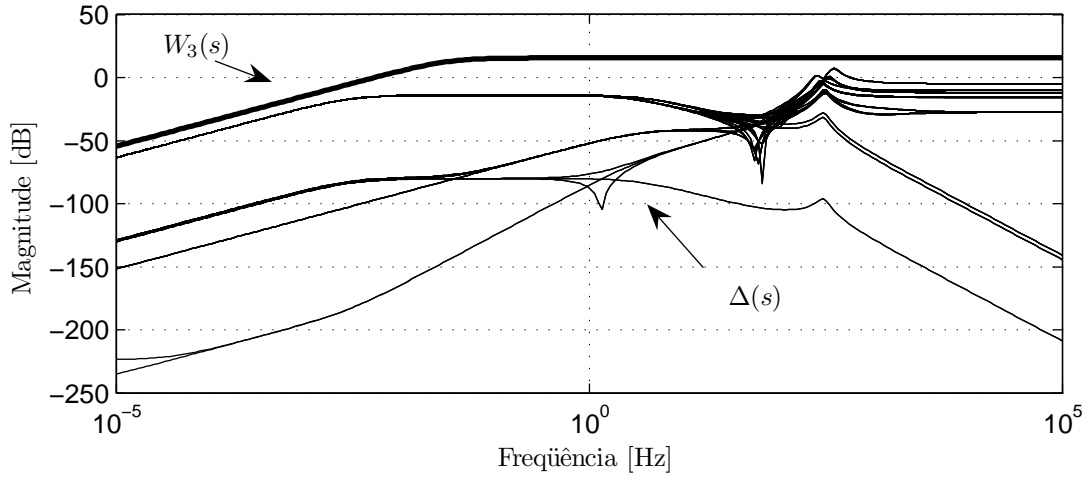


Figura 24: Diagrama de Bode de  $\Delta(s)$  e de  $W_3(s)$ .

**Seleção da função de ponderação para limitação da energia** A seleção de  $W_2(s)$  está relacionada à energia disponível. Neste caso, não é desejada uma amplificação de componentes CC assim como das altas frequências. Dessa maneira, a seleção de  $W_2(s)$  é feita para obter ganhos elevados nestas frequências e ganho baixo em torno de 60Hz.

Uma possível escolha de  $W_2(s)$  é a seguinte:

$$W_2(s) = 7 \quad (3.60)$$

**Seleção da função de ponderação para rastreamento assintótico** O desempenho de rastreamento assintótico da referência pode ser expresso em termos da restrição  $\|W_1 S\|_\infty < 1$ . Como a referência de tensão é um sinal senoidal na frequência da rede, é importante que o controlador apresente altos ganhos nesta frequência. Um erro reduzido da saída com relação à referência pode ser obtido se a sensibilidade  $S(s)$  apresentar baixos ganhos na frequência da rede. Como apresentado em (LEE; CHIANG; CHANG, 2001), será escolhida uma função de ponderação de segunda ordem. Portanto, a função de ponderação  $W_1(s)$  tem a seguinte forma:

$$W_1(s) = \frac{k_a \omega_0^2}{s^2 + 2\zeta_{W_1} \omega_0 s + \omega_0^2} \quad (3.61)$$

onde  $k_a = 0.5$ ,  $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot 60$  e  $\zeta_{W_1} = 0.001$ .

Pode-se perceber que  $W_1(s)$  possui três parâmetros de ajuste: o coeficiente  $k_a$  permite um ajuste de ganho, o termo  $\zeta$  permite outro grau de liberdade para regulagem do erro na frequência desejada e o termo  $\omega_0$  que é a frequência da rede e na qual se deseja um

alto ganho para o controlador. Valores menores de  $\zeta_{W_1}$  resultarão em um pico maior na resposta em frequência de  $W_1(s)$ , o que garante um erro de regime permanente menor na frequência da rede. Idealmente, deve-se escolher  $\zeta_{W_1} \rightarrow 0$  mas, devido a problemas de implementação digital este valor não é utilizado.

Como é possível ver na Figura 25, a função sensibilidade  $S(s)$  apresenta um baixo ganho na frequência da rede. A função sensibilidade complementar  $T(s)$ , por sua vez, também respeita as restrições de projeto.

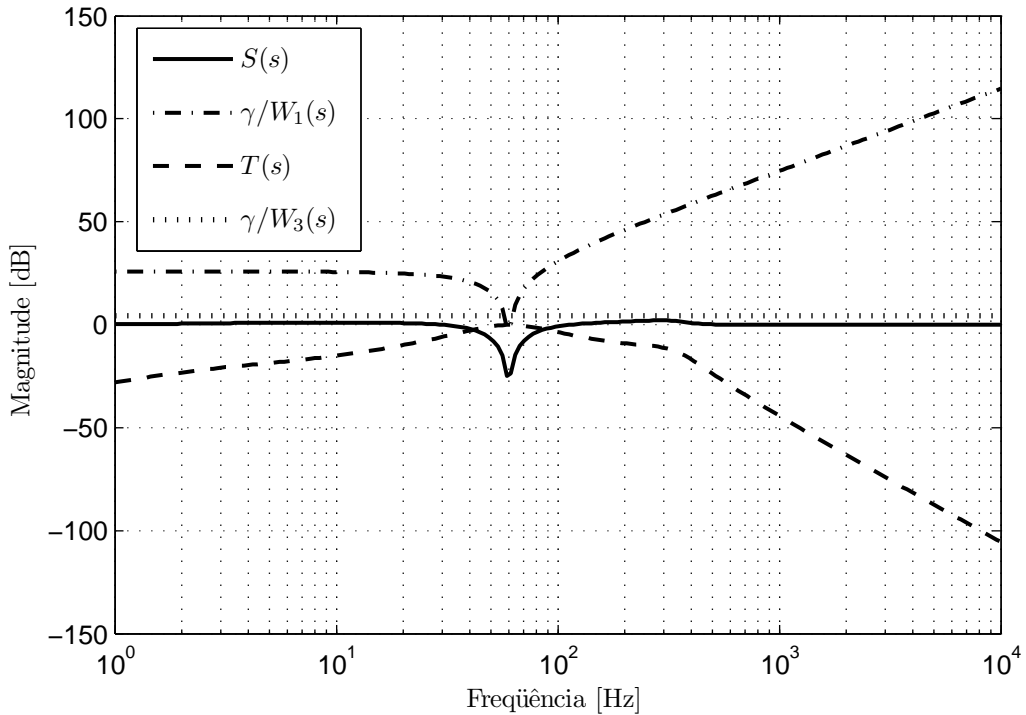


Figura 25: Valores singulares das funções  $S(s)$ ,  $T(s)$ ,  $\gamma/W_1(s)$  e  $\gamma/W_3(s)$ .

A estrutura final da malha de controle de tensão para o eixo de coordenadas  $\alpha$  é vista na Figura 26, mostrando a malha interna de pré-compensação e a malha externa de controle de tensão. Em coordenadas  $\beta$ , o resultado é igual e foi omitido.

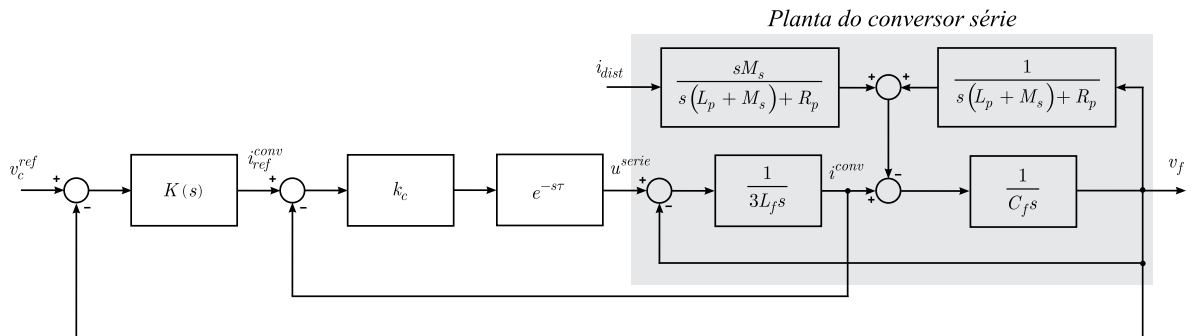


Figura 26: Diagrama de blocos do controlador do conversor série.

Para o projeto do controlador  $\mathcal{H}_\infty$  foi utilizado o programa Matlab<sup>®</sup>. O controlador  $\mathcal{H}_\infty$  sintetizado levando em conta as funções de ponderação tem a seguinte forma, cujos valores foram omitidos por questão de espaço:

$$K(s) = \frac{b_7s^7 + b_6s^6 + b_5s^5 + b_4s^4 + b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0}{s^8 + a_7s^7 + a_6s^6 + a_5s^5 + a_4s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0} \quad (3.62)$$

O diagrama de Bode do controlador contínuo e do controlador discretizado é apresentado na Figura 27.

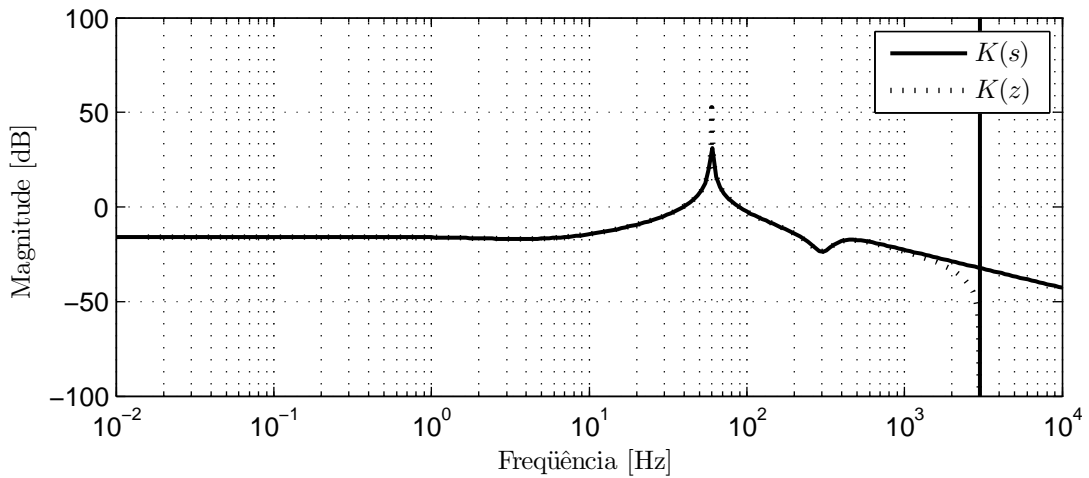


Figura 27: Diagrama de Bode do controlador  $K(s)$  e do controlador discretizado  $K(z)$ .

Algumas características do controlador sintetizado são:

- Ganho elevado na frequência da rede (60Hz);
- Baixo ganho nas baixas frequências para não amplificar componentes contínuas resultantes de transitórios;
- O controlador discreto apresenta baixo ganho na frequência de Nyquist, o que reduz o efeito do *intersampling*;

Para o projeto dos controladores o método de *redesign*, ou seja, o projeto será realizado em tempo contínuo e posteriormente será discretizado para implementação. Simulações serão apresentadas no próximo capítulo com o intuito de demonstrar o desempenho transitório, o rastreamento da referência de tensão e a rejeição ao distúrbio de corrente.

Projetados os controladores das malhas internas de corrente e malhas externas de tensão em coordenadas  $\alpha\beta$ , será abordada agora a geração das referências de tensão série.

### 3.3.3 Referência de tensões série

A referência de tensão série para operação em regime permanente com desequilíbrio das tensões da rede é composta de duas parcelas:

1. Parcela de compensação do desequilíbrio, composta pela seqüência negativa das tensões da rede;
2. Parcela para controle do barramento CC.

A tensão da rede pode ser escrita em coordenadas estacionárias da seguinte forma:

$$v_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.63)$$

e, desprezando-se as componentes harmônicas, decomposta como a soma de componentes de seqüência positiva e seqüência negativa

$$v_{\alpha\beta} = v_{\alpha\beta+} + v_{\alpha\beta-} \quad (3.64)$$

Alguns métodos para obtenção de componentes simétricas de seqüência positiva são apresentados em (CAMARGO; PINHEIRO, 2006) and (CARDOSO et al., 2006a).

Para evitar as oscilações de conjugado e altas correntes resultantes do desequilíbrio de tensão, o conversor série deve cancelar as componentes de seqüência negativa da tensão de forma a manter as tensões estatóricas equilibradas. Assim, a parcela da tensão série de referência que compensa o desequilíbrio de tensão é:

$$v_{\alpha\beta-}^{serie} = -v_{\alpha\beta-} \quad (3.65)$$

e a tensão estatórica resultante em regime permanente será:

$$v_{\alpha\beta s} = v_{\alpha\beta+} \quad (3.66)$$

Se a tensão estatórica está equilibrada, então as correntes resultantes também serão equilibradas, e no caso da máquina operando com fator de potência unitário, com correntes

em fase com as tensões. Como a potência ativa envolvida na compensação do desequilíbrio é o produto da corrente de seqüência positiva com a tensão série de seqüência negativa, a média em um ciclo é zero. Então, não há potência ativa envolvida no processo de compensação do desequilíbrio. Se as condições acima são satisfeitas, então:

$$i_{\alpha\beta s} = i_{\alpha\beta+} \quad (3.67)$$

e a tensão estatórica possui somente a parcela de seqüência positiva de tensão da rede em regime permanente.

A seguir será apresentada a estratégia de controle da tensão do barramento CC, resultando em mais uma parcela de tensão de referência para o conversor série.

### 3.3.4 Projeto do controlador do barramento CC

Para uma operação adequada do conversor bidirecional, a tensão do barramento CC deve ser regulada em um valor maior que a tensão de linha de pico, permitindo que o conversor injete no rotor ou absorva dele potência ativa dependendo da velocidade.

Seja considerando que a corrente estatórica tenha somente a parcela de seqüência positiva, o que significa que as tensões estatóricas são equilibradas. De forma a injetar ou absorver potência ativa da rede, é necessário injetar uma tensão em fase ou com 180° de fase com a corrente série, ou seja, também uma tensão de seqüência positiva. Portanto, a amplitude da tensão estatórica depende da tensão série, que por sua vez depende da velocidade do gerador. Quando o gerador opera em velocidade abaixo da síncrona, o rotor absorve potência ativa e a tensão estatórica aumenta. Por outro lado, quando o gerador opera acima da velocidade síncrona, o rotor também injeta potência ativa e a tensão estatórica diminui.

As duas funções principais do conversor série são compensar o desequilíbrio e manter o barramento CC. A parcela de tensão de seqüência negativa foi tratada anteriormente. Como a tensão série do conversor tem parcelas de seqüência positiva e negativa e a corrente estatórica é assumida equilibrada e de seqüência positiva, a potência ativa envolvida no processo apresenta uma parcela constante adicionada a uma parcela oscilatória de freqüência igual ao dobro da freqüência da rede.

$$P_{serie}(t) = 3I_+(V_+ + V_- \cos(2\omega t)) \quad (3.68)$$

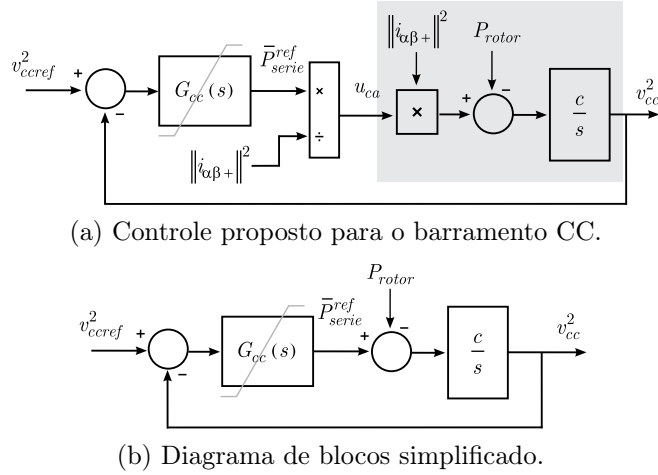


Fig. 28: Controlador do barramento CC.

onde  $I_+$ ,  $V_+$  and  $V_-$  são os valores RMS da corrente estatórica, das tensões de seqüência positiva e negativa série, respectivamente. A parcela de potência oscilante aparece como uma oscilação na tensão do barramento CC mas não pode afetar a geração da tensão de seqüência positiva série.

Em regime permanente a potência ativa rotórica deve ser igual à potência ativa processada pelo conversor série, ou seja, a seguinte condição deve ser satisfeita:

$$\bar{P}_{serie}(t) = P_{rotor}(t) \quad (3.69)$$

Isto significa que em regime permanente a energia no capacitor deve ser constante. A energia do capacitor é dada por:

$$E_c(t) = C \frac{v_{cc}(t)^2}{2} \quad (3.70)$$

Percebe-se que, selecionando

$$x(t) = v_{cc}^2(t), c = \frac{2}{C} \quad (3.71)$$

e aplicando-se a transformada de Laplace a seguinte equação no domínio da frequência é obtida:

$$x(s) = \frac{c}{s} (P_{serie}(s) - P_{rotor}(s)) \quad (3.72)$$

Para que o conversor série absorva potência da ou injete corrente na rede, a tensão

deve ser proporcional à corrente. A sugestão para este caso é:

$$v_{\alpha\beta+}^{serie} = u_{ca} i_{\alpha\beta+} \quad (3.73)$$

Da equação da potência ativa processada pelo conversor série pode-se encontrar que:

$$\begin{aligned} \bar{P}_{series\alpha\beta+} &= v_{\alpha\beta+}^{serie} i_{\alpha\beta+} \\ &= u_{ca} i_{\alpha\beta+} \cdot i_{\alpha\beta+} \\ &= u_{ca} [i_{\alpha+}^2 + i_{\beta+}^2] \\ &= u_{ca} \|i_{\alpha\beta+}\|^2 \end{aligned} \quad (3.74)$$

onde  $u_{ca}$  é a ação de controle e tem a característica de resistência. O sinal deste termo indica se o conversor série absorve ou injeta potência ativa na rede.

No entanto, a equação (3.74) é não-linear. Para linearizá-la,  $\bar{P}_{serie}^{ref}$  é dividida por  $\|i_{\alpha\beta+}\|^2$ , como mostrado na Figura 28a. Como resultado, o diagrama de blocos linear equivalente para projeto se torna o mostrado na Figura 28b. Ainda, para se obter erro de regime permanente nulo um controlador  $PI$  foi selecionado. Para evitar que as oscilações da tensão do barramento CC afetem o cálculo de  $u_{ca}$ , a seguinte estrutura de controlador é proposta:

$$G_{cc}(s) = \left( k_p^{CC} + \frac{k_i^{CC}}{s} \right) \cdot \frac{s^2 + \omega_d^2}{s^2 + 2\zeta_{cc}\omega_d s + \omega_d^2} \quad (3.75)$$

onde  $\omega_d = 2\omega = 2(2\pi f)$ .

Com o cálculo de  $u_{ca}$ , é possível obter a tensão de seqüência positiva dada por (3.73) que precisa ser sintetizada. A oscilação na tensão do barramento CC podem ser minimizada com o aumento do capacitor.

Considerando a malha interna de tensão muito mais rápida que a malha externa de controle do barramento CC, tem-se que a função de transferência de malha fechada somente com o controlador  $PI$  é dada por:

$$G_{mf}^{CC}(s) = \frac{k_p^{CC} c_1 s + k_i^{CC} c_1}{s^2 + k_p^{CC} c_1 s + k_i^{CC} c_1} = \frac{2\zeta_{cc}\omega_{nCC} s + \omega_{nCC}^2}{s^2 + 2\zeta_{cc}\omega_{nCC} s + \omega_{nCC}^2} \quad (3.76)$$

A parte adicional do controlador do barramento CC, responsável pela rejeição da

oscilação de tensão, só interfere na faixa do dobro da frequência da rede e seu efeito pode ser desprezado no projeto do *PI*, pois apresenta ganho unitário (0dB) e fase nula fora da faixa de interesse (em torno de 120Hz).

Dessa forma, selecionando-se  $\omega_{nCC}$  e  $\zeta_{cc}$  os ganhos  $k_p^{CC}$  e  $k_i^{CC}$  são dados por:

$$k_p^{CC} = \frac{2\zeta\omega_{nCC}}{c_1} \quad (3.77)$$

$$k_i^{CC} = \frac{\omega_{nCC}^2}{c_1} \quad (3.78)$$

Deve-se tomar cuidado com a singularidade na divisão por  $\|i_{\alpha\beta+}\|^2$ . Quanto menor esse valor, maior deve ser a tensão série para injetar ou absorver a mesma potência ativa.

### 3.3.5 Operação próxima à geração zero

Um restrição apresentada em (PETERSSON, 2005) é que o gerador duplamente alimentado com conversor série do lado da rede tem problemas em operação próximo à geração de potência ativa zero. Isso se deve ao fato de uma corrente estatórica mínima ser necessária para que o barramento CC possa ser controlado. Do contrário, não é possível regular sua tensão, pois não é possível absorver nem injetar potência ativa na rede. Este também é um problema da partida do sistema.

Considerando-se que um pequeno conversor seja necessário para a pré-carga do barramento. Assumindo-se o barramento CC carregado, é possível sincronizar a máquina e quando esta estiver sincronizada, conectá-la à rede e definir uma referência de potência reativa, mesmo que não haja potência ativa disponível.

Isso fará com que uma corrente circule pelo conversor série, o que torna possível o controle do barramento CC, mesmo que a máquina não gere potência ativa.

Então para solucionar esse problema, pode-se relaxar a injeção de reativos, ou seja, injetar uma corrente reativa mínima permitindo assim que o barramento CC seja controlado. No caso da conexão de vários geradores, é possível que alguns geradores injetem corrente reativa indutiva enquanto outros injetem corrente reativa capacitiva, fornecendo uma corrente reativa nula para o sistema.

Nos resultados de simulação que serão apresentados no próximo capítulo, é possível verificar que é possível controlar a tensão do barramento CC injetando-se 5% de potência



reativa, tanto capacitiva quanto indutiva, solucionando assim o problema da operação próxima à geração zero. A energia necessária para suprir as perdas da máquina e do conversor é pequena e deve vir do sistema ao qual a turbina eólica está conectada.

### 3.3.6 Modulação SV das tensões de linha

A modulação utilizada para acionamento do conversor trifásico a três fios do conversor série é a modulação *space vector* (*SVM*), semelhante àquela utilizada para o conversor do lado do rotor. A única diferença é que neste caso o interesse é em sintetizar tensões de linha ao invés de tensões de fase, como naquele caso.

No Anexo C a modulação das tensões de linha está apresentada em detalhes.

## 4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção será analisado o comportamento dinâmico do sistema para os diferentes pontos de operação do gerador. Resultados de simulação do sincronismo do gerador e o controle do conversor do lado do rotor são apresentados, bem como o comportamento do conversor série e controle do barramento CC. Desequilíbrios de tensão são gerados para verificar o funcionamento e a eliminação das oscilações de conjugado eletromecânico no eixo da máquina.

Os resultados de simulação apresentados aqui se referem a um gerador eólico de 2.27MVA (PETERSSON, 2005), cujos parâmetros são mostrados na Tabela 7.

Alguns requisitos para a conexão de geração distribuída são considerados nas simulações, como a necessidade da injeção de reativos para controle da tensão no PCC. No entanto, os requisitos de manutenção da conexão sob condições de afundamento de tensão não serão abordados nessa dissertação. Ainda, não serão consideradas aqui as operações do *crowbar* para proteção do circuito rotórico nem da proteção do barramento CC (*chopper*).

### 4.1 Requisitos de geração de reativos

Quanto às normas de conexão de geração distribuída, duas das principais normas são a norma alemã (E.ON NETZ, 2006) e a norma britânica (THE GRID CODE, 2008). Um dos requisitos obrigatórios trata da permanência da conexão da geração distribuída mesmo sob afundamentos de tensão. Ainda, o documento (VDN, 2004) cita orientações que devem ser consideradas pra manutenção da conexão sob afundamentos de tensão (*LVRT*).

Para atender normas cada vez mais restritivas de operação de geração distribuída, os geradores eólicos precisam fornecer suporte de reativos para controle de tensão bem como permanecer conectados por tempos determinados durante faltas.

Dentre alguns requisitos exigidos pelas normas de conexão de geração distribuída está

a capacidade de suporte de reativos para controle da tensão. Uma típica exigência de geração de reativos de geração distribuída é mostrada na Figura 29.

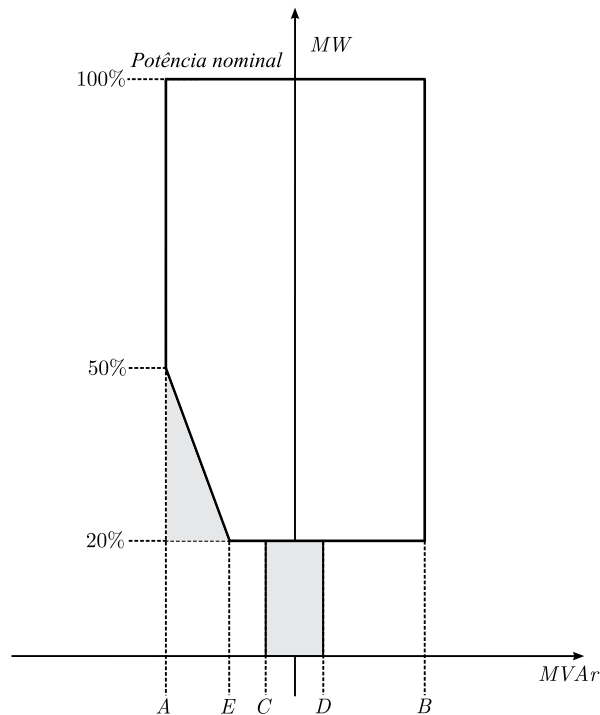


Figura 29: Requisitos de geração de reativos.

onde:

- O ponto A é equivalente (em MVar) a um fator de potência 0.95 adiantado (indutivo) na potência nominal.
- O ponto B é equivalente (em MVar) a um fator de potência 0.95 atrasado (capacitivo) na potência nominal.
- O ponto C é equivalente (em MVar) a  $-5\%$  da potência nominal em MW.
- O ponto D é equivalente (em MVar) a  $+5\%$  da potência nominal em MW.
- O ponto E é equivalente (em MVar) a  $-12\%$  da potência nominal em MW.

Nas simulações do comportamento estático será mostrada a operação em cada um destes pontos críticos de geração de potência ativa e reativa, mostrando que a configuração proposta aqui é capaz de atender a estes requisitos de norma.

## 4.2 Parâmetros usados em simulação

Para as simulações apresentadas a seguir, foi usado um modelo simplificado do sistema de potência, com uma fonte de tensão trifásica e uma impedância determinada pela capacidade de curto-circuito no ponto de conexão do gerador. A tensão de linha é de 690V e a potência de curto-circuito é de 30MVA. A linha é considerada como um circuito RL, cujos parâmetros são  $R_g = 0.6p.u. = 15.06m\Omega$  e  $L_g = 0.8p.u. = 53.26\mu H$ . As características do gerador são as seguintes:  $P_{nom} = 2.27MVA$ ,  $V_{rms} = 690V$  e  $I_{nom} = 1900A$ .

Para a realimentação das potências ativa e reativa, serão usadas as potências filtradas, pois as componentes de 120Hz podem aparecer nas correntes rotóricas de referências. A função de transferência usada é a de um filtro passa-baixas de segunda ordem com frequência de corte  $B_w^{PQ} = 10$  e amortecimento  $\zeta_{PQ} = 1$ , dada por:

$$G_f^{PQ}(s) = \frac{B_w^{PQ2}}{s^2 + 2\zeta_{PQ}B_w^{PQ}s + B_w^{PQ2}} \quad (4.1)$$

Seguindo os critérios de projeto apresentados nos Capítulos 2 e 4, a Tabela 3 apresenta os parâmetros usados em simulação. São apresentados os ganhos dos controladores do conversor série do lado da rede, do conversor do lado do rotor, do controlador do barramento CC, do filtro das potências medidas e da extração de referência de seqüência negativa usando o filtro de Kalman.

Para fins de facilidade de implementação e redução de erros, foi feita uma redução da ordem do controlador  $K(s)$ . Discretizando a função de transferência resultante da redução de ordem de  $K(s)$  em um período de amostragem de  $T_s = 1/6000s$ , a função  $K(z)$  resultante tem a seguinte forma:

$$K(z) = \frac{\beta_0 z^6 + \beta_1 z^5 + \beta_2 z^4 + \beta_3 z^3 + \beta_4 z^2 + \beta_5 z + \beta_6}{z^6 + \alpha_1 z^5 + \alpha_2 z^4 + \alpha_3 z^3 + \alpha_4 z^2 + \alpha_5 z + \alpha_6} \quad (4.2)$$

cujos coeficientes são dados na tabela abaixo:

Para a malha de controle do barramento CC, deve-se tomar cuidado para evitar a singularidade na divisão por  $\|i_s\|^2$ , pois quando a corrente estatórica for nula não é possível manter o controle da tensão do barramento. A referência de potência ativa depende da velocidade da turbina e vem do algoritmo de máxima extração de potência. Para fins de simplificação, a referência de potência reativa é nula para a operação com velocidade variável. As simulações apresentadas aqui levam em consideração o atraso de

Tabela 3: Parâmetros usados nas simulações.

Controlador de correntes rotóricas	
$\omega_b$	700 rad/s
$\zeta$	1
$k_p^i$	1.66371686946007
$k_i^i$	234.5723577733923
Controlador de potências estatóricas	
$\omega_{PQ}$	4.666666
$k_p^{PQ}$	6.707757232494863e-6
$k_i^{PQ}$	0.00469543006275
Controlador do barramento CC	
C	20mF
$\omega_{nCC}$	4.6666666 rad/s
$\zeta_{cc}$	0.70710678118655
$k_p^{CC}$	0.1414
$k_i^{CC}$	1
$B_w^{PQ}$	10 rad/s
$\zeta_{PQ}$	1
Controlador de tensões série	
$k_c$	0.9
$a_1$	1.2760961386177923e+4
$a_2$	2.4436013107618816e+7
$a_3$	5.913289044140279e+10
$a_4$	4.346745612809234e+12
$a_5$	8.144570821318278e+15
$a_6$	1.21117501120639264e+17
$a_7$	2.3898325750576484e+16
$b_0$	0
$b_1$	4.5960503525192604e+2
$b_2$	5.267151929861768e+6
$b_3$	3.949370381820019e+9
$b_4$	1.7957580008535348e+13
$b_5$	-5.3269479776924756e+14
$b_6$	-1.9538784114171072e+16
$b_7$	-3.886305376600685e+15
Extração de referência de seqüência negativa	
$Q$	0.01 $I_{2 \times 2}$
$R$	0.001
$K_\omega$	0.5
$K_u$	20

Tabela 4: Coeficientes de  $K(z)$ .

Coeficientes do controlador $K(s)$ discretizado	
$\alpha_1$	-4.73450313428828
$\alpha_2$	9.13226231461875
$\alpha_3$	-9.06727752842254
$\alpha_4$	4.75578221313739
$\alpha_5$	-1.16583080113934
$\alpha_6$	0.07956799114006
$\beta_0$	0.03440817297479
$\beta_1$	-0.10122957788140
$\beta_2$	0.07106457693672
$\beta_3$	0.05916402908382
$\beta_4$	-0.10207296994052
$\beta_5$	0.04206546301068
$\beta_6$	-0.00339986575787

transporte. No entanto, não é usada a modulação Space Vector PWM e é aplicada a tensão equivalente média no período de amostragem.

A seguir, resultados de simulação para os diferentes modos de operação, tanto em regime permanente quanto em regime transitório.

### 4.3 Simulações dinâmicas

Inicialmente, serão apresentadas simulações dinâmicas envolvendo o controle do conversor série do lado da rede e do conversor do lado do rotor. A seguir, serão apresentados resultados de simulação para a unidade geradora completa, de forma a mostrar a eliminação das oscilações no conjugado eletromagnético da máquina através da compensação do desequilíbrio de tensão no ponto de conexão.

#### 4.3.1 Comportamento dinâmico do conversor do lado do rotor

Nesta seção serão apresentadas simulações que mostram o comportamento do conversor do lado do rotor do gerador duplamente alimentado. Durante o sincronismo, a metodologia proposta não difere da configuração convencional com conversor paralelo, que consiste no controle em malha fechada das correntes rotóricas. Porém, é necessário que o capacitor do barramento CC seja pré-carregado. Nestas simulações será possível

verificar o efeito da velocidade no acoplamento das correntes rotóricas e será apresentada uma maneira de contornar o problema do acoplamento durante o sincronismo.

Como apresentado em (MÜLLER; DEIKE; DONKER, 2002), o acoplamento das correntes para diferentes velocidades rotóricas pode ser visto na Figura 30. São mostrados resultados para 0.1 p.u. de variação na velocidade rotórica na faixa de 0.7 a 1.3 p.u.

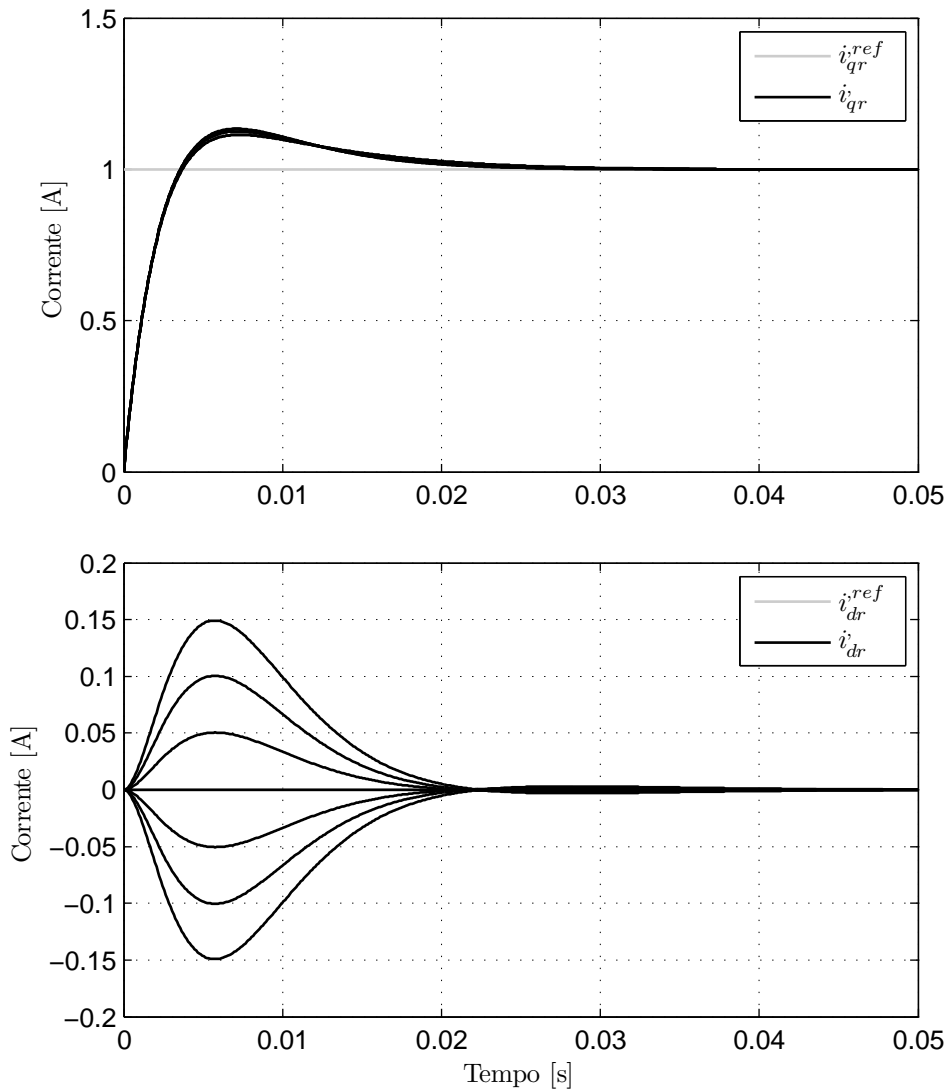


Figura 30: Resposta ao degrau na corrente  $i'_{qr}$  para diferentes velocidades rotóricas.

Para contornar este problema durante o sincronismo, é proposta a adição de uma parcela de compensação nas tensões rotóricas  $v'_{qr}$  e  $v'_{dr}$  de tal forma que o acoplamento seja eliminado para qualquer velocidade rotórica. As parcelas de desacoplamento durante o sincronismo da máquina são dadas por:

$$v_{qr}^{des} = L_{eq}(\omega_e - \omega_r)i'_{dr} \quad (4.3)$$

$$v_{dr}^{des} = -L_{eq}(\omega_e - \omega_r)i'_{qr} \quad (4.4)$$

A Figura 31 apresenta as correntes rotóricas e as tensões estatóricas para a velocidade de 0.71 p.u., mostrando que o sincronismo é rápido e que a parcela de desacoplamento no controle das correntes  $i'_{dr}$  e  $i'_{qr}$  funciona de maneira satisfatória.

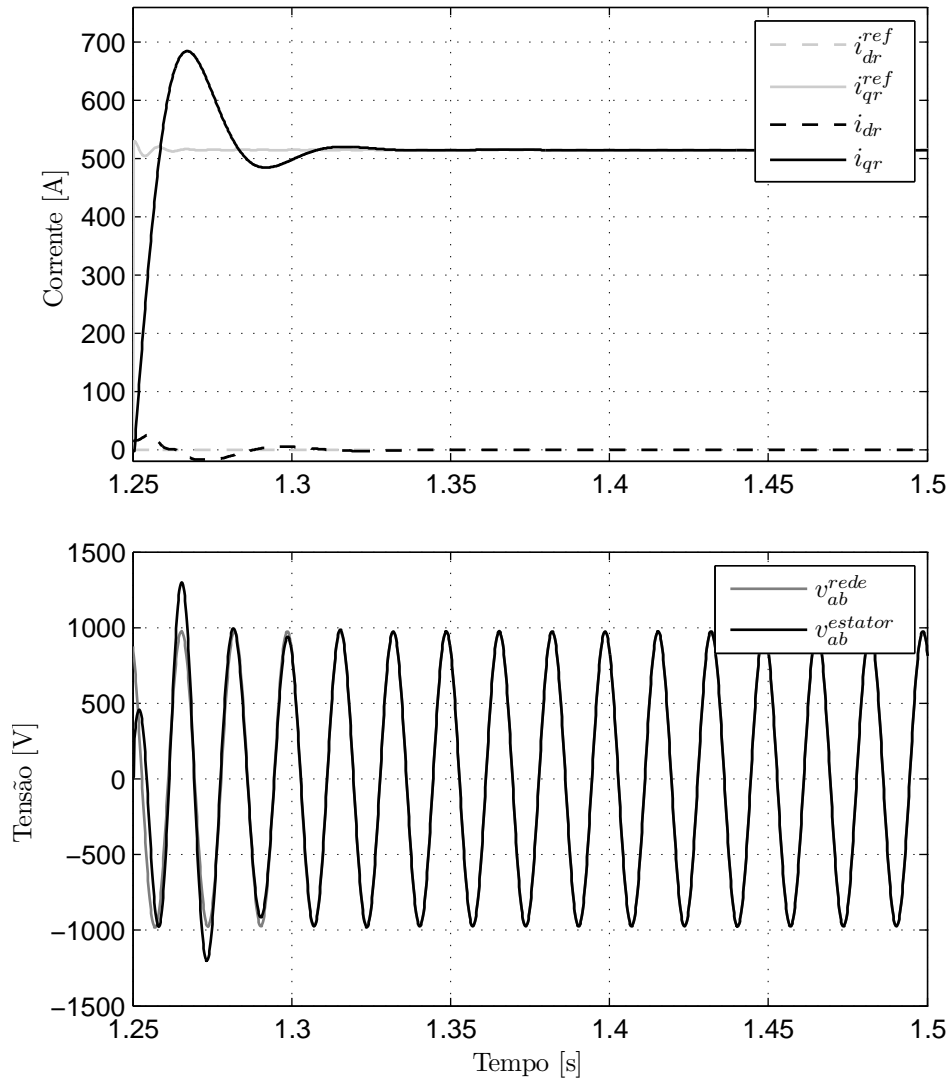


Figura 31: Resposta transitória do conversor do lado do rotor durante sincronismo.

### 4.3.2 Comportamento dinâmico do conversor do lado da rede

Nesta seção serão apresentadas simulações que mostram o desempenho do conversor série para o rastreamento da referência de tensão e para a rejeição ao distúrbio de corrente.

Na Figura 32 é mostrada a simulação considerando o caso monofásico equivalente,



desacoplado em coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$ .

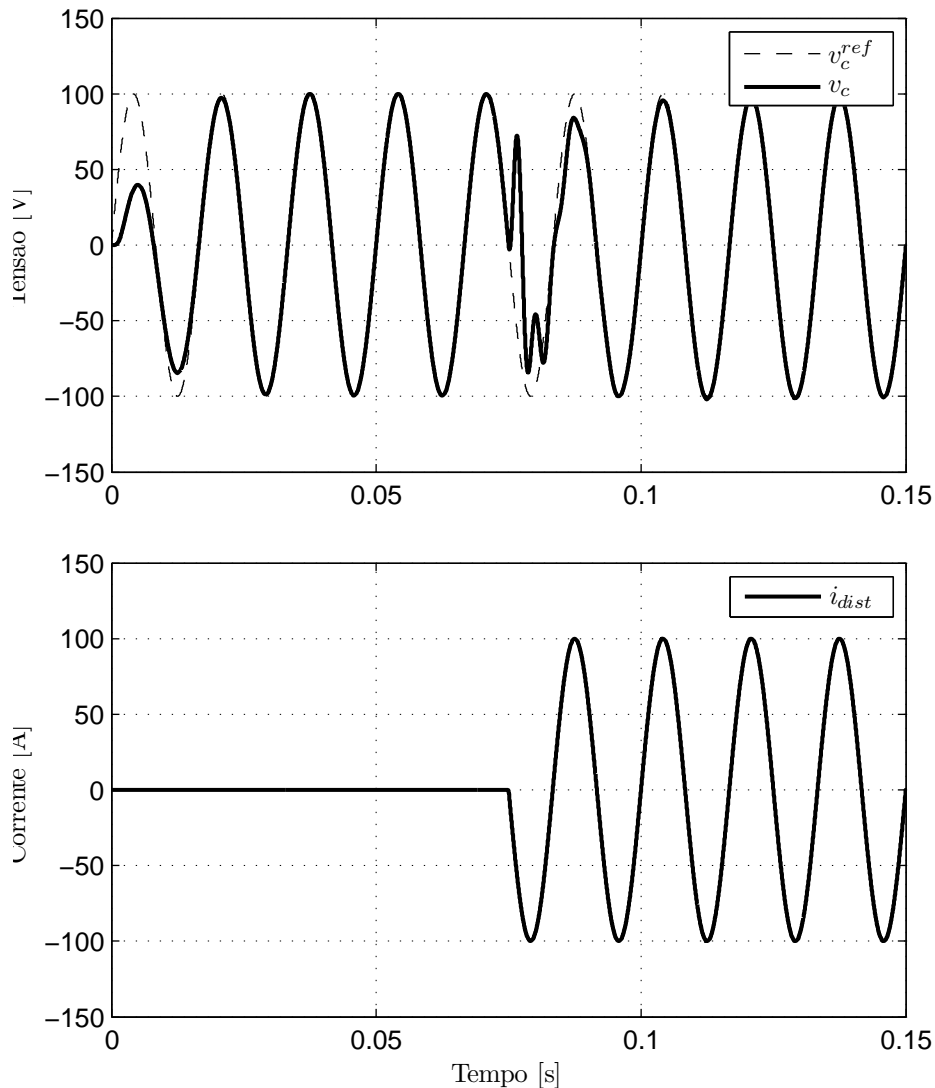


Figura 32: Resposta transitória do conversor série (modelo monofásico equivalente).

Na Figura 33 é mostrada a simulação considerando o caso trifásico completo, em coordenadas  $abc$ .

Pode-ser perceber que o controlador  $K(s)$  projetado tem um rápido desempenho transitório para rastreamento da referência de tensão e que também apresenta uma rápida e eficiente rejeição ao distúrbio de corrente.

### 4.3.3 Comportamento dinâmico do conjunto gerador

Os resultados de simulação a seguir têm como objetivo mostrar o desempenho transitório dos controladores no funcionamento do grupo gerador, que inclui a máquina, o conversor do lado do rotor e o conversor série do lado da rede. Ainda, a tensão no ponto

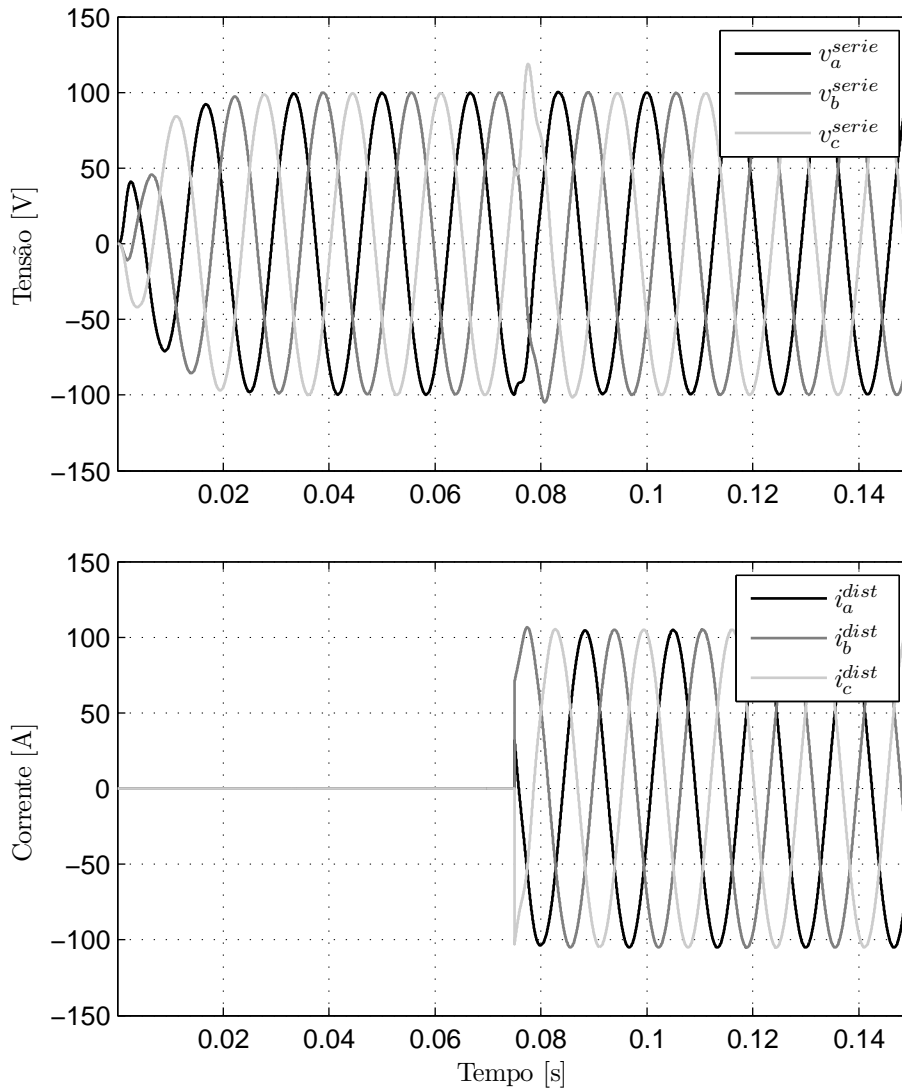


Figura 33: Resposta transitória do conversor série com conversor trifásico.

de conexão apresenta um desequilíbrio de 3%. Serão comparados os desempenhos para degraus nas referências de potência ativa e reativa para diferentes velocidades rotóricas, especialmente em três casos particulares: 0.7 p.u. (velocidade mínima), 1.0 p.u. (velocidade síncrona) e 1.3 p.u. (velocidade máxima da máquina). Todo o procedimento de sincronismo será executado, e assim que a chave de sincronização for fechada, será dado um degrau na referência de potência ativa. A seguir, serão aplicados degraus nas referências das potência reativa, tanto para reativos capacitivos quanto indutivos.

Nas Figuras 34, 35 e 36 é possível verificar uma rápida resposta transitória no controle das correntes injetadas no sistema, além de mostrar o controle do barramento CC operando de maneira adequada. A compensação do desequilíbrio permite que o conjugado eletromagnético na máquina seja livre de oscilações, principal objetivo deste trabalho. Indiferente da velocidade do gerador, a resposta transitória para degraus de potência ativa

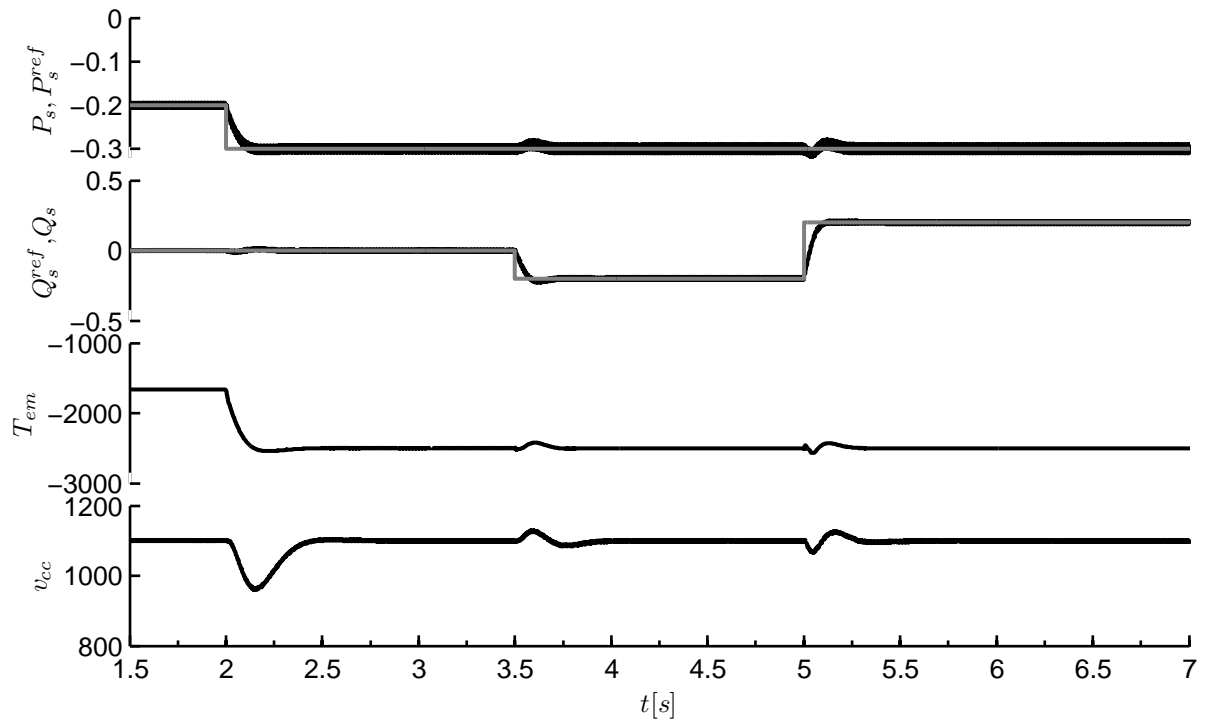


Figura 34: Degraus nas referências de potência ativa e reativa para velocidade rotórica de 0.71 p.u.

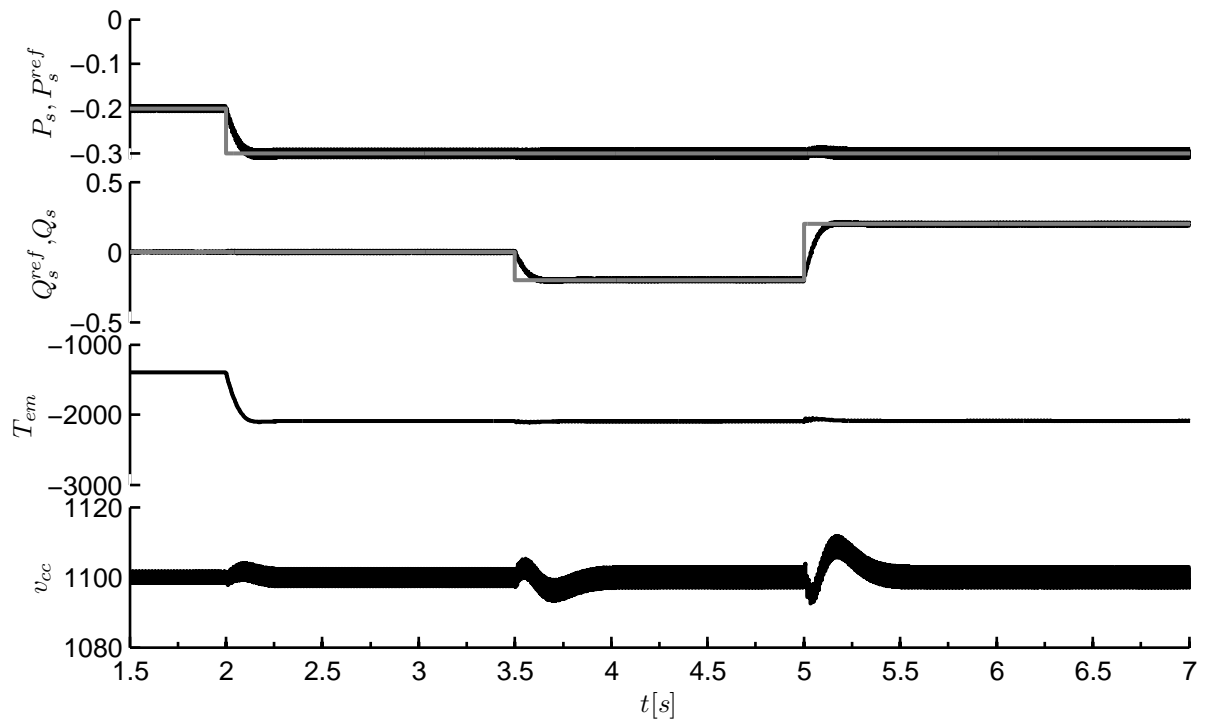


Figura 35: Degraus nas referências de potência ativa e reativa para velocidade rotórica de 1.0 p.u.

e reativa apresentou bons resultados.

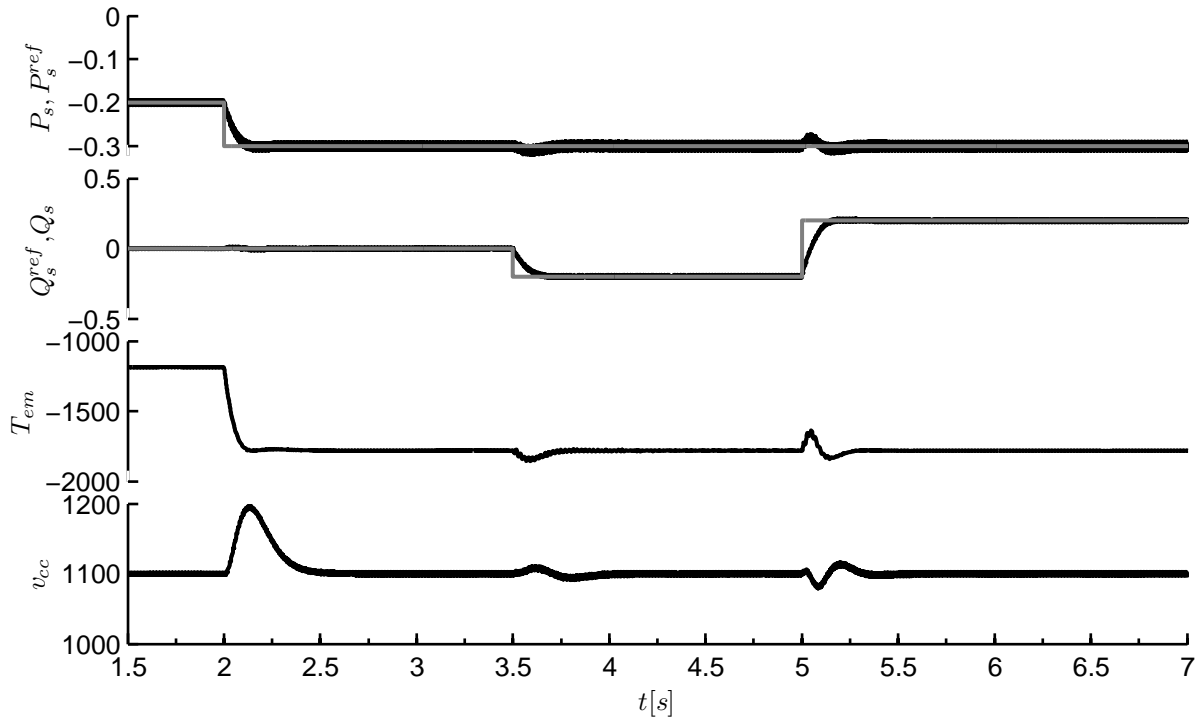


Figura 36: Degraus nas referências de potência ativa e reativa para velocidade rotórica de 1.3 p.u.

#### 4.3.4 Comportamento dinâmico com variação de velocidade da turbina

Os resultados que serão apresentados a seguir levam em conta a característica de máxima extração da potência da turbina. As tensões da rede também apresentam 3% de desequilíbrio. Serão apresentadas figuras mostrando regiões de operação em diferentes velocidades. A referência de potência reativa é definida como sendo zero.

Quando a velocidade rotórica for inferior 0.7 p.u., o gerador permanece desconectado. Assumindo que a velocidade rotórica aumente linearmente a partir do instante  $t = 1s$ , partindo de 0.7 p.u., e atinja a velocidade de 1.3 p.u. da velocidade síncrona no instante  $t = 16s$ . Quando a velocidade atingir 0.71 p.u., inicia a rotina de sincronismo do gerador. As referências das correntes rotóricas são definidas para o sincronismo apropriado e um malha de desacoplamento das correntes rotóricas é usada neste procedimento para evitar o aparecimento de modos lentos nas correntes rotóricas no referencial síncrono  $qd$ . Ainda nesta rotina, é injetada uma tensão de seqüência negativa para compensar o desequilíbrio de forma a sincronizar o gerador com tensões estatóricas equilibradas. Somente as malhas internas de corrente são habilitadas neste processo e a referência de tensão série é composta somente pela parcela de compensação de seqüência negativa.

Após 0.33s do início da rotina de sincronização, as correntes rotóricas atingiram a

referência e ocorre o fechamento da chave de sincronismo. A partir desse instante, são habilitadas as malhas de controle das potências ativa e reativa no PCC e também é habilitada a malha de controle do barramento CC. Para que o controle do barramento CC seja possível, é necessário que circule uma corrente no estator da máquina. Isso é possível se a referência de potência ativa ou reativa não for nula. Conforme a velocidade rotórica aumenta, a referência de potência ativa varia. Esta característica é dada pela curva de máxima potência da turbina, descrita com detalhes anteriormente.

As Figuras 37 e 38 mostram toda a faixa de variação de velocidade do gerador, desde o sincronismo até a limitação da potência entregue no ponto de conexão. A diferença entre as figuras mencionadas é que a Figura 37 foi obtida com a compensação da seqüência negativa da tensão da rede e a Figura 38 mostra o efeito caso essa parcela não seja compensada.

A Figura 39 mostra a operação em regime permanente para a velocidade de 1.3 p.u., da velocidade síncrona. Aqui, é feita a comparação entre os dois métodos, com e sem compensação de seqüência negativa. Percebe-se que um pequeno desequilíbrio faz surgir uma grande oscilação no conjugado da máquina. Percebe-se também que as correntes rotóricas apresentam oscilação de 120Hz no referencial  $qd$ .

Na Figura 40, são visualizadas as correntes rotóricas quando a velocidade rotórica cruza pela velocidade síncrona. Enquanto na estratégia sem compensação de seqüência negativa as correntes apresentam oscilação, no caso compensado as correntes tem um bom comportamento, o que permite conjugado livre de oscilações.

Pode-se perceber que conjugado eletromagnético da máquina não apresenta oscilações no dobro da freqüência da rede. Isso é possível devido ao equilíbrio das tensões estatóricas. Ainda, o controle do barramento CC é possível em toda a faixa de velocidade de operação do gerador. No entanto, se a parcela de compensação do desequilíbrio não é habilitada, a qualidade da energia no ponto de conexão fica prejudicada e o conjugado da máquina apresenta oscilações indesejadas.

A dinâmica do barramento CC também é apresentada. Considerando inicialmente o barramento na sua tensão nominal, pode-se perceber o comportamento de queda da tensão do barramento durante o sincronismo, podendo ser regulado somente quando circula uma corrente no estator da máquina. O controlador então atua de forma a controlar a tensão no valor de referência de 1100V.

Sem a compensação do desequilíbrio, as correntes estatóricas e por conseqüência as correntes rotóricas apresentam uma componente de 120Hz. Visto que os controladores

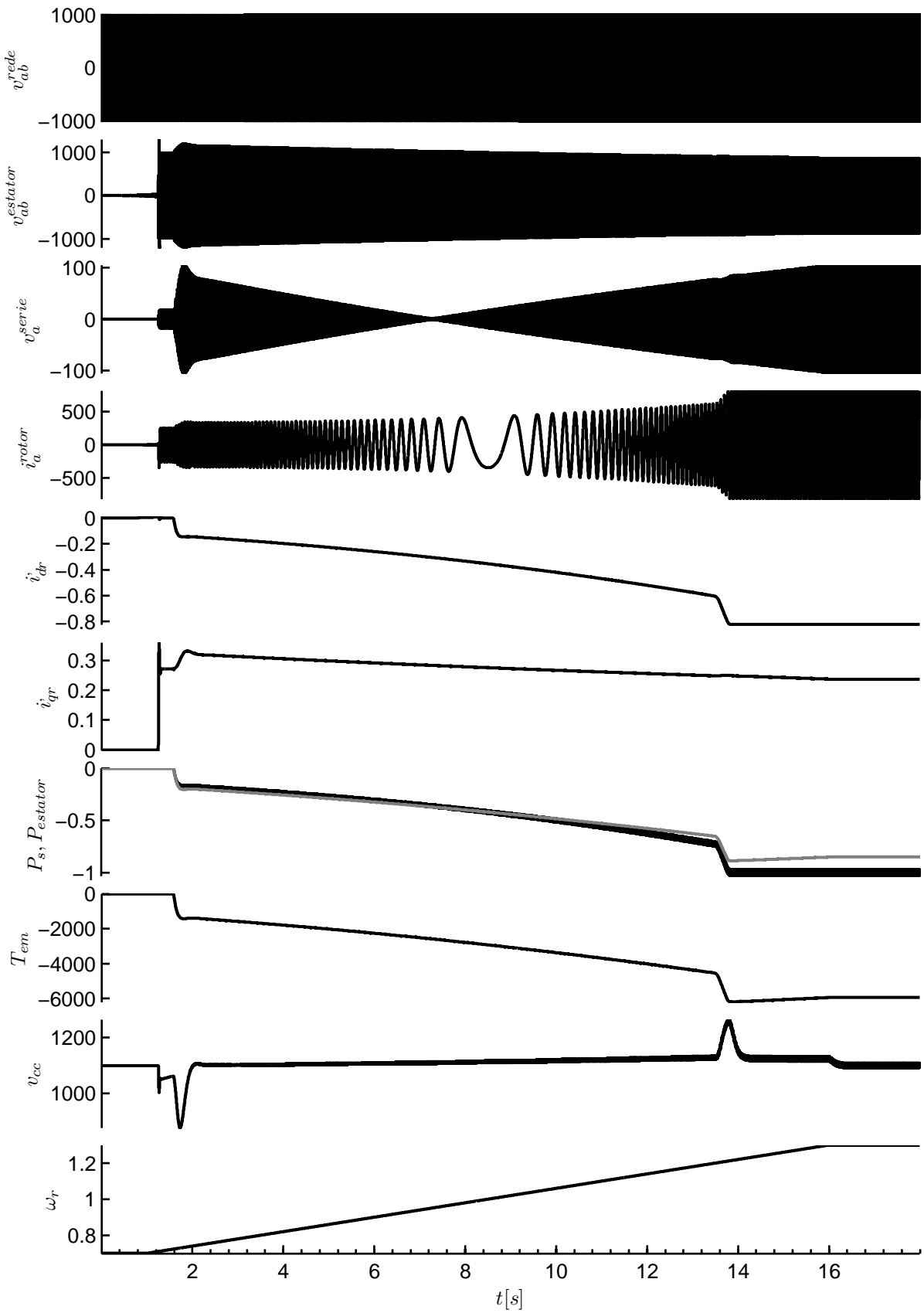


Figura 37: Operação do gerador para variação de velocidade e com a parcela de compensação do desequilíbrio.

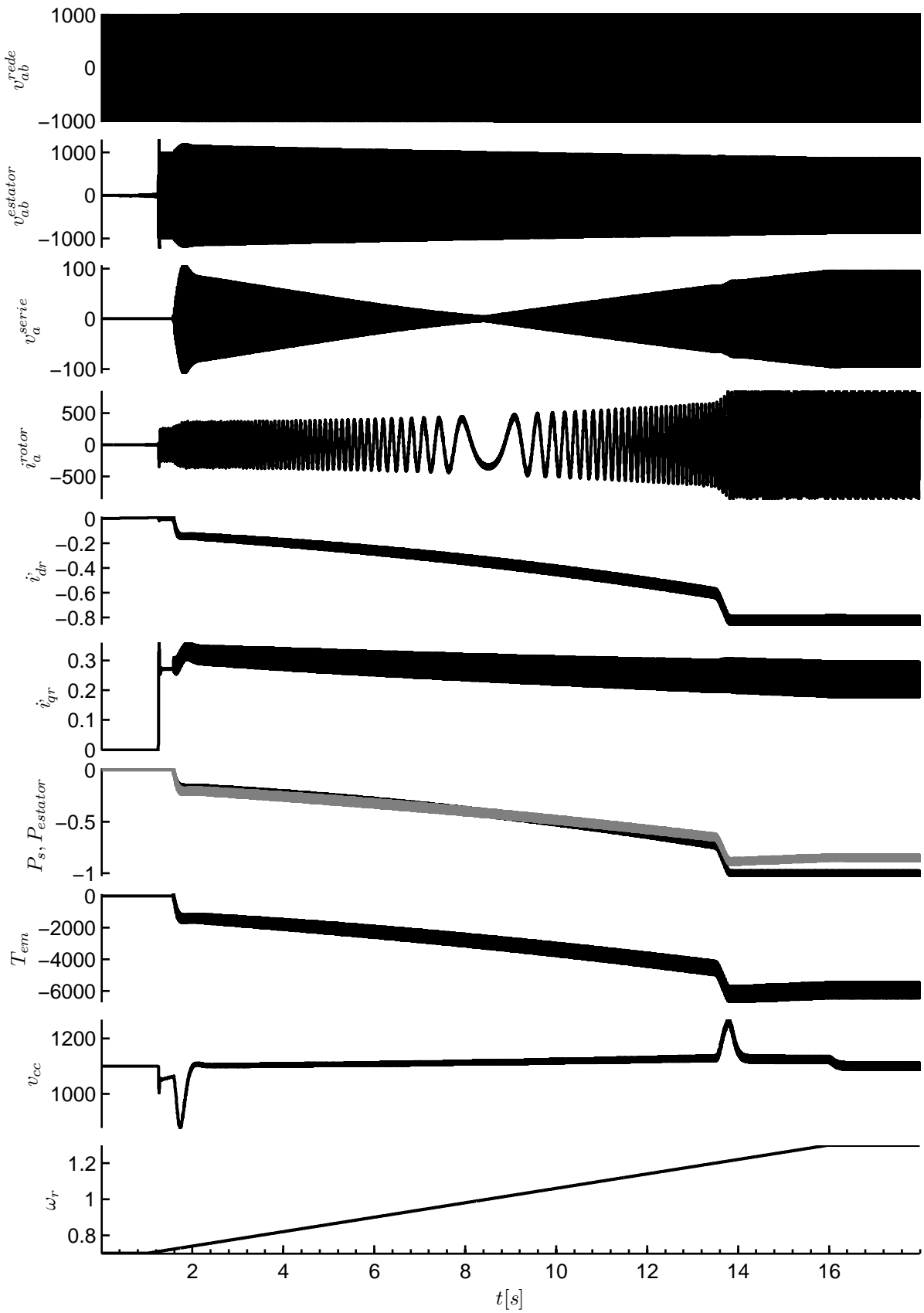


Figura 38: Operação do gerador para variação de velocidade e sem a parcela de compensação do desequilíbrio.

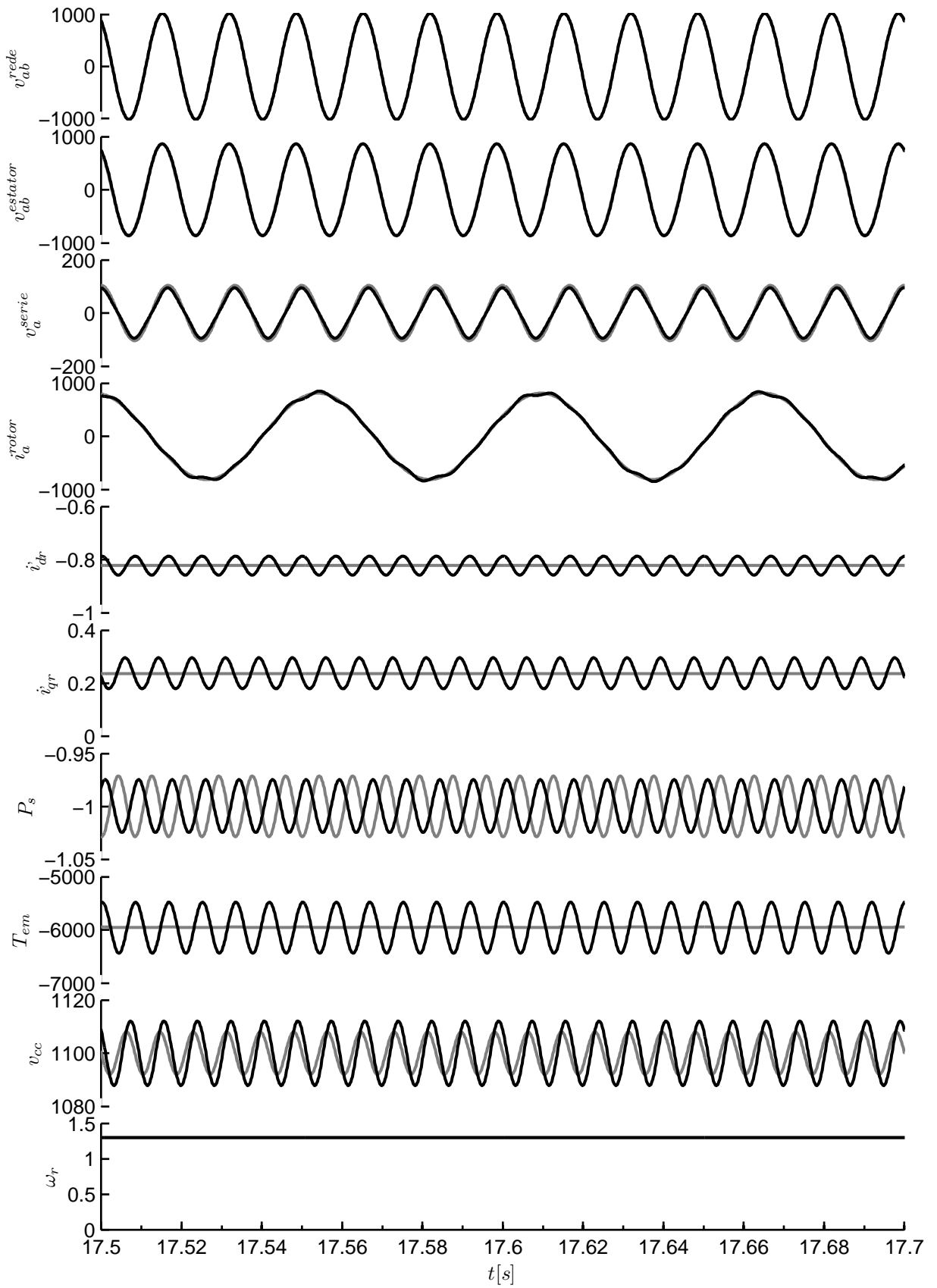


Figura 39: Operação do gerador em velocidade sobre-síncrona.



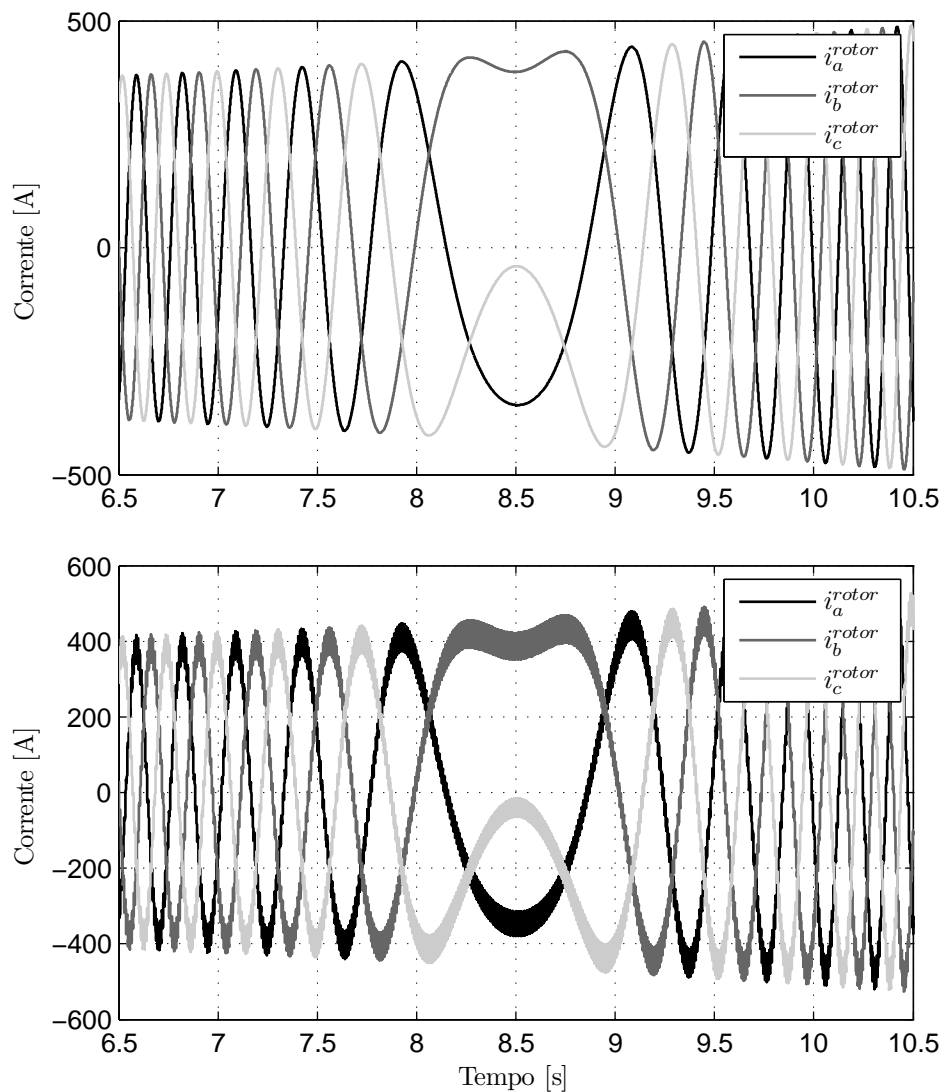


Figura 40: Correntes rotóricas no cruzamento pela velocidade síncrona com e sem a parcela de compensação do desequilíbrio.

*PI* das correntes rotóricas não conseguem rejeitar o distúrbio, isso se propaga por todo o sistema, prejudicando o funcionamento do conjunto e inclusive do conversor do lado da rede. Isso acontece porque a referência de tensão série para controle do barramento CC depende das correntes estatóricas. Caso a tensão série seja distorcida, o efeito aparece na orientação dos controladores rotóricas, propagando o problema.

Como o gerador não controla a tensão no PCC através da injeção de reativos (referência de potência reativa nula), a amplitude da tensão sobe conforme a potência gerada aumenta.

## 4.4 Operação próximo à potência ativa zero e com suprimento de reativos

Para atender normas cada vez mais restritivas de operação de geração distribuída, os geradores eólicos precisam fornecer suporte de reativos para controle de tensão bem como permanecer conectados por tempos determinados durante faltas. Nas simulações que serão apresentadas a seguir, será demonstrada a capacidade da topologia proposta de operar em toda a região de potências  $PQ$  determinada pela Figura 29, conforme (THE GRID CODE, 2008).

Outro fator importante nesta topologia é a operação com potência ativa gerada próximo a zero. Visto que o controle do barramento CC depende da circulação de uma corrente no estator, pode ser possível a operação do conjunto absorvendo uma pequena parcela de potência ativa da rede, necessária somente para suprir as perdas nos conversores e na máquina. Ainda, a potência ativa gerada depende da velocidade da turbina mas a potência reativa não é restringida pela velocidade e sim pelo dimensionamento dos conversores. A proposta é que a potência ativa estatórica de referência seja nula, mas deixando a liberdade na referência de potência reativa, pois assim circulará uma corrente no estator e o barramento CC pode ser controlado. Isso é o que pode ocorrer para condições de ventos fracos, mas que se queira que a turbina permaneça conectada.

As Figuras 41 e 42 apresenta o caso para uma velocidade rotórica de 0.7 p.u. e com injeção de reativos indutivos e capacitivos, respectivamente.

O procedimento de partida é igual ao das simulações anteriores. A diferença está nas referências de potência ativa e reativa. Quando a máquina é sincronizada e a conexão com a rede fechada, a referência de potência ativa estatórica é nula e a referência de potência reativa estatórica é definida como sendo 5% da potência nominal da turbina, tanto capacitiva quanto indutiva.

Percebe-se claramente que o controle do barramento CC é possível e que a potência ativa injetada pela máquina é nula. Ainda, a parcela de potência necessária para compensar as perdas na máquina e nos conversores vem da rede e por isso tem sinal positivo (sinal positivo de potência ativa significa potência vindo da rede).

As respostas a afundamentos de tensão e faltas assimétricas não são apresentadas por exigirem a atuação das proteções dos conversores e injeção de reativos, assunto que não é do escopo desta dissertação.

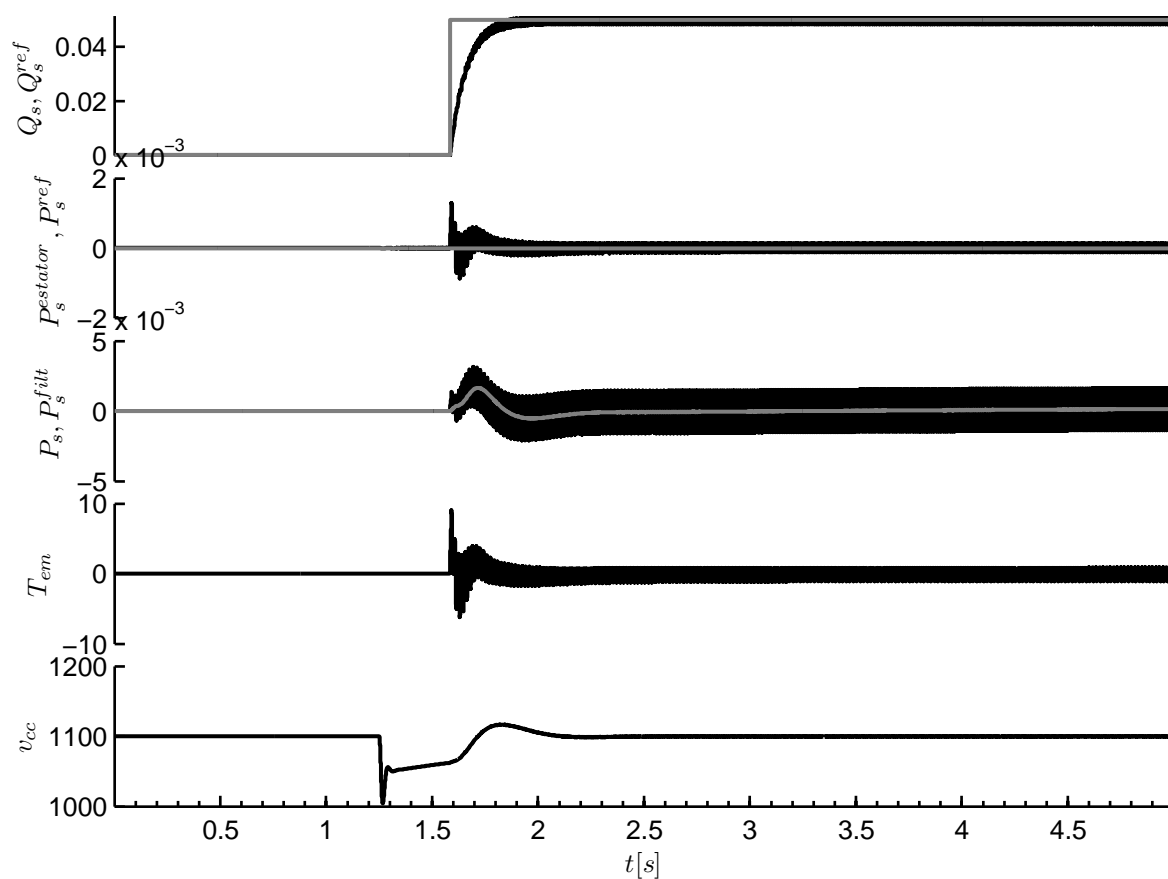


Figura 41: Operação do sistema com geração de potência ativa nula para a velocidade de 0.7 p.u. e potência reativa indutiva de 5%.

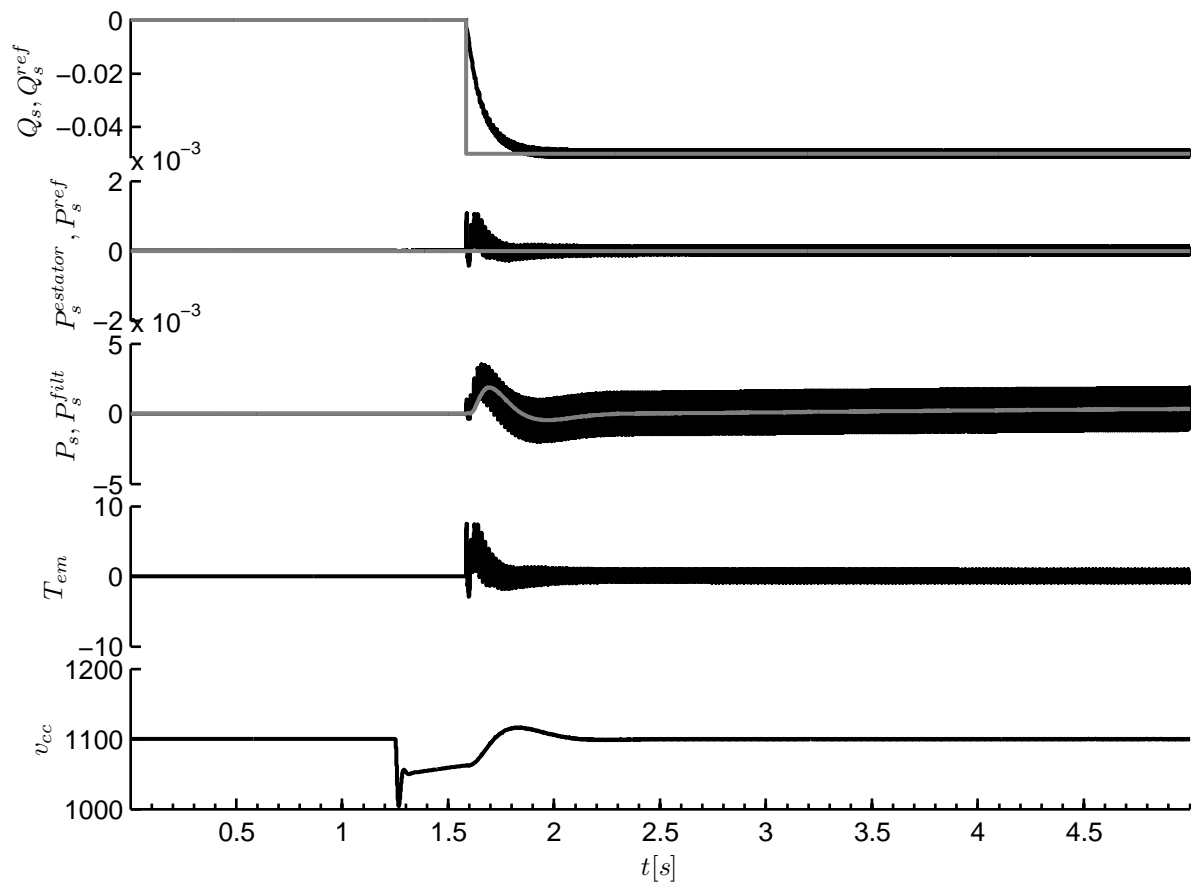


Figura 42: Operação do sistema com geração de potência ativa nula para a velocidade de 0.7 p.u. e potência reativa capacitiva de 5%.

## 5 *ANÁLISE DE CONTROLABILIDADE E ESTABILIDADE*

Neste capítulo será demonstrada a estabilidade e a controlabilidade de geradores duplamente alimentados com conversores série do lado da rede. Para tal análise, um modelo não-linear completo incluindo a máquina trifásica, os conversores e o barramento CC, bem como os diferentes controladores propostos, é descrito e a seguinte metodologia é adotada:

- Modelagem da máquina trifásica duplamente alimentada;
- Inclusão dos controladores das correntes rotóricas e potências ativa e reativa;
- Modelagem e controle do conversor série;
- Modelagem da malha de controle da tensão do barramento CC;
- Análise da controlabilidade do sistema;
- Análise da estabilidade do sistema a partir dos autovalores da matriz Jacobiana em diferentes pontos de operação de potência ativa, reativa e velocidade de rotação do gerador;
- Simulação do sistema não-linear no Matlab;
- Simulação do sistema linearizado e comparação com o sistema não-linear.

Na seção seguinte será apresentada a modelagem matemática da máquina duplamente alimentada.

## 5.1 Modelo da máquina trifásica

O modelo da máquina trifásica é apresentado com detalhes na Seção 2.4. É possível escrever as equações da máquina na forma matricial da seguinte maneira:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i'_{qr} \\ i'_{dr} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_2} & -\omega - X_3\omega_r & \frac{r'_r}{L_3} & -X_2\omega_r \\ \omega + X_3\omega_r & -\frac{r_s}{L_2} & X_2\omega_r & \frac{r'_r}{L_3} \\ \frac{r_s}{L_3} & X_1\omega_r & -\frac{r'_r}{L_1} & \omega_r - \omega + X_3\omega_r \\ -X_1\omega_r & \frac{r_s}{L_3} & \omega - \omega_r - X_3\omega_r & -\frac{r'_r}{L_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i'_{qr} \\ i'_{dr} \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{1}{L_2} & 0 & -\frac{1}{L_3} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_2} & 0 & -\frac{1}{L_3} \\ -\frac{1}{L_3} & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_3} & 0 & \frac{1}{L_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v'_{qr} \\ v'_{dr} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.1)$$

onde:

$$L_1 = \frac{L_{ls}M + L'_{lr}M + L'_{lr}L_{ls}}{L_{ls} + M}$$

$$L_2 = \frac{L_{ls}M + L'_{lr}M + L'_{lr}L_{ls}}{L'_{lr} + M}$$

$$L_3 = \frac{L_{ls}M + L'_{lr}M + L'_{lr}L_{ls}}{M}$$

$$X_1 = \frac{M(L_{ls} + M)}{L_{ls}M + L'_{lr}M + L'_{lr}L_{ls}}$$

$$X_2 = \frac{M(L'_{lr} + M)}{L_{ls}M + L'_{lr}M + L'_{lr}L_{ls}}$$

$$X_3 = \frac{M^2}{L_{ls}M + L'_{lr}M + L'_{lr}L_{ls}}$$

Feita a modelagem da máquina trifásica, será apresentado a seguir o projeto dos

controladores das correntes rotóricas de eixo direto e quadratura e dos controladores de potência ativa e reativa a fim de controlar as potências no ponto de conexão do gerador.

## 5.2 Modelagem dos controladores do conversor do lado do rotor

A escolha da orientação do referencial síncrono  $qd$  é no referencial do vetor das tensões estatóricas, como apresentado na Seção 2.4.1. Ainda, os controladores do conversor do lado do rotor, que têm o objetivo de controlar as correntes rotóricas e as potências ativa e reativa no ponto de conexão, são controladores  $PI$ . O objetivo aqui é obter as equações diferenciais que governam o comportamento da máquina trifásica e os controladores.

Da forma como foi feita a orientação, a componente de tensão estatórica no eixo de quadratura é zero ( $v_{qs} = 0$ ) e a componente de eixo direto é negativa, com amplitude igual a:

$$v_{ds} = -\sqrt{v_{\alpha s}^2 + v_{\beta s}^2} \quad (5.2)$$

Ainda, o fluxo estatórico no eixo de quadratura é positivo ( $\lambda_{qs} > 0$ ) e o fluxo de eixo direto, devido à baixa resistência estatórica, é aproximadamente zero ( $\lambda_{ds} \approx 0$ ).

Devido à orientação adotada, tem-se:

- Tensão estatórica de eixo de quadratura igual a zero;

$$v_{qs} = 0$$

- A tensão de quadratura da rede é igual à tensão de quadratura série;

$$v_{qrede} = v_{qserie}$$

- A tensão de eixo direto da rede é igual à soma das tensões de eixo direto série e do estator;

$$v_{drede} = v_{dserie} + v_{ds}$$

- Ainda, a amplitude da tensão da rede é assumida constante.

$$V_n = \sqrt{v_{qrede}^2 + v_{drede}^2}$$

Desta forma:

$$v_{ds} = -\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} - v_{dserie}$$

$$v_{drede} = -\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2}$$

As potências ativa e reativa medidas no ponto de conexão são as seguintes:

$$P = \frac{3}{2} \left( (v_{ds} + v_{dserie})i_{ds} + (v_{qs} + v_{qserie})i_{qs} \right)$$

$$Q = \frac{3}{2} \left( (v_{ds} + v_{dserie})i_{qs} - (v_{qs} + v_{qserie})i_{ds} \right)$$

que resultam em:

$$P = \frac{3}{2} \left( -\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} i_{ds} + v_{qserie} i_{qs} \right) \quad (5.3)$$

$$Q = \frac{3}{2} \left( -\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} i_{qs} - v_{qserie} i_{ds} \right) \quad (5.4)$$

Do controlador proporcional-integral de potência ativa:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} x_P = P_{ref} - P \\ i_{dr}^{ref} = k_i^P x_P + k_p^P (P_{ref} - P) \end{cases} \quad (5.5)$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} x_P = P_{ref} - \frac{3}{2} \left( -\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} i_{ds} + v_{qserie} i_{qs} \right) \\ i_{dr}^{ref} = k_i^P x_P + k_p^P \left( P_{ref} - \frac{3}{2} \left( -\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} i_{ds} + v_{qserie} i_{qs} \right) \right) \end{cases} \quad (5.6)$$

Do controlador proporcional-integral de potência reativa:



$$\begin{cases} \frac{d}{dt}x_Q = Q_{ref} - Q \\ i_{qr}^{ref} = k_i^Q x_Q + k_p^Q (Q_{ref} - Q) \end{cases} \quad (5.7)$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}x_Q = Q_{ref} - \frac{3}{2} \left( -\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} i_{qs} - v_{qserie} i_{ds} \right) \\ i_{qr}^{ref} = k_i^Q x_Q + k_p^Q \left( Q_{ref} - \frac{3}{2} \left( -\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} i_{qs} - v_{qserie} i_{ds} \right) \right) \end{cases} \quad (5.8)$$

Para os controladores de corrente, tem-se que:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}x_{id} = i_{dr}^{ref} - i'_{dr} \\ v'_{dr} = k_i^{id} x_{id} + k_p^{id} (i_{dr}^{ref} - i'_{dr}) \end{cases} \quad (5.9)$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}x_{iq} = i_{qr}^{ref} - i'_{qr} \\ v'_{qr} = k_i^{iq} x_{iq} + k_p^{iq} (i_{qr}^{ref} - i'_{qr}) \end{cases} \quad (5.10)$$

As tensões rotóricas são resultado das malhas de controle das correntes rotóricas e das potências ativa e reativa. Dessa forma substituindo-se  $i_{dr}^{ref}$  e  $i_{qr}^{ref}$  de (5.6) e (5.8) em (5.9) e (5.10), respectivamente, tem-se que as tensões rotóricas são:

$$v'_{dr} = k_i^{id} x_{id} + k_p^{id} \left( k_i^P x_P + k_p^P \left( P_{ref} - \frac{3}{2} \left( -\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} i_{ds} - v_{qserie} i_{qs} \right) \right) - i'_{dr} \right) \quad (5.11)$$

$$v'_{qr} = k_i^{iq} x_{iq} + k_p^{iq} \left( k_i^Q x_Q + k_p^Q \left( Q_{ref} - \frac{3}{2} \left( -\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} i_{qs} - v_{qserie} i_{ds} \right) \right) - i'_{qr} \right) \quad (5.12)$$

### 5.3 Modelagem e controle do conversor do lado da rede

As funções principais do conversor do lado da rede são controlar o barramento CC e o desequilíbrio de tensão no estator do gerador. Para o estudo da estabilidade e controlabilidade será considerada que a função do conversor série é controlar a tensão do barramento CC, uma vez que a rede é assumida ser equilibrada.

Considere a configuração da Figura 17, mostrando o conversor do lado da rede e a conexão dos transformadores de acoplamento. O circuito equivalente em coordenadas síncronas  $qd$  e o diagrama de blocos do servo usado para controle das tensões série são apresentados nas Figuras 43 e 44.

O sistema de equações diferenciais lineares em coordenadas  $qd$  que descreve o comportamento do circuito é o seguinte:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qconv} \\ i_{dconv} \\ v_{qserie} \\ v_{dserie} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & -\omega & -\frac{1}{3L_f} & 0 \\ \omega & 0 & 0 & -\frac{1}{3L_f} \\ \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & -\omega \\ 0 & \frac{1}{C_f} & \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qconv} \\ i_{dconv} \\ v_{qserie} \\ v_{dserie} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{3L_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{3L_f} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{qserie} \\ u_{dserie} \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.13)$$

A proposta é fazer uma retroação de estados com um servo de forma a alocar os pólos do conversor série conforme definição do projetista, como apresentado em (CHEN, 1984). Note que o controlador do tipo servo em eixos síncronos foi considerado, pois a análise da estabilidade do sistema completo é facilitada uma vez que os dois conversores, a máquina e os diferentes controladores estão representados em um mesmo referencial.

A planta do conversor série em malha fechada incluindo os estados adicionais dos integradores é o seguinte:

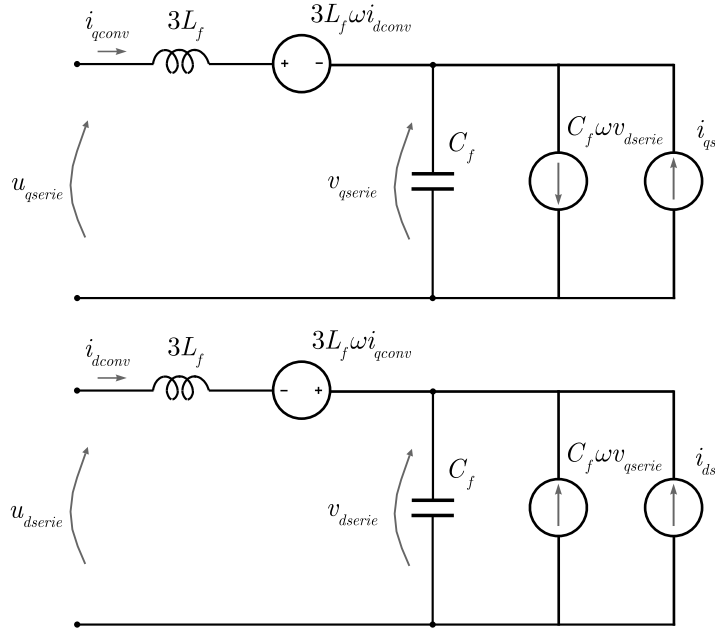
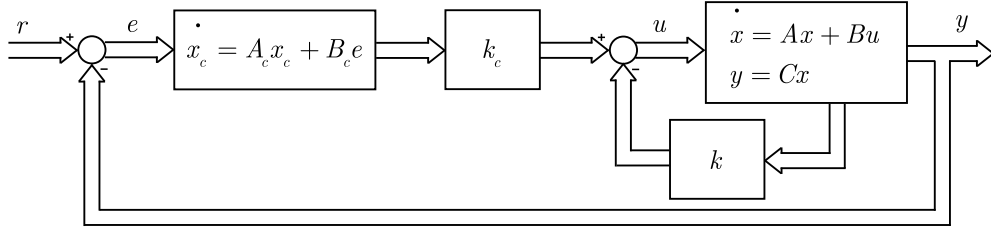

 Figura 43: Circuito equivalente do conversor série em coordenadas  $qd$ .


Figura 44: Diagrama de blocos do controlador de tensão série.

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qconv} \\ i_{dconv} \\ v_{qserie} \\ v_{dserie} \\ x_{qservo} \\ x_{dservo} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{k_{11}}{3L_f} & -\omega + \frac{k_{12}}{3L_f} & \frac{k_{13}-1}{3L_f} & \frac{k_{14}}{3L_f} & \frac{k_{15}}{3L_f} & \frac{k_{16}}{3L_f} \\ \omega + \frac{k_{21}}{3L_f} & \frac{k_{22}}{3L_f} & \frac{k_{23}}{3L_f} & \frac{k_{24}-1}{3L_f} & \frac{k_{25}}{3L_f} & \frac{k_{26}}{3L_f} \\ \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & -\omega & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & \omega & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qconv} \\ i_{dconv} \\ v_{qserie} \\ v_{dserie} \\ x_{qservo} \\ x_{dservo} \end{bmatrix} + \\
 &+ \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qserie}^{ref} \\ v_{dserie}^{ref} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{5.14}$$

Para o controle da tensão do barramento CC será adotado um controlador do tipo  $PI$ , ou seja:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}x_{cc} = v_{cc}^{ref2} - v_{cc}^2 \\ P_{serie}^{ref} = k_i^{cc}x_{cc} + k_p^{cc}(v_{cc}^{ref2} - v_{cc}^2) \end{cases} \quad (5.15)$$

Ainda, com o objetivo de linearizar a malha de controle da tensão do barramento CC, as tensões série de referência são dadas por:

$$v_{dserie}^{ref} = \frac{P_{serie}^{ref}}{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} i_{ds}$$

$$v_{qserie}^{ref} = \frac{P_{serie}^{ref}}{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} i_{qs}$$

A partir das equações dinâmicas derivadas têm-se que as tensões série são:

$$v_{dserie}^{ref} = \frac{i_{ds}}{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} k_i^{cc} x_{cc} + \frac{i_{ds}}{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} k_p^{cc} v_{cc}^{ref2} - \frac{i_{ds}}{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} k_p^{cc} v_{cc}^2 \quad (5.16)$$

$$v_{qserie}^{ref} = \frac{i_{qs}}{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} k_i^{cc} x_{cc} + \frac{i_{qs}}{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} k_p^{cc} v_{cc}^{ref2} - \frac{i_{qs}}{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} k_p^{cc} v_{cc}^2 \quad (5.17)$$

A dinâmica da tensão do capacitor depende das correntes dos conversores do lado do rotor e do conversor série da seguinte maneira:

$$C \frac{d}{dt} v_{cc} = i_{cc}^{serie} - i_{cc}^{rotor} \quad (5.18)$$

onde:

$$i_{cc}^{serie} = \frac{v_{dserie}}{v_{cc}} i_{ds} + \frac{v_{qserie}}{v_{cc}} i_{qs} \quad (5.19)$$

$$i_{cc}^{rotor} = \frac{v'_{dr}}{v_{cc}} i'_{dr} + \frac{v'_{qr}}{v_{cc}} i'_{qr} \quad (5.20)$$

Assim, foram obtidas as equações dinâmicas que descrevem o comportamento do sistema do gerador duplamente alimentado com compensador série do lado da rede onde

o ponto de operação deste é definido pelas referências de potência ativa ( $P_{ref}$ ), potência reativa ( $Q_{ref}$ ), amplitude de tensão da rede ( $V_n$ ) e a referência do quadrado da tensão do barramento CC ( $v_{cc}^{ref2}$ ), e pela velocidade de rotação do gerador.

A seguir, será apresentado o estudo da estabilidade do sistema incluindo os controladores propostos.

## 5.4 Análise da estabilidade do sistema de malha fechada

Consideremos um sistema de equações diferenciais ordinárias da forma:

$$\dot{x} = f(x, u) \quad (5.21)$$

Aqui,  $x$  é um vetor de estados do sistema dinâmico de dimensão  $n$ . Dado o valor do estado  $x(t_0) = x_0$  no tempo inicial  $t_0$ , o problema de interesse prático é encontrar uma ação de controle  $u(\cdot) \in U$  (onde  $U$  é um conjunto de funções pré-definidas) que transfere os estados da condição inicial para um dado valor final  $x(t_f) = x_f$  em um dado tempo final  $t_f$  (GERSHWIN; JACOBSON, Feb. 1971).

O caso onde (5.21) é um sistema linear

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (5.22)$$

onde  $A$  e  $B$  são matrizes variantes no tempo, foi estudado por Kalman (KALMAN, 1960) (KALMAN; HO; NARENDRA, 1962) e a controlabilidade foi definida.

**Definição 1** *Um estado  $x_0$  é dito controlável no instante  $t_0$  se existir uma ação de controle  $u(\cdot)$  dependendo de  $x_0$  e  $t_0$  e definida sobre um intervalo fechado e finito  $[t_0, t_f]$  tal que  $x(t_f) = 0$ . Se isso é verdade para todo estado  $x_0$ , então é possível dizer que o sistema é completamente controlável no instante  $t_0$ .*

Lee e Markus (LEE; MARKUS, 1961) (LEE; MARKUS, 1967) aplicaram o conceito de controlabilidade para sistemas não-lineares autônomos. Se o sistema (5.21) é suficientemente suave próximo da origem,<sup>1</sup> então (5.21) se comporta como (5.22) na vizinhança da

<sup>1</sup>O ponto  $x_0$  é assumido 0 por questão de conveniência. Se  $x_f \neq 0$ , define-se  $y = x - x_f$ , que possui condições de contorno  $y(t_0) = x_0 - x_f$  e  $y(t_f) = 0$  e é governado pelo sistema de equações diferenciais  $\dot{y} = f(y + x_f, u, t)$ .

origem, onde

$$\begin{aligned} A &= \frac{\partial f}{\partial x}(0,0) \\ B &= \frac{\partial f}{\partial u}(0,0) \end{aligned} \quad (5.23)$$

Então, de acordo com a Definição 1, o sistema (5.21) é controlável se, para alguma ação de controle  $\tilde{u}(x)$ , o sistema

$$\dot{x} = f(x, \tilde{u}(x)) = g(x) \quad (5.24)$$

é assintoticamente estável e o sistema (5.22) é completamente controlável no instante  $t_0$ . Com este conceito de controlabilidade, o objetivo é encontrar condições tais que o sistema (5.24) seja estável e definir a apropriada lei de controle  $\tilde{u}(x)$  que o estabiliza.

#### 5.4.1 Modelagem do sistema completo

A seguir será apresentada a modelagem completa do sistema, incluindo os controladores em malha fechada. Estas são as equações dinâmicas que governam o sistema com gerador duplamente alimentado e compensação série. As funções não-lineares que descrevem o comportamento pode ser descrita da seguinte forma:

$$\dot{x} = f(x, u) \quad (5.25)$$

onde  $f$  é definida como:

$$f = [f_1, \dots, f_{16}]^T \quad (5.26)$$

Os estados são definidos a seguir:

$$x = [i, x_c, x_{serie}, v_{cc}]^T \quad (5.27)$$

As correntes do estator e do rotor são

$$i = [i_{qs}, i_{qr}, i'_{qr}, i'_{dr}]^T \quad (5.28)$$

, os estados internos dos controladores são

$$x_c = [x_Q, x_P, x_{iq}, x_{id}, x_{cc}]^T \quad (5.29)$$

, os estados do conversor série e do servo são

$$x_{serie} = [i_{qconv}, i_{dconv}, v_{qserie}, v_{dserie}, x_{qservo}, x_{dservo}]^T \quad (5.30)$$

e a tensão do capacitor é  $v_{cc}$ .

As entradas do sistema é dada por:

$$u = [r, w]^T \quad (5.31)$$

onde as referências são

$$r = [P_{ref}, Q_{ref}, v_{cc}^{ref}]^T \quad (5.32)$$

e as entradas exógenas são:

$$w = [\omega_r, V_n]^T \quad (5.33)$$

## 5.4.2 Equações que descrevem o sistema em malha fechada

De maneira sintetizada, seguem abaixo as equações diferenciais que descrevem o sistema em malha fechada.

**Para a função  $f_1$ , relacionada ao estado  $i_{qs}$ :**

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_{qs} = & -\frac{r_s}{L_2} i_{qs} - (\omega + X_3 \omega_r) i_{ds} + \frac{r'_r}{L_3} i'_{qr} - X_2 \omega_r i'_{dr} - \frac{1}{L_3} \left[ k_i^{iq} x_{iq} + k_p^{iq} \left( k_i^Q x_Q + \right. \right. \\ & \left. \left. + k_p^Q \left( Q_{ref} - \frac{3}{2} \left( -\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} i_{qs} - v_{qserie} i_{ds} \right) \right) - i'_{qr} \right) \right] \end{aligned} \quad (5.34)$$

Para a função  $f_2$ , relacionada ao estado  $i_{ds}$ :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}i_{ds} = & (\omega + X_3\omega_r)i_{qs} - \frac{r_s}{L_2}i_{ds} + X_2\omega_r i'_{qr} + \frac{r'_r}{L_3}i'_{dr} + \frac{1}{L_2} \left( -\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} - v_{dserie} \right) - \\ & - \frac{1}{L_3} \left[ k_i^{id} x_{id} + k_p^{id} \left( k_i^P x_P + k_p^P \left( P_{ref} - \frac{3}{2} \left( -\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} i_{ds} + v_{qserie} i_{qs} \right) \right) - \right. \right. \\ & \left. \left. - i'_{dr} \right) \right] \end{aligned} \quad (5.35)$$

Para a função  $f_3$ , relacionada ao estado  $i'_{qr}$ :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}i'_{qr} = & \frac{r_s}{L_3}i_{qs} + X_1\omega_r i_{ds} - \frac{r'_r}{L_1}i'_{qr} + (\omega_r - \omega + X_3\omega_r)i'_{dr} + \frac{1}{L_1} \left[ k_i^{iq} x_{iq} + k_p^{iq} \left( k_i^Q x_Q + \right. \right. \\ & \left. \left. + k_p^Q \left( Q_{ref} - \frac{3}{2} \left( -\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} i_{qs} - v_{qserie} i_{ds} \right) \right) - i'_{qr} \right) \right] \end{aligned} \quad (5.36)$$

Para a função  $f_4$ , relacionada ao estado  $i'_{dr}$ :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}i'_{dr} = & -X_1\omega_r i_{qs} + \frac{r_s}{L_3}i_{ds} + (\omega - \omega_r - X_3\omega_r)i'_{qr} - \frac{r'_r}{L_1}i'_{dr} - \frac{1}{L_3} \left( -\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} - v_{dserie} \right) + \\ & + \frac{1}{L_1} \left[ k_i^{id} x_{id} + k_p^{id} \left( k_i^P x_P + k_p^P \left( P_{ref} - \frac{3}{2} \left( -\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} i_{ds} + v_{qserie} i_{qs} \right) \right) - \right. \right. \\ & \left. \left. - i'_{dr} \right) \right] \end{aligned} \quad (5.37)$$

Para a função  $f_5$ , relacionada ao estado  $x_Q$ :

$$\frac{d}{dt}x_Q = Q_{ref} - \frac{3}{2} \left( -\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} i_{qs} - v_{qserie} i_{ds} \right) \quad (5.38)$$

Para a função  $f_6$ , relacionada ao estado  $x_P$ :

$$\frac{d}{dt}x_P = P_{ref} - \frac{3}{2} \left( -\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} i_{ds} + v_{qserie} i_{qs} \right) \quad (5.39)$$



Para a função  $f_7$ , relacionada ao estado  $x_{iq}$ :

$$\frac{d}{dt}x_{iq} = k_i^Q x_Q + k_p^Q \left( Q_{ref} - \frac{3}{2} \left( -\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} i_{qs} - v_{qserie} i_{ds} \right) \right) - i'_{qr} \quad (5.40)$$

Para a função  $f_8$ , relacionada ao estado  $x_{id}$ :

$$\frac{d}{dt}x_{id} = k_i^P x_P + k_p^P \left( P_{ref} - \frac{3}{2} \left( -\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} i_{ds} + v_{qserie} i_{qs} \right) \right) - i'_{dr} \quad (5.41)$$

Para a função  $f_9$ , relacionada ao estado  $x_{cc}$ :

$$\frac{d}{dt}x_{cc} = v_{ccref}^2 - v_{cc}^2 \quad (5.42)$$

Para a função  $f_{10}$ , relacionada ao estado  $i_{qconv}$ :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}i_{qconv} = & \frac{k_{11}}{3L_f} i_{qconv} + \left( -\omega + \frac{k_{12}}{3L_f} \right) i_{dconv} + \frac{(k_{13} - 1)}{3L_f} v_{qserie} + \frac{k_{14}}{3L_f} v_{dserie} + \frac{k_{15}}{3L_f} x_{qservo} + \\ & + \frac{k_{16}}{3L_f} x_{dservo} \end{aligned} \quad (5.43)$$

Para a função  $f_{11}$ , relacionada ao estado  $i_{dconv}$ :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}i_{dconv} = & \left( \omega + \frac{k_{21}}{3L_f} \right) i_{qconv} + \frac{k_{22}}{3L_f} i_{dconv} + \frac{k_{23}}{3L_f} v_{qserie} + \frac{(k_{24} - 1)}{3L_f} v_{dserie} + \frac{k_{25}}{3L_f} x_{qservo} + \\ & + \frac{k_{26}}{3L_f} x_{dservo} \end{aligned} \quad (5.44)$$

Para a função  $f_{12}$ , relacionada ao estado  $v_{qserie}$ :

$$\frac{d}{dt}v_{qserie} = \frac{1}{C_f} i_{qconv} - \omega v_{dserie} + \frac{1}{C_f} i_{qs} \quad (5.45)$$

Para a função  $f_{13}$ , relacionada ao estado  $v_{dserie}$ :

$$\frac{d}{dt}v_{dserie} = \frac{1}{C_f} i_{dconv} + \omega v_{qserie} + \frac{1}{C_f} i_{ds} \quad (5.46)$$

Para a função  $f_{14}$ , relacionada ao estado  $x_{qservo}$ :

$$\frac{d}{dt}x_{qservo} = \frac{i_{qs}}{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \left[ k_i^{cc} x_{cc} + k_p^{cc} \left( v_{ccref}^2 - v_{cc}^2 \right) \right] - v_{qserie} \quad (5.47)$$

Para a função  $f_{15}$ , relacionada ao estado  $x_{dservo}$ :

$$\frac{d}{dt}x_{dservo} = \frac{i_{ds}}{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \left[ k_i^{cc} x_{cc} + k_p^{cc} \left( v_{ccref}^2 - v_{cc}^2 \right) \right] - v_{dserie} \quad (5.48)$$

Para a função  $f_{16}$ , relacionada ao estado  $v_{cc}$ :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}v_{cc} = -\frac{3}{2} \frac{1}{v_{cc}C} \left\{ \right. & \left( k_{11}i_{qconv} + k_{12}i_{dconv} + k_{13}v_{qserie} + k_{14}v_{dserie} + k_{15}x_{qservo} + \right. \\ & \left. + k_{16}x_{dservo} \right) i_{qconv} + \left( k_{21}i_{qconv} + k_{22}i_{dconv} + k_{23}v_{qserie} + k_{24}v_{dserie} + k_{25}x_{qservo} + \right. \\ & \left. + k_{26}x_{dservo} \right) i_{dconv} + \left[ k_i^{id} x_{id} + k_p^{id} \left( k_i^P x_P + k_p^P \left( P_{ref} - \frac{3}{2} \left( -\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} i_{ds} + \right. \right. \right. \right. \\ & \left. \left. \left. + v_{qserie} i_{qs} \right) \right) - i'_{dr} \right] i'_{dr} + \left[ k_i^{iq} x_{iq} + k_p^{iq} \left( k_i^Q x_Q + k_p^Q \left( Q_{ref} - \frac{3}{2} \left( -\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} i_{qs} - \right. \right. \right. \right. \\ & \left. \left. \left. - v_{qserie} i_{ds} \right) \right) - i'_{qr} \right] i'_{qr} \left. \right\} \end{aligned} \quad (5.49)$$

### 5.4.3 Cálculo da matriz Jacobiana

Para a linearização do sistema de malha fechada em torno de um ponto de equilíbrio, é necessário o cálculo da matriz Jacobiana. As derivadas parciais das funções apresentadas anteriormente em função dos estados são as apresentadas abaixo.

As derivadas parciais das funções com relação aos estados são apresentadas no Apêndice C.

### 5.4.4 Obtenção da matriz B do sistema linearizado

Para a obtenção do modelo linear equivalente em torno do ponto de equilíbrio, é necessário o cálculo de  $\frac{\partial f}{\partial u}$ . Estas são as derivadas parciais das equações em função das entradas do sistema.

As derivadas parciais das funções com relação às entradas (referências) também são apresentadas no Apêndice C.

## 5.5 Análise da controlabilidade do sistema em malha aberta

Inicialmente, será feita a análise dos pontos de equilíbrio do sistema em malha fechada e a seguir serão analisados os autovalores da Jacobiana em cada um destes pontos de equilíbrio. Assim, além de se obter as características estáticas do *DFIG* com compensação série, é possível se fazer a análise de estabilidade local.

### 5.5.1 Pontos de equilíbrio

Inicialmente, dados os parâmetros da máquina trifásica, do conversor série e os ganhos dos controladores e, a partir da definição das referências de potência ativa, reativa, tensão da rede e tensão do barramento CC, é possível obter a solução do sistema em malha fechada tal que:

$$\dot{x} = f(x, u, t) = 0 \quad (5.50)$$

Para o cálculo dos pontos de equilíbrio, foram utilizados os parâmetros da máquina trifásica, conversor série e controladores apresentados nas Tabelas 7 e 6.

As referências utilizadas são as seguintes:

- Referência de potência ativa no ponto de conexão ( $P_{ref}$ ): definida pelo algoritmo de máxima extração de potência.
- Referência de potência reativa no ponto de conexão ( $Q_{ref}$ ): definida como zero para fins de simplificação.
- Amplitude da tensão da rede ( $V_n$ ): definida pelo ponto de conexão do gerador.
- Referência da tensão ao quadrado do barramento CC ( $v_{cc}^{ref2}$ ): definida de tal forma que os conversores de potência operem na região sem saturação da lei de controle.

Tabela 5: Parâmetros da máquina trifásica e dos controladores do conversor do lado do rotor.

Parâmetros da máquina trifásica	
$P_n$	2.27MVA
$V_{rms,l-l}$	690V
$I_n$	1900A
$r_s$	0.0022 $\Omega$
$r'_r$	0.0018 $\Omega$
$L_{ls}$	0.12mH
$L'_{lr}$	0.05mH
$M$	2.9mH
Controlador de correntes rotóricas	
$k_p^{id}$	1.18836919247148
$k_i^{id}$	119.6797743741797
$k_p^{iq}$	1.18836919247148
$k_i^{iq}$	119.6797743741797
Controlador de potências estatóricas	
$k_p^P$	8.215291269037921e-6
$k_i^P$	0.00410764563452
$k_p^Q$	8.215291269037921e-6
$k_i^Q$	0.00410764563452

Tabela 6: Parâmetros do conversor série e dos controladores de tensão.

Capacitor e controlador do barramento CC	
C	20mF
$k_p^{cc}$	0.0707
$k_i^{cc}$	0.25
Controlador de tensões série	
$k_{11}$	-0.04215069294348
$k_{12}$	0.04497823529077
$k_{13}$	0.98772751388848
$k_{14}$	0.15148662076595
$k_{15}$	7.42746095205054
$k_{16}$	-7.69106572358313
$k_{21}$	-0.03090473294002
$k_{22}$	-0.04728212346335
$k_{23}$	-0.09826684757077
$k_{24}$	0.92797332156710
$k_{25}$	-3.67057927921682
$k_{26}$	11.56938763634139

As Figura 12 apresenta os pontos de equilíbrio do sistema para variação de velocidade rotórica de 0.7 a 1.3 p.u. da velocidade síncrona.

Algumas afirmações que podem ser feitas com base na Figura 12 são:

- Para velocidade abaixo da velocidade síncrona a tensão estatórica é maior que a tensão da rede no ponto de conexão.
- Em virtude do aumento da tensão estatórica, aumenta também a exigência de reativos para magnetização é maior em baixas velocidades.
- Por outro lado, em velocidades acima da velocidade síncrona, ocorre o contrário. A tensão estatórica é menor e por conseqüência a magnetização também é menor.
- A máxima potência de operação ocorre quando a velocidade rotórica atinge 1.2 p.u. da velocidade síncrona. Após isso, ocorre limitação da potência.

### 5.5.2 Verificação da controlabilidade do sistema de malha aberta

Para a análise da controlabilidade do sistema, serão abertas as malhas de controle da tensão do barramento CC e de controle das potências ativa e reativa. No entanto, serão mantidas as malhas de controle das tensões série e das correntes rotóricas.

Dado o sistema em malha aberta:

$$\dot{x}_{ma} = f^{ma}(x_{ma}, u_{ma}) \quad (5.51)$$

onde  $f^{ma}$  é definida como:

$$f^{ma} = [f_1^{ma}, \dots, f_{13}^{ma}]^T \quad (5.52)$$

Os estados são definidos a seguir:

$$x = [i, x_c^{ma}, x_{serie}, v_{cc}]^T \quad (5.53)$$

Os estados internos dos controladores são

$$x_c^{ma} = [x_{id}, x_{iq}]^T \quad (5.54)$$

, e os demais estados são como definidos anteriormente. As entradas do sistema são dadas por:

$$u^{ma} = [r^{ma}, w]^T \quad (5.55)$$

onde as referências são

$$r = [i_{qr}^{ref}, i_{dr}^{ref}, P_{serie}^{ref}]^T \quad (5.56)$$

e as entradas exógenas são:

$$w = [\omega_r, V_n]^T \quad (5.57)$$

Em malha aberta, as equações são as seguintes:

**Para a função  $f_1^{ma}$ , relacionada ao estado  $i_{qs}$ :**

$$\frac{d}{dt} i_{qs} = -\frac{r_s}{L_2} i_{qs} - (\omega + X_3 \omega_r) i_{ds} + \frac{r'_r}{L_3} i'_{qr} - X_2 \omega_r i'_{dr} - \frac{1}{L_3} \left[ k_i^{iq} x_{iq} + k_p^{iq} \left( i_{qr}^{ref} - i'_{qr} \right) \right] \quad (5.58)$$

**Para a função  $f_2^{ma}$ , relacionada ao estado  $i_{ds}$ :**

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_{ds} = & (\omega + X_3 \omega_r) i_{qs} - \frac{r_s}{L_2} i_{ds} + X_2 \omega_r i'_{qr} + \frac{r'_r}{L_3} i'_{dr} + \frac{1}{L_2} \left( -\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} - v_{dserie} \right) - \\ & - \frac{1}{L_3} \left[ k_i^{id} x_{id} + k_p^{id} \left( i_{dr}^{ref} - i'_{dr} \right) \right] \end{aligned} \quad (5.59)$$

**Para a função  $f_3^{ma}$ , relacionada ao estado  $i'_{qr}$ :**

$$\frac{d}{dt} i'_{qr} = \frac{r_s}{L_3} i_{qs} + X_1 \omega_r i_{ds} - \frac{r'_r}{L_1} i'_{qr} + (\omega_r - \omega + X_3 \omega_r) i'_{dr} + \frac{1}{L_1} \left[ k_i^{iq} x_{iq} + k_p^{iq} \left( i_{qr}^{ref} - i'_{qr} \right) \right] \quad (5.60)$$

**Para a função  $f_4^{ma}$ , relacionada ao estado  $i'_{dr}$ :**

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i'_{dr} = & -X_1 \omega_r i_{qs} + \frac{r_s}{L_3} i_{ds} + (\omega - \omega_r - X_3 \omega_r) i'_{qr} - \frac{r'_r}{L_1} i'_{dr} - \frac{1}{L_3} \left( -\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} - v_{dserie} \right) + \\ & + \frac{1}{L_3} \left[ k_i^{id} x_{id} + k_p^{id} \left( i_{dr}^{ref} - i'_{dr} \right) \right] \end{aligned} \quad (5.61)$$

Para a função  $f_5^{ma}$ , relacionada ao estado  $x_{iq}$ :

$$\frac{d}{dt}x_{iq} = i_{qr}^{ref} - i'_{qr} \quad (5.62)$$

Para a função  $f_6^{ma}$ , relacionada ao estado  $x_{id}$ :

$$\frac{d}{dt}x_{id} = i_{dr}^{ref} - i'_{dr} \quad (5.63)$$

Para a função  $f_7^{ma}$ , relacionada ao estado  $i_{qconv}$ :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}i_{qconv} = & \frac{k_{11}}{3L_f}i_{qconv} + \left(-\omega + \frac{k_{12}}{3L_f}\right)i_{dconv} + \frac{(k_{13}-1)}{3L_f}v_{qserie} + \frac{k_{14}}{3L_f}v_{dserie} + \frac{k_{15}}{3L_f}x_{qservo} + \\ & + \frac{k_{16}}{3L_f}x_{dservo} \end{aligned} \quad (5.64)$$

Para a função  $f_8^{ma}$ , relacionada ao estado  $i_{dconv}$ :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}i_{dconv} = & \left(\omega + \frac{k_{21}}{3L_f}\right)i_{qconv} + \frac{k_{22}}{3L_f}i_{dconv} + \frac{k_{23}}{3L_f}v_{qserie} + \frac{(k_{24}-1)}{3L_f}v_{dserie} + \frac{k_{25}}{3L_f}x_{qservo} + \\ & + \frac{k_{26}}{3L_f}x_{dservo} \end{aligned} \quad (5.65)$$

Para a função  $f_9^{ma}$ , relacionada ao estado  $v_{qserie}$ :

$$\frac{d}{dt}v_{qserie} = \frac{1}{C_f}i_{qconv} - \omega v_{dserie} + \frac{1}{C_f}i_{qs} \quad (5.66)$$

Para a função  $f_{10}^{ma}$ , relacionada ao estado  $v_{dserie}$ :

$$\frac{d}{dt}v_{dserie} = \frac{1}{C_f}i_{dconv} + \omega v_{qserie} + \frac{1}{C_f}i_{ds} \quad (5.67)$$

Para a função  $f_{11}^{ma}$ , relacionada ao estado  $x_{qservo}$ :

$$\frac{d}{dt}x_{qservo} = P_{ref}^{serie} \frac{i_{qs}}{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} - v_{qserie} \quad (5.68)$$

Para a função  $f_{12}^{ma}$ , relacionada ao estado  $x_{dserve}$ :

$$\frac{d}{dt}x_{dserve} = P_{ref}^{serie} \frac{i_{ds}}{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} - v_{dserie} \quad (5.69)$$

Para a função  $f_{13}^{ma}$ , relacionada ao estado  $v_{cc}$ :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}v_{cc} = -\frac{3}{2} \frac{1}{v_{cc}C} \left\{ \right. & \left( k_{11}i_{qconv} + k_{12}i_{dconv} + k_{13}v_{qserie} + k_{14}v_{dserie} + k_{15}x_{qserve} + \right. \\ & \left. + k_{16}x_{dserve} \right) i_{qconv} + \left( k_{21}i_{qconv} + k_{22}i_{dconv} + k_{23}v_{qserie} + k_{24}v_{dserie} + k_{25}x_{qserve} + \right. \\ & \left. + k_{26}x_{dserve} \right) i_{dconv} + \left( i_{dr}^{ref} - i'_{dr} \right) i'_{dr} + \left( i_{qr}^{ref} - i'_{qr} \right) i'_{qr} \left. \right\} \end{aligned} \quad (5.70)$$

### 5.5.3 Obtenção da matriz B do sistema linearizado de malha aberta

Para a obtenção do modelo linearizado de malha aberta, deve-se calcular  $\frac{\partial f}{\partial u}$  em torno dos pontos de equilíbrio de malha fechada. Estas são as derivadas parciais das equações em função das entradas do sistema.

#### APENDICE C

Para sistemas lineares, a controlabilidade é verificada a partir da análise do par de matrizes  $(A, B)$ . A controlabilidade do sistema é assegurada se a matriz:

$$W = [B \ AB \ \dots \ A^{n-1}B] \quad (5.71)$$

tem posto igual a  $n$ .

Neste caso, as matrizes A e B são obtidas a partir da linearização do sistema em malha aberta em torno dos pontos de operação em malha fechada.

De acordo com a Definição 1, se existir uma ação de controle  $u$  que estabiliza o sistema não-linear em malha fechada, então pode-se afirmar que (5.51) é localmente controlável se (5.71) for de posto completo.



## 5.6 Comparação do modelo completo não-linear com o modelo linearizado

A seguir serão apresentados resultados de simulação dinâmica do sistema em questão. Serão comparados os resultados obtidos com o sistema não-linear completo e o sistema linearizado em torno de um ponto de equilíbrio.

Os resultados apresentados dizem respeito à um degrau na tensão de referência do barramento CC, que vai de 1100V a 1200V. São apresentados resultados de simulação para três casos distintos:  $\omega_r = 0.7$  p.u.,  $\omega_r = 1.0$  p.u. e  $\omega_r = 1.3$  p.u. da velocidade síncrona. As grandezas com superscrito “lin” se referem às simulações do sistema linearizado. O ponto de equilíbrio considerado para as simulações é obtido da análise estática apresentada anteriormente.

A partir das simulações a seguir, é possível verificar uma boa correspondência entre os resultados obtidos, o que permite dizer que o modelo linearizado representa satisfatoriamente o modelo não-linear completo.

Por outro lado, a Figura 51 mostra os autovalores do *DFIG* com compensação série para velocidades de 0.7 e 1.3 p.u. operando com fator de potência unitário. Pode-se observar que em toda a faixa de operação considerada os autovalores possuem parte real negativa, indicando um comportamento estável.

## 5.7 Limites de operação com geração mínima

Da mesma forma que a topologia com conversor paralelo do lado necessita de uma tensão no ponto de conexão para que seja possível o controle do barramento CC, a configuração com conversor série necessita de uma corrente circulando pelo estator da máquina. No entanto, existe um limite mínimo de corrente tal que o sistema seja estável.

Isso significa que existe um limite mínimo de potência ativa/reactiva gerada que permite a operação do sistema. Uma maneira de se verificar numericamente esse limite é considerar a região de geração mínima no plano P-Q e analisar para quais pontos de operação algum autovalor da matriz Jacobiana possui parte real positiva.

As Figuras 52, 53 e 54 apresentam em vermelho a região instável de operação do *DFIG* em malha fechada com os controladores descritos. Com relação à controlabilidade, pode-se afirmar que para a região em vermelho, esta não pode ser garantida, uma vez que a ação de controle  $u$  não estabiliza o sistema. Para todos os pontos em azul, cuja matriz

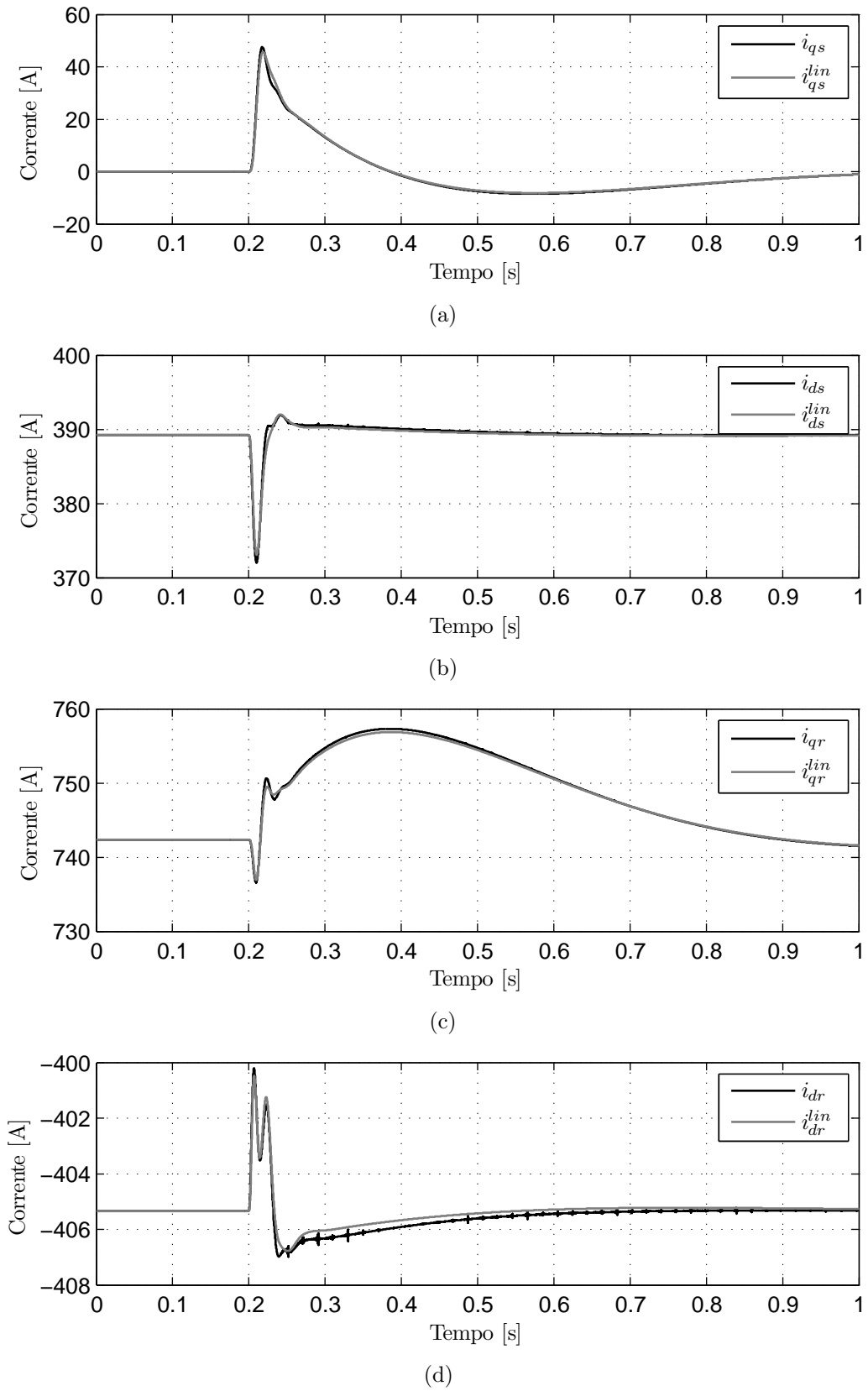
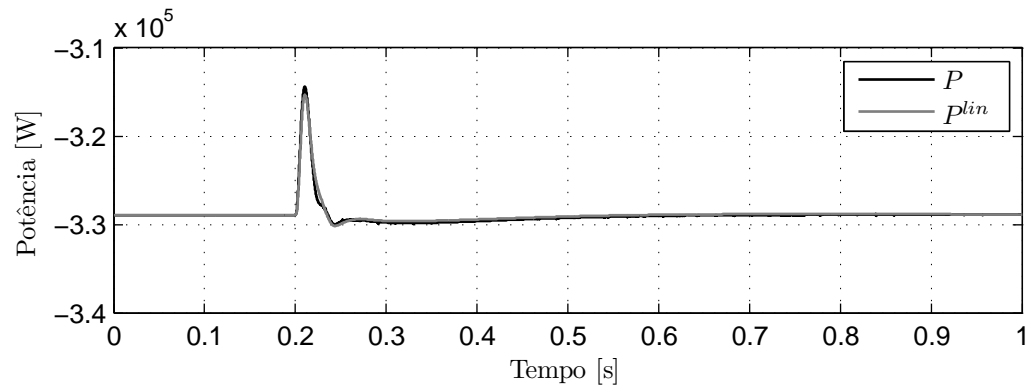
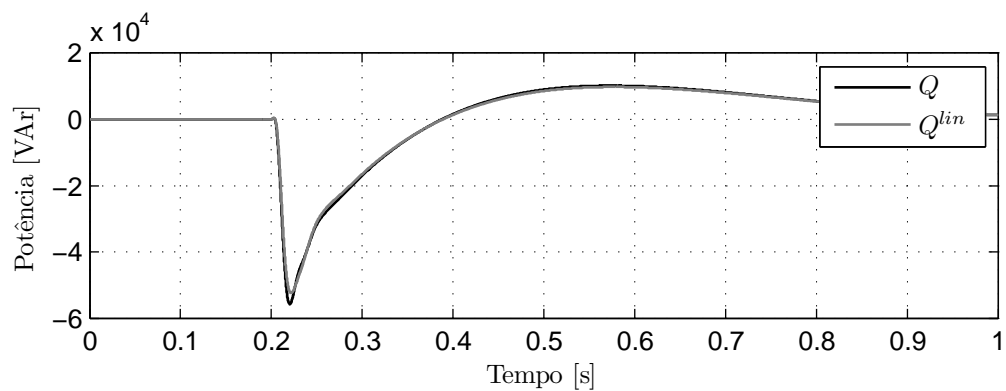


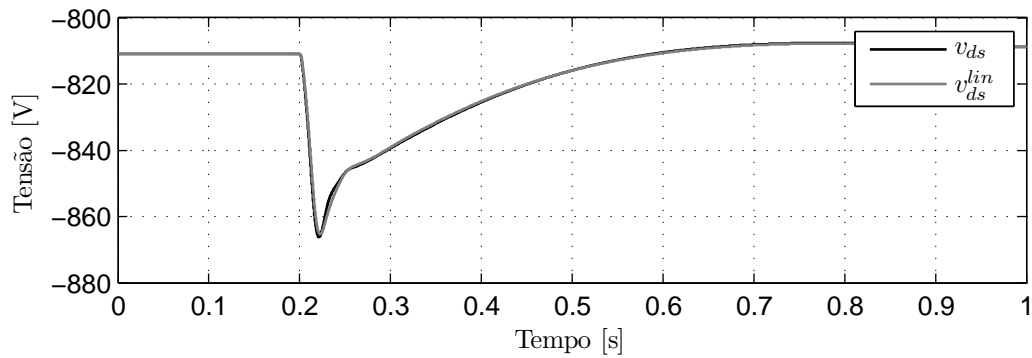
Figura 45: Resposta transitória do DFIG com conversor série para  $\omega_r = 0.7$  p.u.



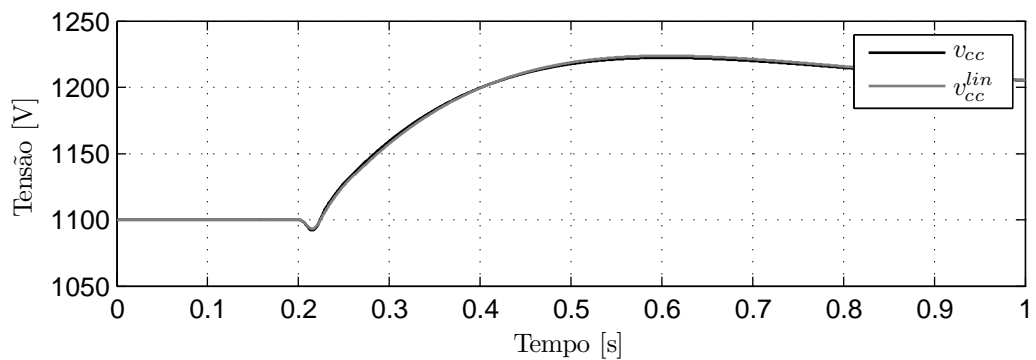
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 46: Resposta transitória do DFIG com conversor série para  $\omega_r = 0.7$  p.u.

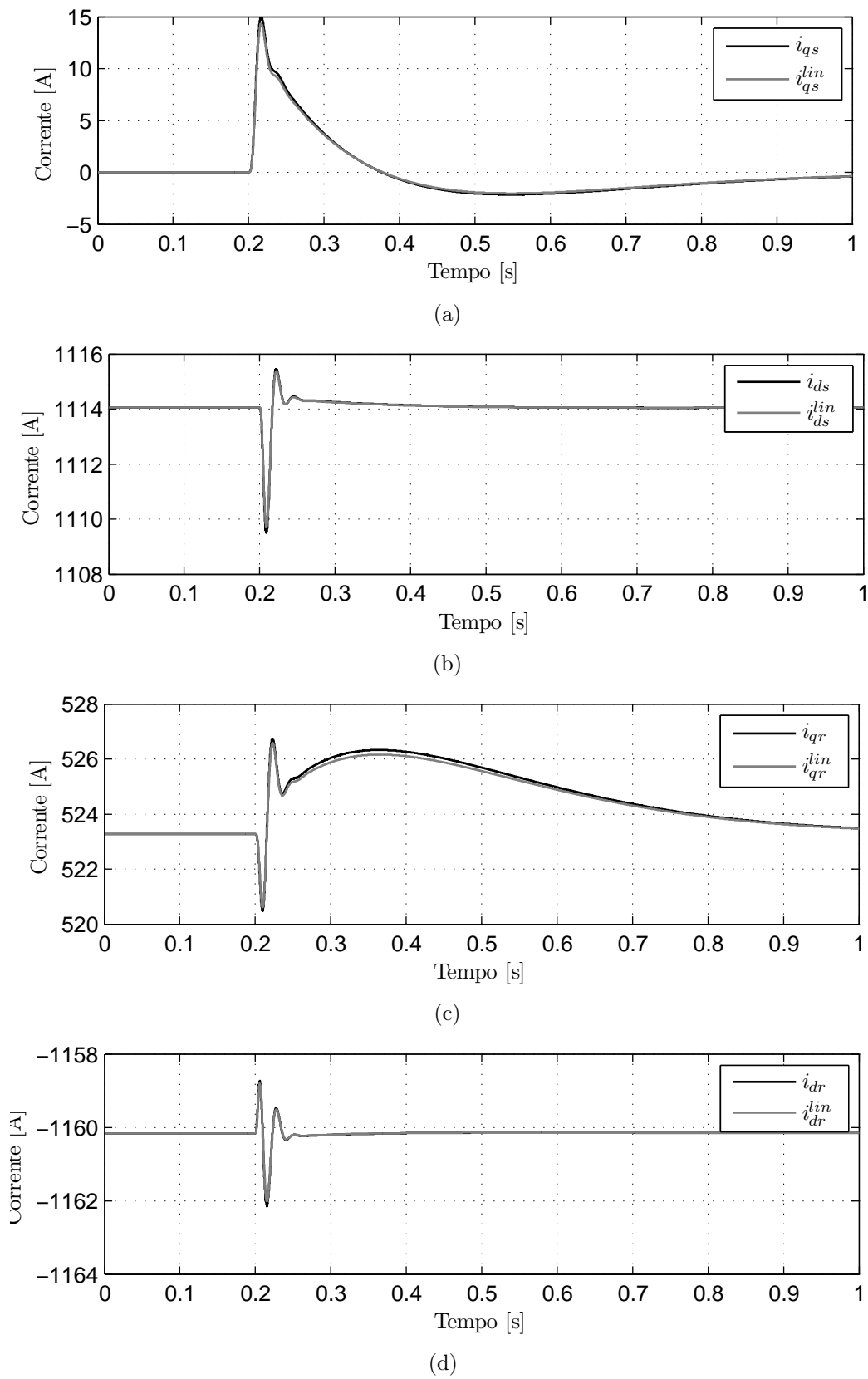
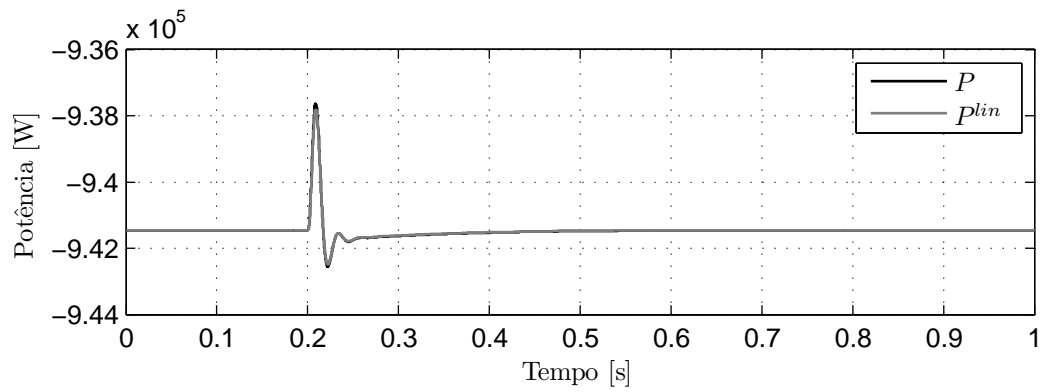
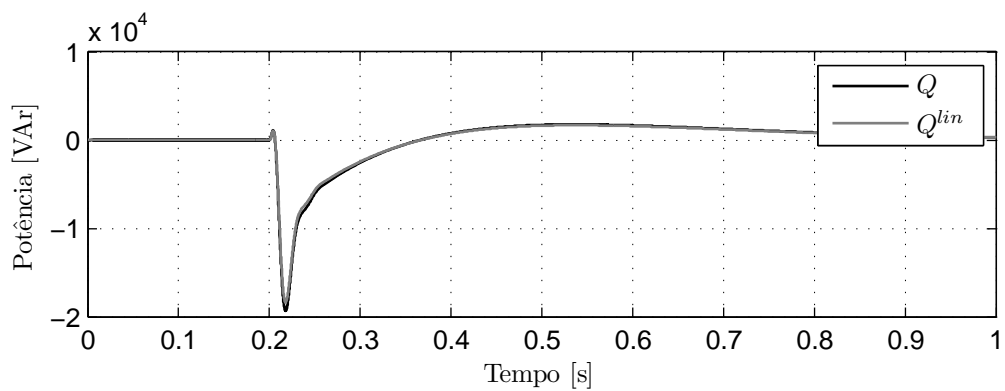


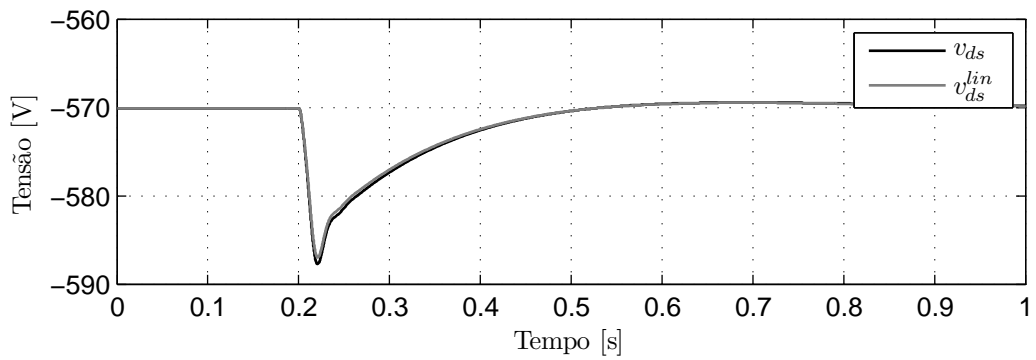
Figura 47: Resposta transitória do DFIG com conversor série para  $\omega_r = 1.0$  p.u.



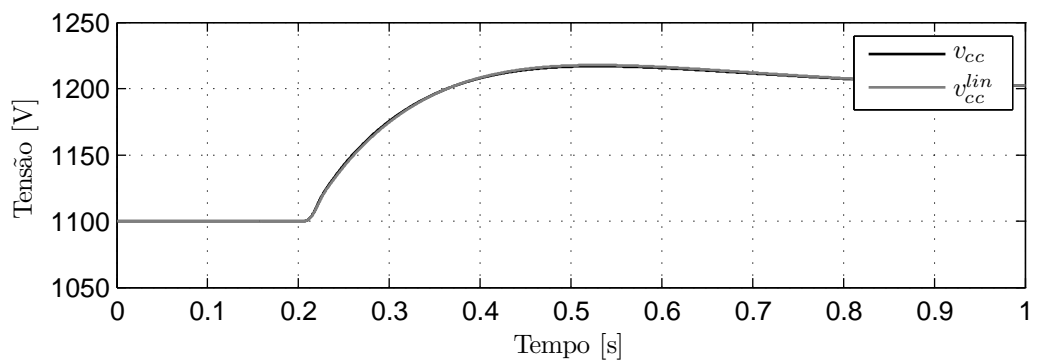
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 48: Resposta transitória do DFIG com conversor série para  $\omega_r = 1.0$  p.u.

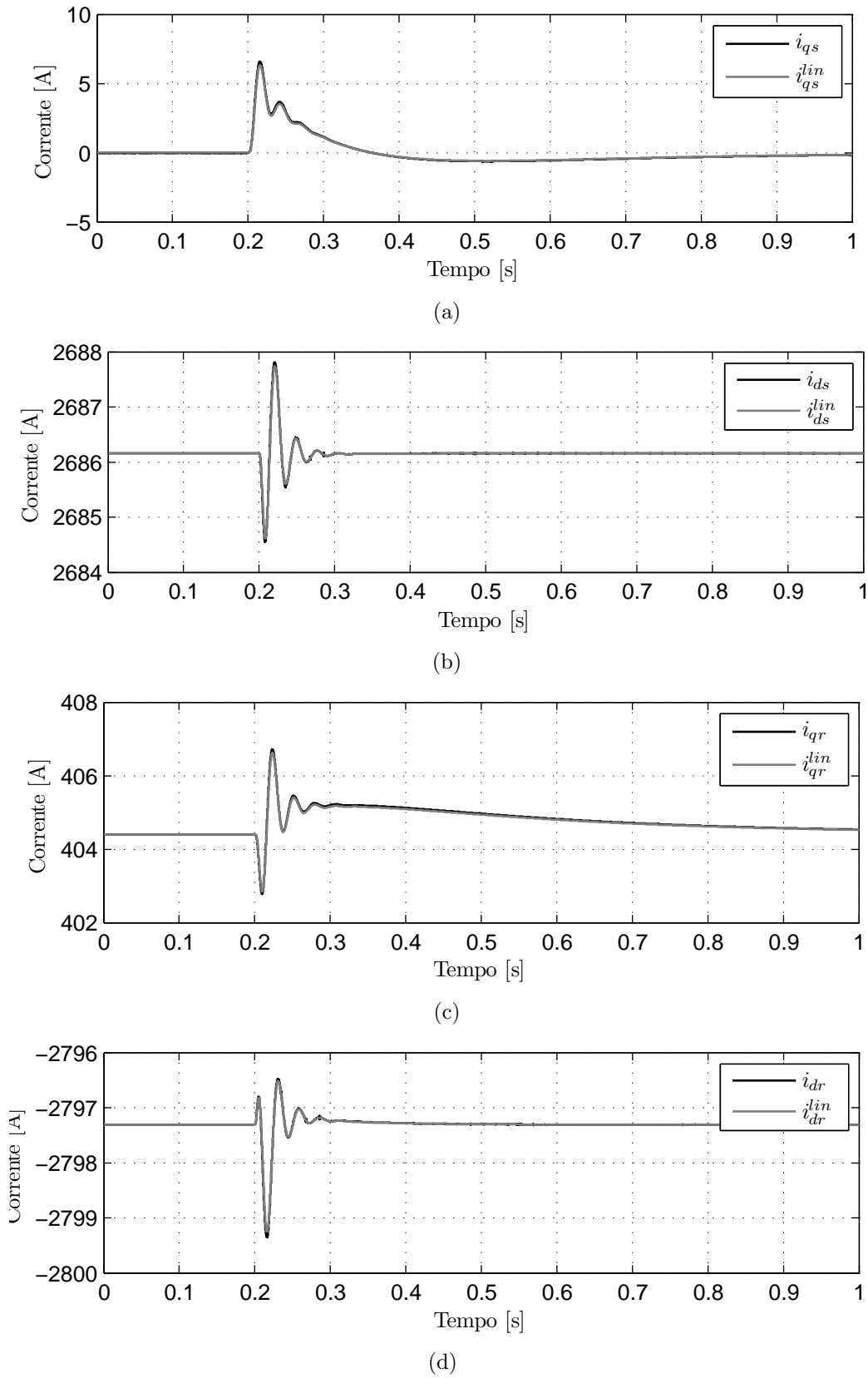
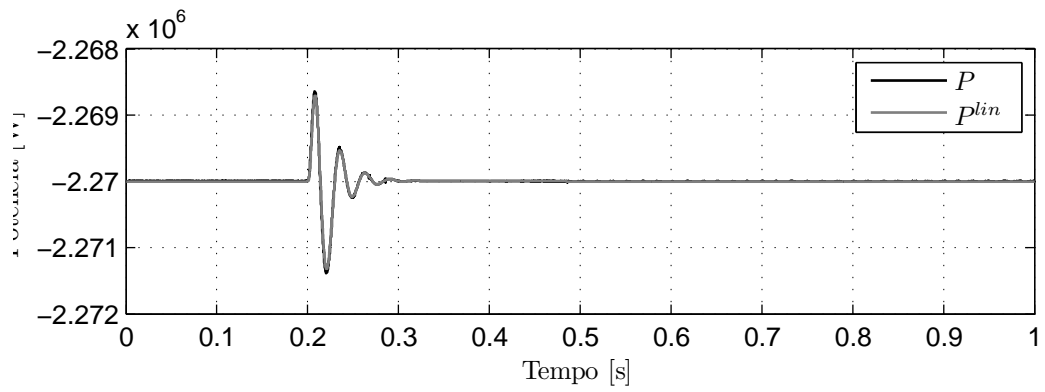
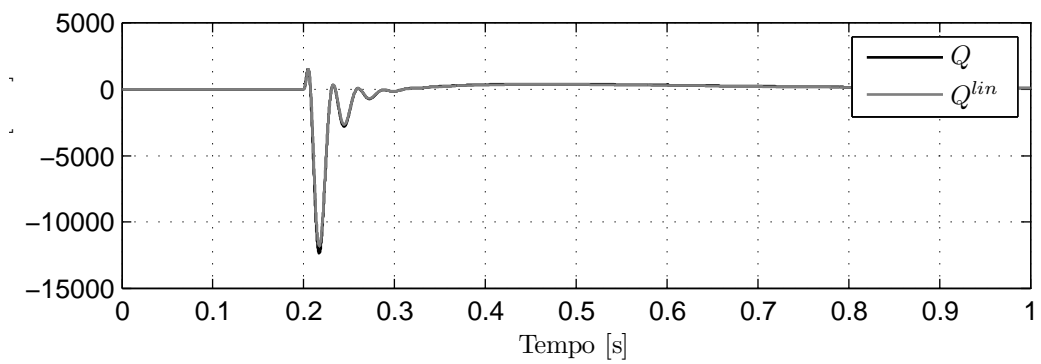


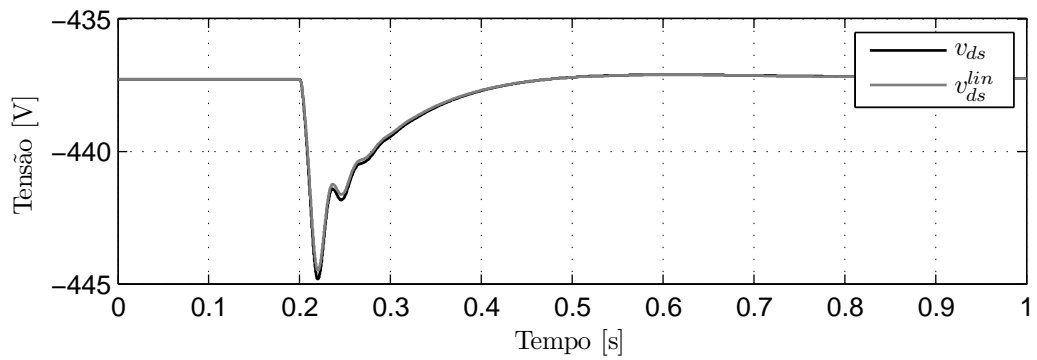
Figura 49: Resposta transitória do DFIG com conversor série para  $\omega_r = 1.3$  p.u.



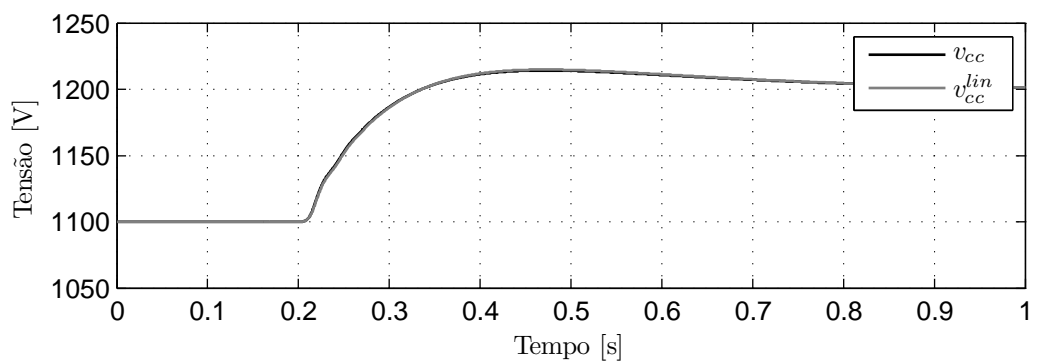
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 50: Resposta transitória do *DFIG* com conversor série para  $\omega_r = 1.3$  p.u.

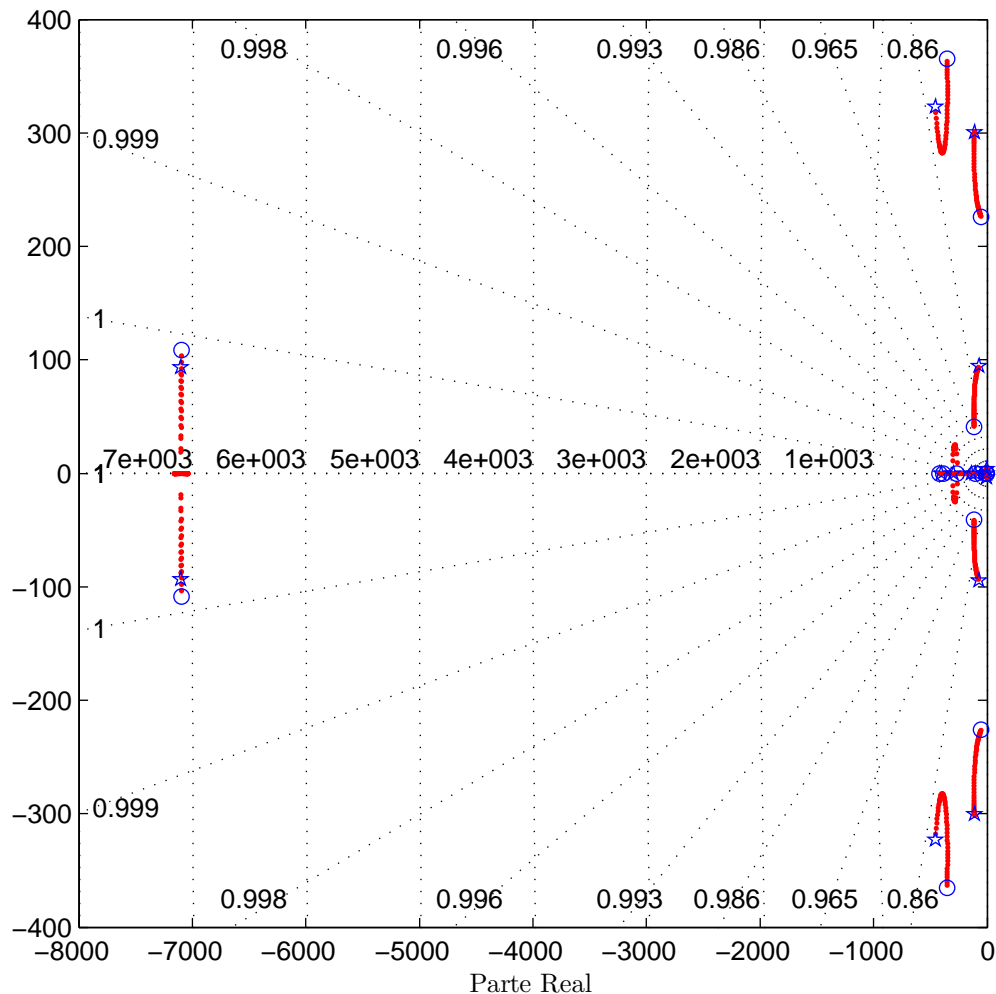


Figura 51: Autovalores da matriz Jacobiana

de controlabilidade do sistema linearizado for de posto completo, o gerador duplamente alimentado com conversor série do lado da rede será localmente controlável.

## 5.8 Conclusão

Neste relatório foi apresentada a prova de que o sistema de geração com gerador duplamente alimentado e com compensação série é controlável e estável, dadas as devidas condições de contorno. É demonstrado que uma pequena região em torno da origem do plano P-Q associado às potências entregues à rede deve ser evitada para garantir os recursos necessários para suprir as perdas do circuito e manter a operação estável do gerador duplamente alimentado com compensação série.



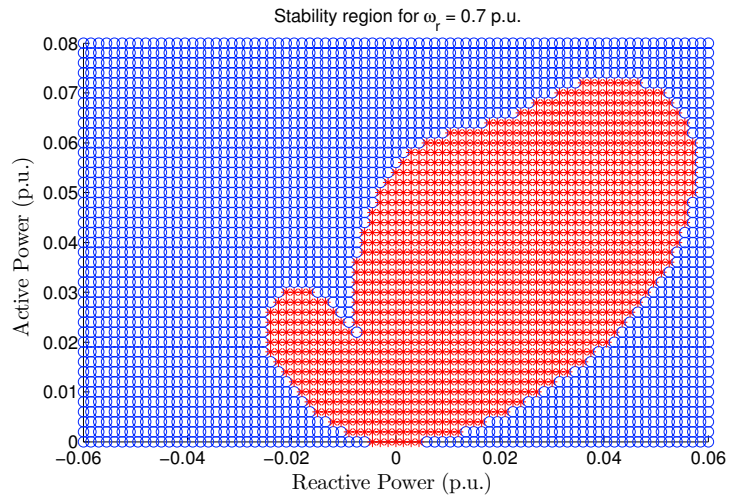


Figura 52: Região de estabilidade para  $\omega_r = 0.7$  p.u.

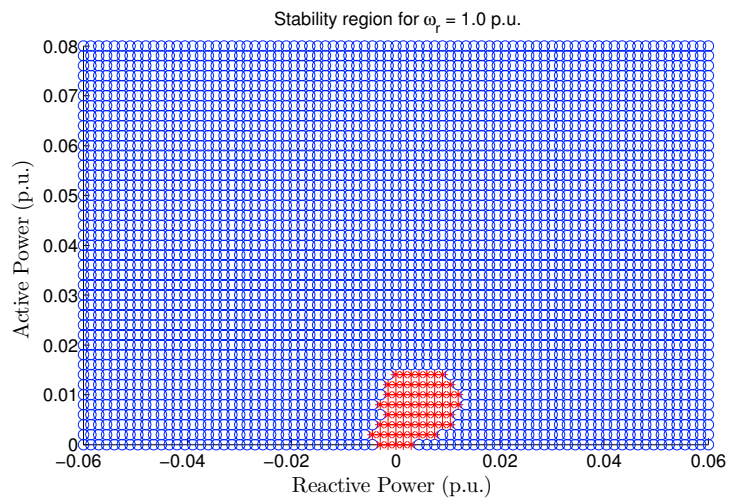


Figura 53: Região de estabilidade para  $\omega_r = 1.0$  p.u.

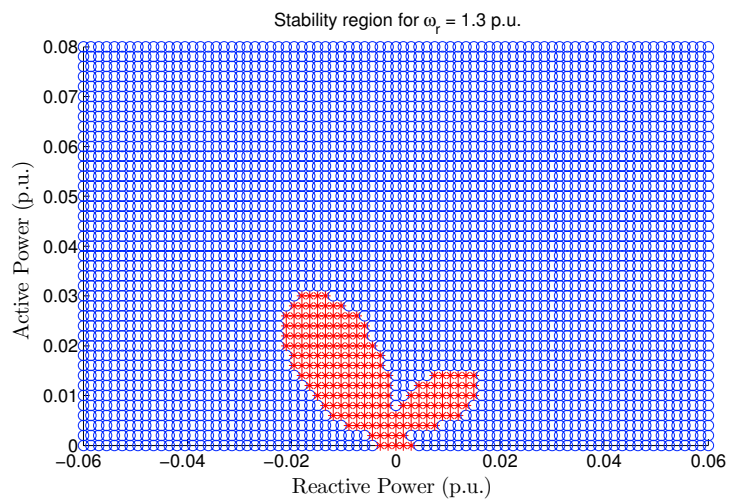


Figura 54: Região de estabilidade para  $\omega_r = 1.3$  p.u.

Em fazendas eólicas, constituídas de várias turbinas, esta restrição de operação no plano P-Q pode ser evitada no ponto de conexão com a rede. Isso é possível fazendo-se a apropriada geração de referências de potência reativa para as diferentes turbinas, sem penalizar significativamente a operação da fazenda, uma vez que a região a ser evitada se encontra próxima à origem do plano P-Q.

## 6 CONCLUSÃO

Esta dissertação apresentou uma proposta de conexão de geradores duplamente alimentados com conversor série do lado da rede. As pulsações no conjugado devido a desequilíbrios de tensão são eliminadas através da utilização de um conversor série entre a rede e o estator da máquina, mantendo desta forma a tensão estatórica equilibrada mesmo sob condições não-ideais da rede. Isto é possível através da sintetização de uma tensão série que cancela a tensão de seqüência negativa da tensão da rede. A conexão do conversor série não exige chaves semicondutoras adicionais comparado com a configuração convencional, como apresentado em outros trabalhos na literatura.

O conversor bidirecional deve permitir fluxo bidirecional de potência ativa, dependendo da velocidade do rotor do gerador. Foi possível verificar que o conversor do lado da rede consegue controlar o barramento CC e ao mesmo tempo compensar o desequilíbrio satisfatoriamente.

Quanto ao controlador série proposto, o controlador com malha interna de corrente fica instável para altos ganhos  $k_c$ . No entanto, para ganhos baixos a ressonância do filtro  $LC$  não é amortecida significativamente. Além disso, a impedância de saída é alta para a faixa de frequências próximas à de ressonância, efeito este que não é desejado. Ainda, uma rápida resposta dinâmica é desejada, pois a tensão série afeta a orientação no referencial síncrono da tensão estatórica, usado no controle das correntes rotóricas. Isso pode acarretar em perda de sincronismo e desconexão da turbina eólica.

Simulações de um gerador duplamente alimentado de potência nominal de 2MVA foram apresentadas para verificar a capacidade e limitações desta proposta em turbinas eólicas comerciais e de alta potência. Pôde-se verificar um bom desempenho da topologia proposta, tanto em regime permanente para a minimização dos efeitos do desequilíbrio quanto em transitórios, quando foram apresentados resultados em degraus nas referências de potência ativa e reativa estatóricas. Outro aspecto importante é o atendimento de normas para a conexão de geradores eólicos. Foi possível verificar que a topologia atende aos requisitos de capacidade de geração de reativos para controle de tensão no ponto de

conexão do gerador.

A proposta desta dissertação era a eliminação das oscilações de conjugado eletromagnético devido a desequilíbrios das tensões da rede na máquina. A topologia apresentada apresentou bons resultados, podendo ser uma boa alternativa para a solução deste problema.

## 6.1 Proposta para trabalhos futuros

Dando seqüência a este trabalho, algumas propostas para trabalhos futuros incluem:

1. Melhorias no projeto do controlador do conversor série, permitindo uma resposta mais rápida que a conseguida com o controlador  $\mathcal{H}_\infty$  e com realimentação da corrente do indutor da malha interna. A técnicas de retroação de estados é encontrada na literatura para controle de restauradores dinâmicos de tensão e pode ser uma alternativa. Isso permite uma redução da impedância de saída do conversor série, fator que tem influência durante transitórios da rede.
2. Amortecimento das oscilações do fluxo estatórico durante faltas.
3. Melhorias e/ou modificações nos controladores de corrente rotórica e potência estatórica a fim de permitir uma resposta mais rápida que os convencionais controladores  $PI$ .
4. Verificação da resposta do gerador duplamente alimentado à faltas simétricas e assimétricas. Isso inclui também a verificação da capacidade de manutenção de conexão do gerador sob condições de baixa tensão (*Low Voltage Ride-Through*) e comparação com o caso convencional com conversor paralelo do lado da rede.
5. Operação da proteção do conversor do lado do rotor, feita por um circuito auxiliar conhecido na literatura como *crowbar*.
6. Operação da proteção do conversor do lado da rede, que pode ser feita através do uso de chaves estáticas.
7. Operação da proteção do capacitor do barramento CC, feita através do circuito auxiliar conhecido como *chopper*. Para cada uma das proteções mencionadas anteriormente, deve-se determinar o momento de entrada e saída dos circuitos auxiliares em função das características da rede e do gerador por ocasião dos diferentes distúrbios.

8. Apresentação de resultados de simulação que incluem as dinâmicas do vento e da própria turbina, assunto que não foi abordado nesta dissertação.
9. Verificação da possibilidade de motorização da turbina para evitar os desligamentos excessivos em condição de vento fraco (*cut-in*).
10. Análise de estabilidade do sistema com conversor série e, dependendo da necessidade, uso de diferentes controladores tanto para controle do conversor série quanto do conversor do lado do rotor.
11. Estudo da interação entre os controladores de potência ativa estáticas e o controle do barramento CC, pois nesta dissertação foram projetados separadamente considerando um barramento CC regulado.
12. Definição de critérios de projeto dos transformadores série para evitar saturação durante transitórios.
13. Análise o impacto dos parâmetros dos transformadores nas correntes de curto circuito e na estabilidade do sistema.
14. Verificação da possibilidade de controle de frequência e de tensão, seguindo critérios de normas.
15. Simulações e resultados experimentais incluindo afundamentos de tensão e faltas assimétricas não foram incluídos nesta dissertação por exigirem a proteção dos conversores e do barramento CC, proposta que poderá ser desenvolvida em trabalhos futuros.
16. Controle de reativos para regular tensão no PCC.

## REFERÊNCIAS

- ACKERMANN, T. *Wind Power in Power Systems*. England: John Wiley & Sons, 2005. ISBN 0-470-85508-8.
- ASIMINOAEI, L.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Detection is key. *IEEE Industry Applications Magazine*, IEEE, n. 4, p. 22–33, 2007.
- BARBI, I. *Teoria Fundamental do Motor de Indução*. Florianópolis, SC: Editora da UFSC, 1985.
- BHAVARAJU, V. B.; ENJETI, P. N. An active line conditioner to balance voltages in a three-phase system. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 32, n. 2, p. 287–292, 1996.
- BOLLEN, M. H. J.; ZHANG, L. D. Different methods for classification of three-phase unbalanced voltage dips due to faults. *Electric Power Systems Research*, v. 66, n. 1, p. 59–69, 2003.
- BROWN, R. G. *Introduction to Random Signal Analysis and Kalman Filtering*. 1st. ed. United States of America: John Wiley & Sons, 1983. ISBN 0-471-08732-7.
- BTM CONSULT ApS. *International Wind Energy Development World Market Update 2007: Forecast 2008-2012*. Denmark, mar. 2008.
- CAMARGO, R. F. de; PEREIRA, A. T.; PINHEIRO, H. New synchronization method for three-phase three-wire PWM converters under unbalance and harmonics in the grid voltages. In: *Power Electronics Specialists Conference PESC 2005. IEEE 35th Annual Meeting*. [S.l.]: IEEE, 2005. p. 506–512.
- CAMARGO, R. F. de; PINHEIRO, H. Synchronisation method for three-phase PWM converters under unbalanced and distorted grid. *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, v. 153, n. 5, 2006.
- CAMPOS, A. et al. Analysis and design of a series voltage compensator for three-phase unbalanced sources. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 39, n. 2, p. 159–167, 1992.
- CAMPOS, A. et al. Analysis and design of a series voltage unbalance compensator based on a three-phase vsi operating with unbalanced swithing functions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 9, n. 3, p. 269–274, maio 1994.
- CARDOSO, R. et al. Estruturas de sincronismo monofásica e trifásica baseada no filtro de Kalman. *SBA Controle & Automação*, v. 17, n. 4, p. 493–513, 2006.
- CARDOSO, R. et al. Kalman filter based synchronization methods. *IEEE 37th Power Electronics Specialists Conference, PESC'06.*, p. 1–7, 2006.

- CARRASCO, J. M. et al. Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 53, n. 4, p. 1002–1016, 2006.
- CENELEC. *EN50160, Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution systems*. [S.l.], 1999.
- CHEN, C.-T. *Linear system theory and design*. New York: CBS College Publishing, 1984.
- COSTA, J. P. da. Mestrado em Engenharia Elétrica, *Contribuição ao estudo da máquina assíncrona trifásica duplamente alimentada aplicada a aerogeradores de velocidade variável*. Santa Maria, RS: [s.n.], 2006.
- COSTA, J. P. da; MASSING, J. R.; PINHEIRO, H. A simple control strategy for doubly-fed induction generator to reduce torque ripple due unbalanced grid voltage. In: *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência. COBEP 2007*. Blumenau, SC, Brasil: [s.n.], 2007. p. 608–613.
- CRAIG, L. M. et al. Integration of wind turbines on weak rural networks. In: *Opportunities and Advances in International Electric Power Generation, International Conference on (Conf. Publ. No. 419)*. [S.l.: s.n.], 1996. p. 164–167.
- DATTA, R.; RANGANATHAN, V. T. Decoupled control of active and reactive power for a grid-connected doubly-fed wound rotor induction machine without position sensors. In: *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 4, p. 2623–2630.
- E.ON Netz GmbH. *Grid code for high and extra high voltage*. Bayreuth, Germany, 2006.
- FLANNERY, P. S.; VENKATARAMANAN, G. Evaluation of voltage sag ride-through of a doubly fed induction generator wind turbine with series grid side converter. In: *IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007*. [S.l.]: IEEE, 2007. p. 1839–1845.
- FLANNERY, P. S.; VENKATARAMANAN, G. A unified architecture for doubly fed induction generator wind turbines using a parallel grid side rectifier and series grid side converter. In: *Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. PCC'07*. [S.l.]: IEEE, 2007. p. 1442–1449.
- GERSHWIN, S. B.; JACOBSON, D. H. A controllability theory for nonlinear systems. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, AC-16, n. 1, p. 37–46, Feb. 1971.
- GIRGIS, A. A.; CHANG, W. B.; MAKRAM, E. B. A digital recursive measurement scheme for on-line tracking of power system harmonics. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 6, n. 3, p. 1153–1160, 1991.
- HANSEN, A. D. et al. *Dynamic wind turbine models in power system simulation tool DIgSILENT*. Roskilde, Denmark, 2007. Disponível em: <<http://www-sop.inria.br/science/skd.gz>>. Acesso em: fev. 2008.
- HEIER, S. *Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems*. England: John Wiley & Sons, 2006. ISBN 0-470-86899-6.

- IEC. *IEC61000-2-2, International Standard, Electromagnetic compatibility (EMC) - Compatibility levels for low frequency conducted disturbances and signalling in public low-voltage power supply systems*. [S.l.], 2002–2003.
- JOHNSON, K. E. et al. Control of variable-speed wind turbines: standard and adaptive techniques for maximizing energy capture. *IEEE Control Systems Magazine*, IEEE, v. 26, n. 3, p. 70–81, jun. 2006.
- JOOUANNE, A. von; BANERJEE, B. Assessment of voltage unbalance. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 16, n. 4, p. 782–790, 2001.
- JOSHI, N. N.; MOHAN, N. New scheme to connect DFIG to power grid. In: *Proc. IEEE IECON'06, 32nd Annual Conference on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 4225–4230.
- KALMAN, R. E. Contributions to the theory of optimal control. *Boletim de la Sociedad Matematica Mexicana*, v. 5, p. 102–119, 1960.
- KALMAN, R. E.; HO, Y. C.; NARENDRA, K. S. *Controllability of linear dynamical systems*. New York: Wiley, 1962.
- KELBER, C.; SCHUMACHER, W. Amortecimento ativo do fluxo em máquinas trifásicas de dupla alimentação controladas pelas correntes rotóricas. *Revista da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência*, SOBRAEP, v. 8, n. 1, p. 33–41, 2003.
- KELBER, C. R. *Aktive Dämpfung der doppelt-gepeisten Drehstrommaschine*. Tese (Doutorado) — Technische Universität Braunschweig, Braunschweig, Alemanha, 2000.
- KRAUSE, P. C.; WASYNICZUK, O.; SUDHOFF, S. D. *Analysis of Electric Machinery*. East 47th Street, New York, NY: IEEE Press, 1995. ISBN 0-7803-1101-9.
- LEE, E. B.; MARKUS, L. Optimal control for nonlinear processes. *Archive for Rational Mechanics and Analysis*, v. 8, p. 36–58, 1961.
- LEE, E. B.; MARKUS, L. *Foundations of Optimal Control Theory (SIAM Series in Applied Mathematics)*. New York: Wiley, 1967.
- LEE, T.-S.; CHIANG, S. J.; CHANG, J.-M.  $H_\infty$  loop-shaping controller designs for the single-phase UPS inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 16, n. 4, p. 473–481, 2001.
- LEONHARD, W. *Control of Electrical Drives*. [S.l.]: Springer, 1991.
- LI, Y. W.; VILATHGAMUWA, D. M.; BLAABJERG, F. Design and comparison of high performance stationary-frame controllers for dvr implementation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 22, n. 2, p. 602–612, 2007.
- LI, Y. W.; VILATHGAMUWA, D. M.; BLAABJERG, F. A robust control scheme for medium-voltage-level DVR implementation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 54, n. 4, p. 2249–2261, 2007.
- MARQUES, J. Mestrado em Engenharia Elétrica, *Turbinas Eólicas: Modelo, Análise e Controle do Gerador de Indução com Dupla Alimentação*. Santa Maria, RS: [s.n.], 2004.



- MÜLLER, S.; DEIKE, M.; DONKER, R. W. D. Doubly fed induction generator systems for wind turbines. *IEEE Industry Applications Magazine*, IEEE, v. 8, n. 3, p. 26–33, may./ jun. 2002.
- MULJADI, E.; BUTTERFIELD, C. P. Pitch-controlled variable-speed wind turbine generation. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 37, n. 1, p. 240–246, 2001.
- MULJADI, E. et al. Understanding the unbalanced-voltage problem in wind turbine generation. In: *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 2, p. 1359–1365.
- NATIONAL GRID ELECTRICITY TRANSMISSION. *The Grid Code*. London, UK, 2008.
- NGUYEN, P. T.; SAHA, T. K. Dynamic voltage restorer against balanced and unbalanced voltage sags: modelling and simulation. In: *Power Engineering Society General Meeting, 2004. IEEE*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 1, p. 639–644.
- NIELSEN, J. G.; BLAABJERG, F. A detailed comparison of system topologies for dynamic voltage restorers. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 5, p. 1272–1280, 2005.
- NIELSEN, J. G. et al. Control and testing of a dynamic voltage restorer (DVR) at medium voltage level. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, n. 3, p. 806–813, 2004.
- ONG, C.-M. *Dynamic Simulation of Electric Machinery*. [S.l.]: Prentice Hall, 1998. ISBN 0-13-7237851-5.
- PETERSSON, A. *Analysis, Modeling and Control of Doubly-Fed Induction Generators for Wind Turbines*. Tese (Doutorado) — Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden, 2005.
- PETERSSON, A.; HARNEFORS, L.; THIRINGER, T. Comparison between stator-flux and grid-flux-oriented rotor current control of doubly-fed induction generators. In: *Power Electronics Specialist Conference PESC 2004. IEEE 35th Annual Meeting*. Aachen, Germany: [s.n.], 2004. v. 1, p. 482–486.
- PINHEIRO, H. et al. Space vector modulation for voltage-source inverters: A unified approach. In: *Industrial Electronics, IECON 2002, IEEE The 28th Annual Conference of the*. [S.l.: s.n.], 2002. p. 23–29.
- PINHEIRO, H. et al. Modulação space vector para inversores alimentados em tensão: Uma abordagem unificada. *SBA Controle & Automação*, v. 16, n. 1, p. 13–24, 2005.
- TAFTICHT, T. et al. Output power maximization of a permanent magnet synchronous generator based stand-alone wind turbine. In: *Industrial Electronics, ISIE 2006, IEEE International Symposium on*. [S.l.: s.n.], 2006. v. 3, p. 2412–2416.
- VERBAND DER NETZBETREIBER. *REA Generation Plants Connected to the High- and Extra-High Voltage Network*. Berlin, Germany, 2004.

---

XU, L.; WANG, Y. Dynamic modeling and control of DFIG-based wind turbines under unbalanced network conditions. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 22, n. 1, p. 314–323, 2007.

ZHAN, C.; BARKER, C. D. Fault ride-through capability investigation of a doubly-fed induction generator with an additional series-connected voltage source converter. In: *ACDC 2006. The 8th IEE International Conference on AC and DC Power Transmission*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 79–84.

## APÊNDICE A - DADOS DE SIMULAÇÃO

### A.1 Dados da máquina trifásica, dos conversores e do transformador série usados em simulação

A Tabela 7 apresenta as características da máquina usada nas simulações apresentadas nesta dissertação. As grandezas rotóricas são referidas ao estator.

Tabela 7: Características da máquina trifásica usada em simulação

VALORES NOMINAIS DA MÁQUINA COM DUPLA ALIMENTAÇÃO				
Potência nominal	$P_n$	2.27MVA		
Tensão nominal (Y)	$V_{rms,l-l}$	690V		
Corrente nominal	$I_n$	1900A		
Frequência	$f_n$	60Hz		
Número de pares de pólos	$n_p$	2		
Relação de transformação	$N_s : N_r$	1 : 2		
VALORES BASE				
Base de tensão	$V_b$	690V		
Base de corrente	$I_b$	1900A		
Base de impedância	$Z_b$	0.2105 $\Omega$		
PARÂMETROS DA MÁQUINA DE INDUÇÃO COM ROTOR BOBINADO				
Resistência do estator	$r_s$	0.0022 $\Omega$	$\Leftrightarrow$	0.01 p.u.
Resistência do rotor	$r_r'$	0.0018 $\Omega$	$\Leftrightarrow$	0.009 p.u.
Indutância de dispersão do estator	$L_{ls}$	0.12mH	$\Leftrightarrow$	0.18 p.u.
Indutância de dispersão do rotor	$L_{lr}'$	0.05mH	$\Leftrightarrow$	0.07 p.u.
Indutância mútua	$M$	2.9mH	$\Leftrightarrow$	4.4 p.u.

A Tabela 8 apresenta as características dos transformadores monofásicos usados para obtenção dos resultados de simulação. Os valores são referidos ao primário.

Tabela 8: Características dos transformadores monofásicos usados em simulação

VALORES NOMINAIS DOS TRANSFORMADORES MONOFÁSICOS				
Potência nominal	$P_n$			227kVA
Tensão nominal	$V_n$			241.42V
Corrente nominal	$I_n$			542.85A
Relação de transformação	$N_p : N_s$			3.5 : 1
PARÂMETROS DO TRANSFORMADOR SÉRIE				
Resistência do primário	$R_p$	0.77029m $\Omega$	$\Leftrightarrow$	0.001 p.u.
Resistência do secundário	$R_s$	0.77029m $\Omega$	$\Leftrightarrow$	0.001 p.u.
Indutância de dispersão do primário	$L_p$	20.432 $\mu$ H	$\Leftrightarrow$	0.001 p.u.
Indutância de dispersão do secundário	$L_s$	20.432 $\mu$ H	$\Leftrightarrow$	0.001 p.u.
Indutância mútua	$M_s$	40.86mH	$\Leftrightarrow$	60 p.u.

# APÊNDICE B – MÉTODO DE SINCRONISMO

## B.1 Introdução

Para uma adequada geração das referências de tensão de seqüência negativa da rede, é necessário um método de sincronismo eficiente. Dentre os vários métodos, o que usa o filtro de Kalman é uma boa alternativa. Neste apêndice será abordada a geração de referência de tensão para o conversor série de forma a evitar o desequilíbrio de tensão no estator da máquina duplamente alimentada. Deste modo, a potência do estator da máquina não apresenta componentes alternadas evitando assim as oscilações de conjugado.

## B.2 Descrição dos métodos apresentados na literatura

Na literatura, é possível encontrar diferentes métodos de sincronismo e geração de referências. Cada um deles apresenta vantagens e desvantagens. A comparação de desempenho dos diferentes métodos de sincronismo é extensivamente discutida em (ASIMINOAEI; BLAABJERG; HANSEN, 2007) e (CARDOSO et al., 2006a).

O uso da transformada discreta de Fourier (DFT) é um método que permite a extração das componentes de todas as harmônicas inferiores à frequência de Nyquist. No entanto, uma grande desvantagem é a carga computacional necessária e o tempo de resposta, pois o algoritmo necessita de pelo menos um ciclo da frequência fundamental para extrair a informação relativa às amplitudes e fases das componentes harmônicas.

No caso do uso de *PLL* (*Phase-Locked Loop*), vários artigos tratam desta técnica, apresentando as vantagens e desvantagens de seu uso.

Outros trabalhos apresentam técnicas mais simples para a extração de seqüência positiva e negativa das medidas de tensões e correntes, como o caso apresentado em (CARMARGO; PEREIRA; PINHEIRO, 2005). Este método é um método de malha aberta, ao

contrário do caso com *PLL*. O compromisso entre desempenho transitório e regime permanente é razoável, porém não apresenta graus de liberdade e os filtros usados precisam ser sintonizados dependendo da frequência da rede, que pode ser variável dentro de uma certa faixa.

Um dos fatores relevantes na definição do desempenho destes métodos de sincronismo é a resposta destes à distúrbios, harmônicos, faltas simétricas e assimétricas e rejeição de ruídos de medidas e de estados. Com base nisso e na comparação com os métodos anteriores, uma possível alternativa na geração de referências para o conversor série é o algoritmo que se baseia no uso do filtro de Kalman associado com um estimador de frequência (GIRGIS; CHANG; MAKRAM, 1991) e (CARDOSO et al., 2006a).

A escolha deste método é baseada na comparação dos desempenhos apresentados em (CARDOSO et al., 2006a) e (CARDOSO et al., 2006b), os quais apresentam uma resposta rápida tanto para variações de amplitude quanto para variações em torno da frequência fundamental do sinal de interesse. Além disso, a facilidade de ajuste dos ganhos permite uma sintonia satisfatória mesmo na presença de medidas ruidosas. Um ponto negativo a ser destacado pode ser o tempo de execução da rotina. Porém, com o uso de processadores cada vez mais rápidos, a implementação em tempo real se torna viável. Além disso, as frequências de amostragem e comutação usadas em alta potência são baixas, permitindo o uso deste método. Este foi, portanto, o método de geração de referência escolhido nesta dissertação para a extração das componentes de seqüência negativa das tensões da rede.

## B.3 Método de geração de referências usando filtro de Kalman

Como destacado anteriormente, o método de sincronismo usando o filtro de Kalman será o método usado neste trabalho para geração da referência do conversor série. A seguir será apresentada uma revisão rápida das equações do filtro de Kalman.

### B.3.1 Equações do filtro de Kalman

Considerando o seguinte modelo afetado por grandezas estocásticas  $q(k)$  e  $r(k)$ :

$$\begin{aligned}x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) + q(k) \\y(k) &= Cx(k) + r(k)\end{aligned}\tag{B.1}$$

onde  $q(k)$  e  $r(k)$  são os ruídos de estados e medidas, respectivamente.

A estrutura do estimador de estados é a seguinte:

$$\hat{x}(k) = A\hat{x}(k-1) + Bu(k-1) + K(k)[y(k-1) - C\hat{x}(k-1)] \quad (\text{B.2})$$

Seria conveniente se fosse usada a medida da saída atual  $y(k)$  ao invés da saída anterior  $y(k-1)$ . Para isto, o termo  $\hat{x}(k-1)$  deve ser substituído por  $\hat{x}^*(k)$ , uma estimativa ou projeção dos estados observados, calculado no instante anterior. Então:

$$\hat{x}(k) = \underbrace{A\hat{x}(k-1) + Bu(k-1)} + K(k)[y(k) - C\hat{x}^*(k)] \quad (\text{B.3})$$

$$\hat{x}(k) = \hat{x}^*(k) + K(k)[y(k) - C\hat{x}^*(k)] \quad (\text{B.4})$$

O problema agora é encontrar um valor particular de  $K(k)$  que permite uma estimação atualizada e ótima em algum sentido. Este critério é a redução do erro médio quadrático entre o estado real e o estado estimado (BROWN, 1983). Portanto, o cálculo do ganho  $K(k)$  e da projeção dos estados  $\hat{x}^*(k)$  é o ponto chave deste algoritmo.

### B.3.2 Seqüência de cálculos para o filtro de Kalman

A seqüência de operações para o cálculo é tratada de maneira clara em (BROWN, 1983) e será somente apresentada aqui, sem entrar na questões teóricas relacionadas ao filtro de Kalman. A seqüência de cálculos é a seguinte:

1. Inicialização dos estados  $x^*(0)$  e da matriz de covariância dos erros dos estados  $P^*(0)$ .

2. Cômputo do ganho  $K(k)$ , chamado de ganho de Kalman.

$$K(k) = P^*(k)C^T[CP^*(k)C^T + R]^{-1} \quad (\text{B.5})$$

3. Estimação atualizada dos estados  $\hat{x}(k)$  com a medida da saída atual  $y(k)$ .

$$\hat{x}(k) = \hat{x}^*(k) + K(k)[y(k) - C\hat{x}^*(k)] \quad (\text{B.6})$$

4. Cômputo da atualização da matriz  $P(k)$  de covariância dos erros dos estados.

$$P(k) = [I - K(k)C] P^*(k) \tag{B.7}$$

5. Projeção dos estados futuros  $\hat{x}^*(k+1)$  e da matriz de covariância dos erros  $P^*(k+1)$ .

$$\hat{x}^*(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \tag{B.8}$$

$$P^*(k+1) = AP(k)A^T + Q \tag{B.9}$$

6. Na próxima interação, retorna ao passo 2.

A Figura 55 mostra a execução da rotina do filtro de Kalman com mais clareza.

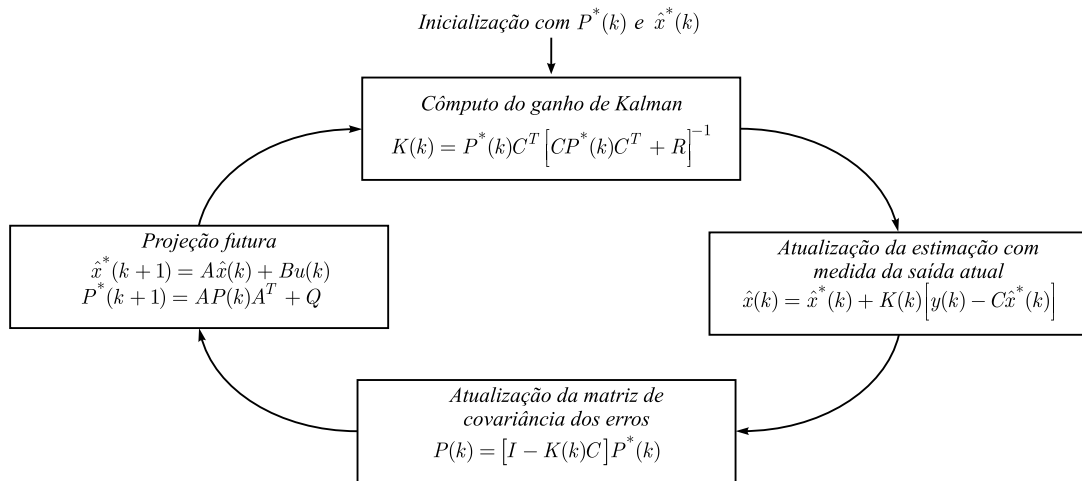


Figura 55: Execução da rotina do filtro de Kalman

### B.3.3 Modelo matemático do sinal contendo somente a frequência fundamental

Embora os trabalhos desenvolvidos sobre geração de referência usando filtro de Kalman levem em consideração as componentes harmônicas dos sinais medidos, neste caso o interesse é somente na componente de frequência fundamental. Dessa maneira, existem duas maneiras distintas de se gerar a referência de tensão série.

1. A partir das medidas de tensão no ponto de conexão é possível se obter a tensão de seqüência negativa, sendo esta a referência para correção do desequilíbrio nas tensões estatóricas;



2. A partir das medidas de tensão é possível se obter a seqüência positiva e, a partir da subtração desta da medida a referência de tensão série é gerada. Neste segundo caso, a geração de referência inclui as possíveis harmônicas de tensão no ponto de conexão, minimizando este efeito nas tensões estatóricas.

De forma a modelar a amplitude e a fase de cada sinal medido, tem-se que a representação de um sinal senoidal como mostrado abaixo:

$$\begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega(k)T_s) & \text{sen}(\omega(k)T_s) \\ -\text{sen}(\omega(k)T_s) & \cos(\omega(k)T_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} q_1(k) \\ q_2(k) \end{bmatrix} \quad (\text{B.10})$$

$$y(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \end{bmatrix} + r_1(k)$$

A origem deste modelo é descrita com detalhes nas referências citadas anteriormente. O modelo apresentado em (B.10) tem a forma do modelo apresentado em (B.1), tornando possível o uso do filtro de Kalman para estimação dos estados. Porém este modelo possui um parâmetro variável com o tempo, que é a frequência angular do sinal. No entanto, esta variação é pequena. Mesmo assim, uma pequena variação de frequência pode prejudicar a estimação dos estados, afetando o desempenho do algoritmo.

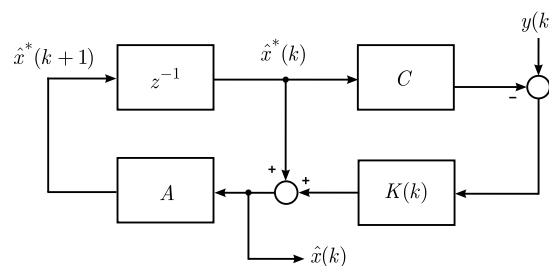


Figura 56: Diagrama de blocos da estimação de estados usando o filtro de Kalman

Por isso, é incluído o método de identificação de frequência proposto em (CARDOSO et al., 2006a).

### B.3.4 Rotina de identificação da frequência

A rotina de identificação de frequência permite a adaptação do modelo usado para estimação dos estados para a frequência do sinal. Visto que a variação de frequência é limitada e por isso pequena, esse rastreamento da frequência do sinal é um parâmetro de ajuste fino para um melhor funcionamento do algoritmo com filtro de Kalman.

O modelo usado no identificador de frequência é o seguinte (CARDOSO et al., 2006a):

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} x_{mi1}(k+1) \\ x_{mi2}(k+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 2\cos(\omega T_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{mi1}(k) \\ x_{mi2}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_\omega \end{bmatrix} e_\omega(k) \\ y_\omega(k) &= \begin{bmatrix} -1 & \cos(\omega T_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{mi1}(k) \\ x_{mi2}(k) \end{bmatrix} + K_\omega e_\omega(k) \end{aligned} \quad (\text{B.11})$$

No entanto, da referência para a saída o sistema discreto a ser considerado é o seguinte:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} x_{\omega1}(k+1) \\ x_{\omega2}(k+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{1+K_\omega} & \frac{2+K_\omega}{1+K_\omega} \cos(\omega T_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{\omega1}(k) \\ x_{\omega2}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_\omega}{1+K_\omega} \end{bmatrix} r_\omega(k) \\ y_\omega(k) &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{1+K_\omega} & \frac{1}{1+K_\omega} \cos(\omega T_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{\omega1}(k) \\ x_{\omega2}(k) \end{bmatrix} + \frac{1}{1+K_\omega} r_\omega(k) \end{aligned} \quad (\text{B.12})$$

Dessa forma, a partir de  $y_\omega(k)$  e  $r_\omega(k)$  é possível determinar  $e_\omega(k)$  e extrair os estados necessários para ajuste da frequência. A escolha dos ganhos  $K_\omega$  e  $K_u$  é fundamental, pois esses parâmetros determinam a convergência do algoritmo.

### B.3.5 Extração das seqüências positiva e negativa

Dadas as tensões de fase  $v_a$ ,  $v_b$  e  $v_c$ , as componentes de seqüência positiva são obtidas por:

$$\begin{bmatrix} v_{a+} \\ v_{b+} \\ v_{c+} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ \alpha^2 & 1 & \alpha \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{B.13})$$

onde  $\alpha = e^{j120^\circ} = -\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2}e^{j90^\circ}$ .

As componentes de seqüência negativa, por sua vez, são obtidas por:

$$\begin{bmatrix} v_{a-} \\ v_{b-} \\ v_{c-} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha^2 & \alpha \\ \alpha & 1 & \alpha^2 \\ \alpha^2 & \alpha & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{B.14})$$

Definindo-se o operador  $S_{90} = e^{j90^\circ}$ , que é um operador de deslocamento de  $90^\circ$ , as tensões de seqüência positiva pode ser escritas da seguinte maneira:

$$\begin{aligned} v_{a+} &= \frac{1}{3}v_a - \frac{1}{6}(v_b + v_c) + \frac{\sqrt{3}}{6}S_{90}(v_b - v_c) \\ v_{b+} &= \frac{1}{3}v_b - \frac{1}{6}(v_c + v_a) + \frac{\sqrt{3}}{6}S_{90}(v_c - v_a) \\ v_{c+} &= \frac{1}{3}v_c - \frac{1}{6}(v_a + v_b) + \frac{\sqrt{3}}{6}S_{90}(v_a - v_b) \end{aligned} \quad (\text{B.15})$$

Se a intenção for extrair a tensão de seqüência negativa, esta pode ser extraída da seguinte forma:

$$\begin{aligned} v_{a-} &= \frac{1}{3}v_a - \frac{1}{6}(v_b + v_c) - \frac{\sqrt{3}}{6}S_{90}(v_b - v_c) \\ v_{b-} &= \frac{1}{3}v_b - \frac{1}{6}(v_c + v_a) - \frac{\sqrt{3}}{6}S_{90}(v_c - v_a) \\ v_{c-} &= \frac{1}{3}v_c - \frac{1}{6}(v_a + v_b) - \frac{\sqrt{3}}{6}S_{90}(v_a - v_b) \end{aligned} \quad (\text{B.16})$$

O operador de deslocamento  $S_{90}$ , que em alguns métodos de sincronismo é obtido a partir de filtragem, neste caso é obtido diretamente dos estados do modelo do filtro de Kalman sem nenhuma alteração adicional.

## B.4 Distúrbios e faltas típicas em sistemas de potência

Serão apresentados nesta seção alguns distúrbios típicos que ocorrem em sistemas elétricos de potência, como apresentado em (BOLLEN; ZHANG, 2003). O objetivo é testar o desempenho do algoritmo do filtro de Kalman durante estes distúrbios.

## B.5 Resposta do filtro de Kalman e do identificador de frequência

As simulações que serão apresentadas a seguir consideram sinais senoidais de frequência fixa (60Hz) provenientes de distúrbios típicos de redes de transmissão e distribuição.

Um sistema de distribuição hipotético como mostrado na Figura 58 é usado para gerar os diferentes tipos de faltas. O interesse é se gerar os 4 tipos principais de faltas:

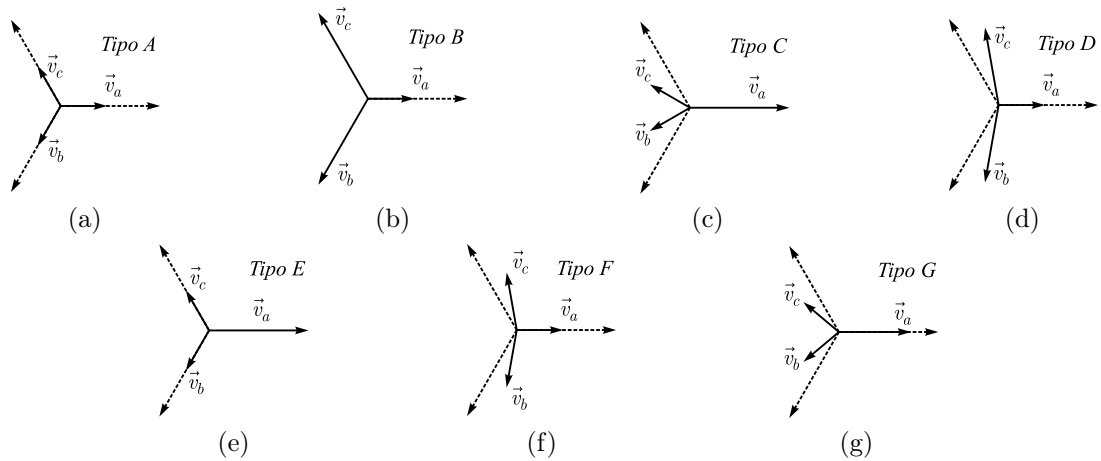


Figura 57: Tipos de faltas

falta trifásica (tipo A), falta monofásica (tipo B), falta bifásica (tipo C) e falta bifásica-terra (tipo E). Não é de interesse agora a geração dos outros tipos de falta, pois essas são resultado da propagação das faltas citadas anteriormente através dos transformadores  $\Delta$ -Y.

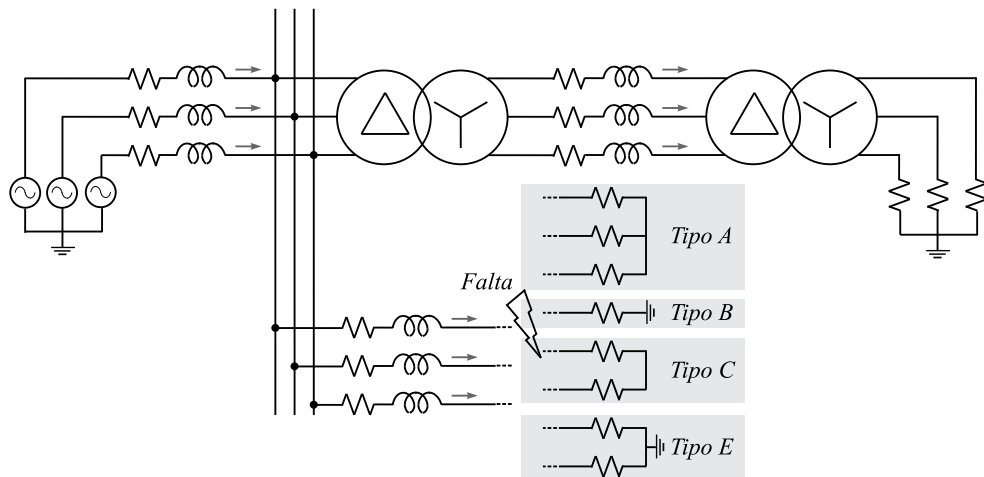


Figura 58: Sistema hipotético utilizado para análise das diferentes faltas

Foi assumido que todas as resistências de linha são iguais, com valor  $R_l = 15.0613\text{m}\Omega$  e  $L_l = 53.26849\mu\text{H}$ . A resistência de carga é  $R_c = 100\Omega$ . As resistências de falta para cada falta são as seguintes:  $R_f = 20\text{m}\Omega$  (falta tipo A),  $R_f = 5\text{m}\Omega$  (falta tipo B),  $R_f = 1\text{m}\Omega$  (falta tipo C) e  $R_f = 1\text{m}\Omega$  (falta tipo E).

Para o algoritmo de extração de seqüências, a frequência de amostragem do sinal é de 6kHz e as inicializações das matrizes de covariância dos estados foi:

$$P^*(0) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{B.17})$$

As matrizes  $Q$  e  $R$  usadas nas simulações para cada modelo de sinal senoidal foram as seguintes:

$$Q = \begin{bmatrix} 0.01 & 0 \\ 0 & 0.01 \end{bmatrix} \quad (\text{B.18})$$

$$R = 0.001 \quad (\text{B.19})$$

Com base em (CARDOSO et al., 2006a), foram definidos os ganhos  $K_\omega$  e  $K_u$  tal que a resposta transitória fosse satisfatória e que o identificador de frequência não se tornasse instável. Os ganhos  $K_w$  e  $K_v$  definidos para estas simulações foram:

$$K_\omega = 0.1 \quad (\text{B.20})$$

$$K_u = 50 \quad (\text{B.21})$$

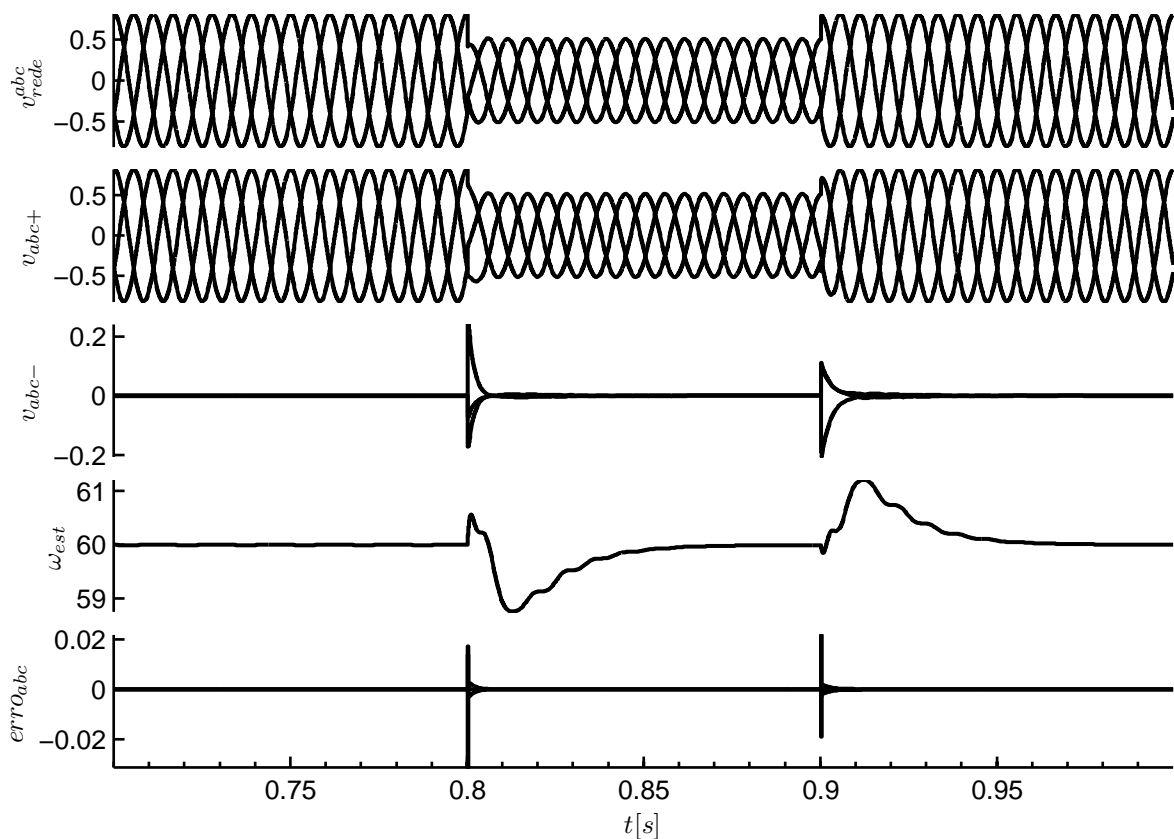


Figura 59: Extração de seqüências de fase para falta trifásica (Falta tipo A)

Os resultados de simulação apresentados consideram as quatro diferentes faltas no

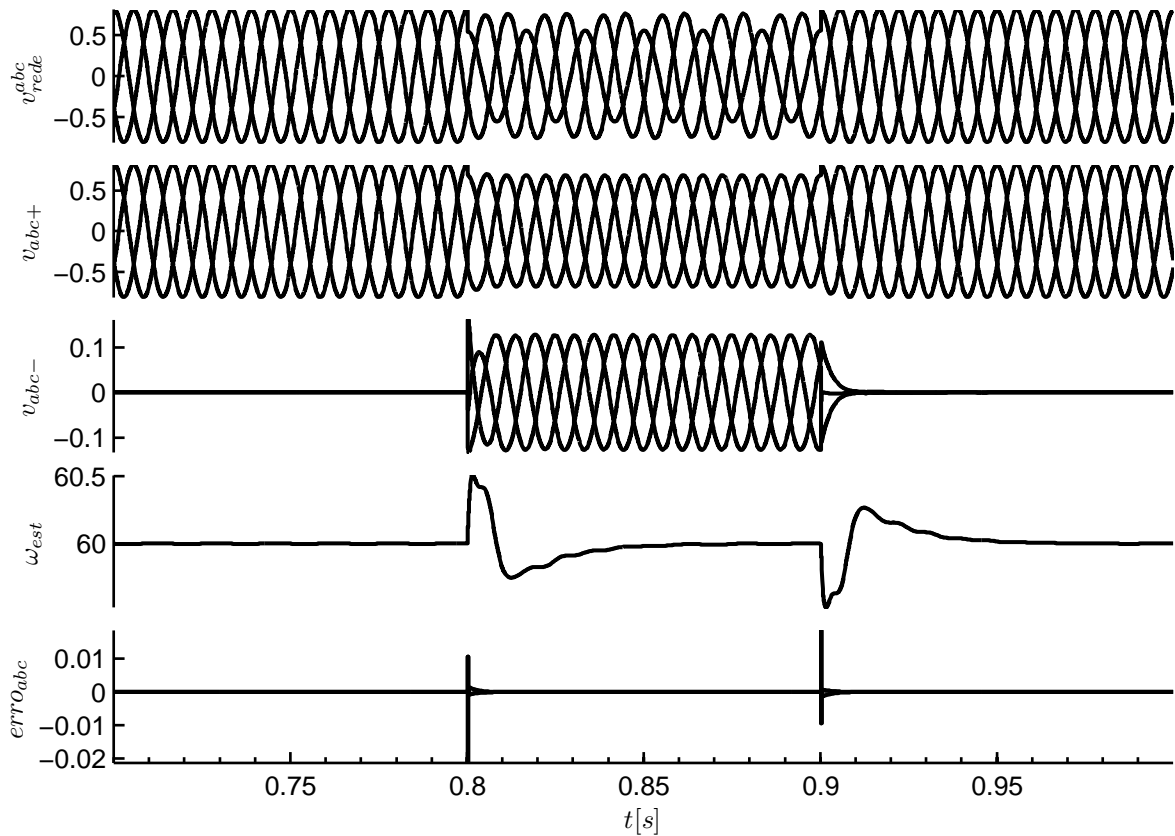


Figura 60: Extração de seqüências de fase para falta monofásica (Falta tipo B)

local indicado pela Figura 58. As medidas das tensões para extração das seqüências positiva e negativa foram feitas no barramento indicado. Todas as faltas têm duração de 100ms, iniciando em  $t=0.8s$  e se extinguindo em  $t=0.9s$ . As matrizes  $Q$  e  $R$  são os graus de liberdade para ajuste do algoritmo do filtro de Kalman, baseado na idéia que se tem dos erros de medidas e dos erros dos estados. O ajuste dos ganhos  $K_\omega$  e  $K_u$  são os graus de liberdade que existem no algoritmo de rastreamento da freqüência.

## B.6 Conclusão

Foi mostrado neste capítulo que um bom resultado para a extração das componentes de seqüência para distúrbios típicos de não-idealidades da rede é possível. Para esta aplicação, isto é de fundamental importância, pois uma referência de tensão errônea pode causar problemas na geração da tensão série, propagando os efeitos inclusive através das malhas de controle de corrente e potência do conversor do lado do rotor.

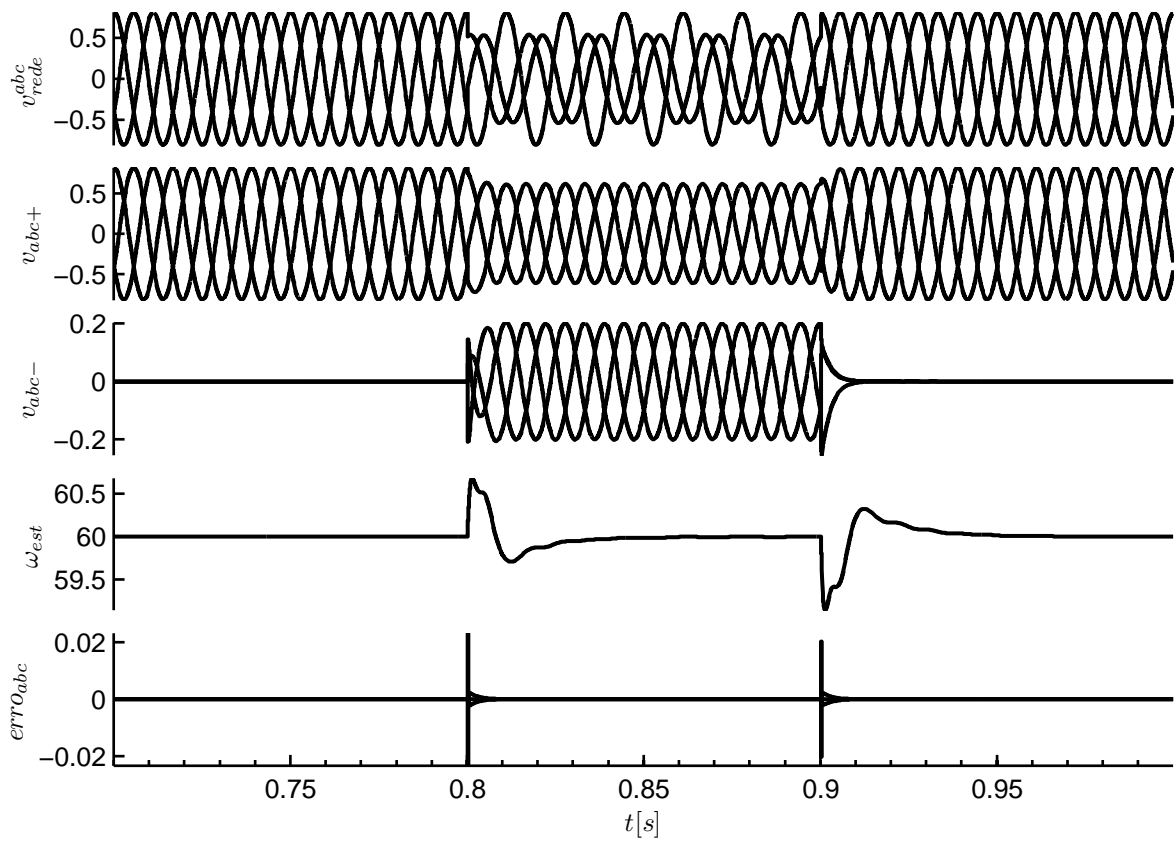


Figura 61: Extração de seqüências de fase para falta bifásica (Falta tipo C)

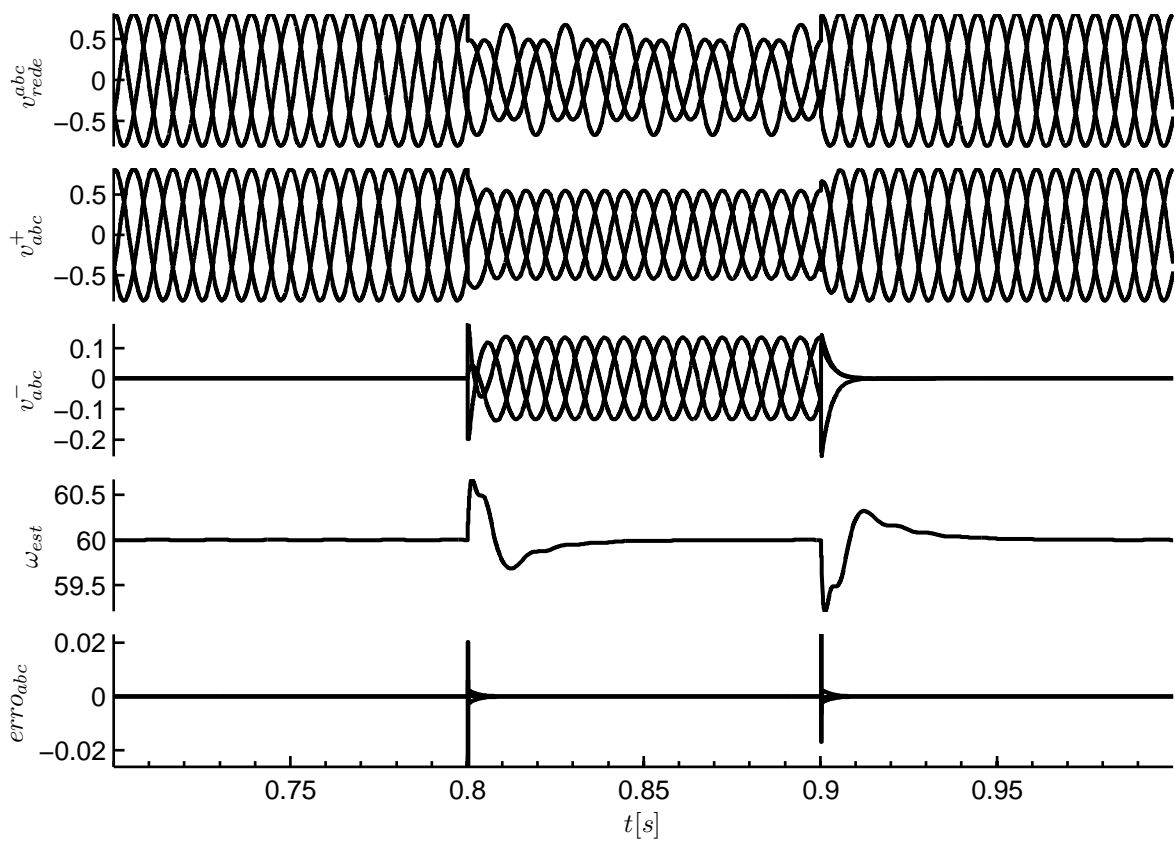


Figura 62: Extração de seqüências de fase para falta bifásica-terra (Falta tipo E)

## APÊNDICE C - DERIVADAS PARCIAIS PARA CÁLCULO DAS JACOBIANAS

### C.1 Derivadas parciais das funções do sistema em malha fechada com relação aos estados

#### C.1.1 Derivadas parciais de $f_1$ com relação aos estados

$$\frac{\partial f_1}{\partial i_{qs}} = -\frac{r_s}{L_2} - \frac{3}{2} \frac{1}{L_3} k_p^{iq} k_p^Q \sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} \quad (C.1)$$

$$\frac{\partial f_1}{\partial i_{ds}} = -(\omega + X_3 \omega_r) - \frac{3}{2} \frac{1}{L_3} k_p^{iq} k_p^Q v_{qserie} \quad (C.2)$$

$$\frac{\partial f_1}{\partial i'_{qr}} = \frac{r'_r}{L_3} + \frac{1}{L_3} k_p^{iq} \quad (C.3)$$

$$\frac{\partial f_1}{\partial i'_{dr}} = -X_2 \omega_r \quad (C.4)$$

$$\frac{\partial f_1}{\partial x_Q} = -\frac{1}{L_3} k_p^{iq} k_i^Q \quad (C.5)$$

$$\frac{\partial f_1}{\partial x_P} = 0 \quad (C.6)$$

$$\frac{\partial f_1}{\partial x_{iq}} = -\frac{1}{L_3} k_i^{iq} \quad (C.7)$$



$$\frac{\partial f_1}{\partial x_{id}} = 0 \quad (\text{C.8})$$

$$\frac{\partial f_1}{\partial x_{cc}} = 0 \quad (\text{C.9})$$

$$\frac{\partial f_1}{\partial i_{qconv}} = 0 \quad (\text{C.10})$$

$$\frac{\partial f_1}{\partial i_{dconv}} = 0 \quad (\text{C.11})$$

$$\frac{\partial f_1}{\partial v_{qserie}} = -\frac{3}{2} \frac{1}{L_3} k_p^{iq} k_p^Q \left( -\frac{v_{qserie}}{\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2}} i_{qs} + i_{ds} \right) \quad (\text{C.12})$$

$$\frac{\partial f_1}{\partial v_{dserie}} = 0 \quad (\text{C.13})$$

$$\frac{\partial f_1}{\partial x_{qservo}} = 0 \quad (\text{C.14})$$

$$\frac{\partial f_1}{\partial x_{dservo}} = 0 \quad (\text{C.15})$$

$$\frac{\partial f_1}{\partial v_{cc}} = 0 \quad (\text{C.16})$$

### C.1.2 Derivadas parciais de $f_2$ com relação aos estados

$$\frac{\partial f_2}{\partial i_{qs}} = (\omega + X_3 \omega_r) + \frac{3}{2} \frac{1}{L_3} k_p^{id} k_p^P v_{qserie} \quad (\text{C.17})$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial i_{ds}} = -\frac{r_s}{L_2} - \frac{3}{2} \frac{1}{L_3} k_p^{id} k_p^P \sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} \quad (\text{C.18})$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial i'_{qr}} = X_2 \omega_r \quad (\text{C.19})$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial i'_{dr}} = \frac{r'_r}{L_3} + \frac{1}{L_3} k_p^{id} \quad (\text{C.20})$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial x_Q} = 0 \quad (\text{C.21})$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial x_P} = -\frac{1}{L_3} k_p^{id} k_i^P \quad (\text{C.22})$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial x_{iq}} = 0 \quad (\text{C.23})$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial x_{id}} = -\frac{1}{L_3} k_i^{id} \quad (\text{C.24})$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial x_{cc}} = 0 \quad (\text{C.25})$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial i_{qconv}} = 0 \quad (\text{C.26})$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial i_{dconv}} = 0 \quad (\text{C.27})$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial v_{qserie}} = \frac{1}{L_2} \frac{v_{qserie}}{\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2}} + \frac{3}{2} \frac{1}{L_3} k_p^{id} k_p^P \left( \frac{v_{qserie}}{\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2}} i_{ds} + i_{qs} \right) \quad (\text{C.28})$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial v_{dserie}} = -\frac{1}{L_2} \quad (\text{C.29})$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial x_{qservo}} = 0 \quad (\text{C.30})$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial x_{dservo}} = 0 \quad (\text{C.31})$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial v_{cc}} = 0 \quad (\text{C.32})$$

C.1.3 Derivadas parciais de  $f_3$  com relação aos estados

$$\frac{\partial f_3}{\partial i_{qs}} = \frac{r_s}{L_3} + \frac{3}{2} \frac{1}{L_1} k_p^{iq} k_p^Q \sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} \quad (C.33)$$

$$\frac{\partial f_3}{\partial i_{ds}} = X_1 \omega_r + \frac{3}{2} \frac{1}{L_1} k_p^{iq} k_p^Q v_{qserie} \quad (C.34)$$

$$\frac{\partial f_3}{\partial i'_{qr}} = -\frac{r'_r}{L_1} - \frac{1}{L_1} k_p^{iq} \quad (C.35)$$

$$\frac{\partial f_3}{\partial i'_{dr}} = (\omega_r - \omega + X_3 \omega_r) \quad (C.36)$$

$$\frac{\partial f_3}{\partial x_Q} = \frac{1}{L_1} k_p^{iq} k_i^Q \quad (C.37)$$

$$\frac{\partial f_3}{\partial x_P} = 0 \quad (C.38)$$

$$\frac{\partial f_3}{\partial x_{iq}} = \frac{1}{L_1} k_i^{iq} \quad (C.39)$$

$$\frac{\partial f_3}{\partial x_{id}} = 0 \quad (C.40)$$

$$\frac{\partial f_3}{\partial x_{cc}} = 0 \quad (C.41)$$

$$\frac{\partial f_3}{\partial i_{qconv}} = 0 \quad (C.42)$$

$$\frac{\partial f_3}{\partial i_{dconv}} = 0 \quad (C.43)$$

$$\frac{\partial f_3}{\partial v_{qserie}} = \frac{3}{2} \frac{1}{L_1} k_p^{iq} k_p^Q \left( -\frac{v_{qserie}}{\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2}} i_{qs} + i_{ds} \right) \quad (C.44)$$

$$\frac{\partial f_3}{\partial v_{dserie}} = 0 \quad (C.45)$$

$$\frac{\partial f_3}{\partial x_{qservo}} = 0 \quad (C.46)$$

$$\frac{\partial f_3}{\partial x_{dservo}} = 0 \quad (C.47)$$

$$\frac{\partial f_3}{\partial v_{cc}} = 0 \quad (C.48)$$

#### C.1.4 Derivadas parciais de $f_4$ com relação aos estados

$$\frac{\partial f_4}{\partial i_{qs}} = -X_1 \omega_r - \frac{3}{2} \frac{1}{L_1} k_p^{id} k_p^P v_{qserie} \quad (C.49)$$

$$\frac{\partial f_4}{\partial i_{ds}} = \frac{r_s}{L_3} + \frac{3}{2} \frac{1}{L_1} k_p^{id} k_p^P \sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} \quad (C.50)$$

$$\frac{\partial f_4}{\partial i'_{qr}} = (\omega - \omega_r - X_3 \omega_r) \quad (C.51)$$

$$\frac{\partial f_4}{\partial i'_{dr}} = -\frac{r'_r}{L_1} - \frac{1}{L_1} k_p^{id} \quad (C.52)$$

$$\frac{\partial f_4}{\partial x_Q} = 0 \quad (C.53)$$

$$\frac{\partial f_4}{\partial x_P} = \frac{1}{L_1} k_p^{id} k_i^P \quad (C.54)$$

$$\frac{\partial f_4}{\partial x_{iq}} = 0 \quad (C.55)$$

$$\frac{\partial f_4}{\partial x_{id}} = \frac{1}{L_1} k_i^{id} \quad (C.56)$$

$$\frac{\partial f_4}{\partial x_{cc}} = 0 \quad (C.57)$$

$$\frac{\partial f_4}{\partial i_{qconv}} = 0 \quad (C.58)$$

$$\frac{\partial f_4}{\partial i_{dconv}} = 0 \quad (C.59)$$

$$\frac{\partial f_4}{\partial v_{qserie}} = -\frac{1}{L_3} \frac{v_{qserie}}{\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2}} - \frac{3}{2} \frac{1}{L_1} k_p^{id} k_p^P \left( \frac{v_{qserie}}{\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2}} i_{ds} + i_{qs} \right) \quad (C.60)$$

$$\frac{\partial f_4}{\partial v_{dserie}} = \frac{1}{L_3} \quad (C.61)$$

$$\frac{\partial f_4}{\partial x_{qservo}} = 0 \quad (C.62)$$

$$\frac{\partial f_4}{\partial x_{dservo}} = 0 \quad (C.63)$$

$$\frac{\partial f_4}{\partial v_{cc}} = 0 \quad (C.64)$$

### C.1.5 Derivadas parciais de $f_5$ com relação aos estados

$$\frac{\partial f_5}{\partial i_{qs}} = \frac{3}{2} \sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} \quad (C.65)$$

$$\frac{\partial f_5}{\partial i_{ds}} = \frac{3}{2} v_{qserie} \quad (C.66)$$

$$\frac{\partial f_5}{\partial i'_{qr}} = 0 \quad (C.67)$$

$$\frac{\partial f_5}{\partial i'_{dr}} = 0 \quad (C.68)$$

$$\frac{\partial f_5}{\partial x_Q} = 0 \quad (\text{C.69})$$

$$\frac{\partial f_5}{\partial x_P} = 0 \quad (\text{C.70})$$

$$\frac{\partial f_5}{\partial x_{iq}} = 0 \quad (\text{C.71})$$

$$\frac{\partial f_5}{\partial x_{id}} = 0 \quad (\text{C.72})$$

$$\frac{\partial f_5}{\partial x_{cc}} = 0 \quad (\text{C.73})$$

$$\frac{\partial f_5}{\partial i_{qconv}} = 0 \quad (\text{C.74})$$

$$\frac{\partial f_5}{\partial i_{dconv}} = 0 \quad (\text{C.75})$$

$$\frac{\partial f_5}{\partial v_{qserie}} = \frac{3}{2} \left( -\frac{v_{qserie}}{\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2}} i_{qs} + i_{ds} \right) \quad (\text{C.76})$$

$$\frac{\partial f_5}{\partial v_{dserie}} = 0 \quad (\text{C.77})$$

$$\frac{\partial f_5}{\partial x_{qservo}} = 0 \quad (\text{C.78})$$

$$\frac{\partial f_5}{\partial x_{dservo}} = 0 \quad (\text{C.79})$$

$$\frac{\partial f_5}{\partial v_{cc}} = 0 \quad (\text{C.80})$$

C.1.6 Derivadas parciais de  $f_6$  com relação aos estados

$$\frac{\partial f_6}{\partial i_{qs}} = -\frac{3}{2}v_{qserie} \quad (C.81)$$

$$\frac{\partial f_6}{\partial i_{ds}} = \frac{3}{2}\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} \quad (C.82)$$

$$\frac{\partial f_6}{\partial i'_{qr}} = 0 \quad (C.83)$$

$$\frac{\partial f_6}{\partial i'_{dr}} = 0 \quad (C.84)$$

$$\frac{\partial f_6}{\partial x_Q} = 0 \quad (C.85)$$

$$\frac{\partial f_6}{\partial x_P} = 0 \quad (C.86)$$

$$\frac{\partial f_6}{\partial x_{iq}} = 0 \quad (C.87)$$

$$\frac{\partial f_6}{\partial x_{id}} = 0 \quad (C.88)$$

$$\frac{\partial f_6}{\partial x_{cc}} = 0 \quad (C.89)$$

$$\frac{\partial f_6}{\partial i_{qconv}} = 0 \quad (C.90)$$

$$\frac{\partial f_6}{\partial i_{dconv}} = 0 \quad (C.91)$$

$$\frac{\partial f_6}{\partial v_{qserie}} = -\frac{3}{2}\left(\frac{v_{qserie}}{\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2}}i_{ds} + i_{qs}\right) \quad (C.92)$$

$$\frac{\partial f_6}{\partial v_{dserie}} = 0 \quad (C.93)$$

$$\frac{\partial f_6}{\partial x_{qservo}} = 0 \quad (C.94)$$

$$\frac{\partial f_6}{\partial x_{dservo}} = 0 \quad (C.95)$$

$$\frac{\partial f_6}{\partial v_{cc}} = 0 \quad (C.96)$$

### C.1.7 Derivadas parciais de $f_7$ com relação aos estados

$$\frac{\partial f_7}{\partial i_{qs}} = \frac{3}{2} k_p^Q \sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} \quad (C.97)$$

$$\frac{\partial f_7}{\partial i_{ds}} = \frac{3}{2} k_p^Q v_{qserie} \quad (C.98)$$

$$\frac{\partial f_7}{\partial i'_{qr}} = -1 \quad (C.99)$$

$$\frac{\partial f_7}{\partial i'_{dr}} = 0 \quad (C.100)$$

$$\frac{\partial f_7}{\partial x_Q} = k_i^Q \quad (C.101)$$

$$\frac{\partial f_7}{\partial x_P} = 0 \quad (C.102)$$

$$\frac{\partial f_7}{\partial x_{iq}} = 0 \quad (C.103)$$

$$\frac{\partial f_7}{\partial x_{id}} = 0 \quad (C.104)$$



$$\frac{\partial f_7}{\partial x_{cc}} = 0 \quad (\text{C.105})$$

$$\frac{\partial f_7}{\partial i_{qconv}} = 0 \quad (\text{C.106})$$

$$\frac{\partial f_7}{\partial i_{dconv}} = 0 \quad (\text{C.107})$$

$$\frac{\partial f_7}{\partial v_{qserie}} = \frac{3}{2} k_p^Q \left( -\frac{v_{qserie}}{\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2}} i_{qs} + i_{ds} \right) \quad (\text{C.108})$$

$$\frac{\partial f_7}{\partial v_{dserie}} = 0 \quad (\text{C.109})$$

$$\frac{\partial f_7}{\partial x_{qservo}} = 0 \quad (\text{C.110})$$

$$\frac{\partial f_7}{\partial x_{dservo}} = 0 \quad (\text{C.111})$$

$$\frac{\partial f_7}{\partial v_{cc}} = 0 \quad (\text{C.112})$$

### C.1.8 Derivadas parciais de $f_8$ com relação aos estados

$$\frac{\partial f_8}{\partial i_{qs}} = -\frac{3}{2} k_p^P v_{qserie} \quad (\text{C.113})$$

$$\frac{\partial f_8}{\partial i_{ds}} = \frac{3}{2} k_p^P \sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} \quad (\text{C.114})$$

$$\frac{\partial f_8}{\partial i'_{qr}} = 0 \quad (\text{C.115})$$

$$\frac{\partial f_8}{\partial i'_{dr}} = -1 \quad (\text{C.116})$$

$$\frac{\partial f_8}{\partial x_Q} = 0 \quad (\text{C.117})$$

$$\frac{\partial f_8}{\partial x_P} = k_i^P \quad (\text{C.118})$$

$$\frac{\partial f_8}{\partial x_{iq}} = 0 \quad (\text{C.119})$$

$$\frac{\partial f_8}{\partial x_{id}} = 0 \quad (\text{C.120})$$

$$\frac{\partial f_8}{\partial x_{cc}} = 0 \quad (\text{C.121})$$

$$\frac{\partial f_8}{\partial i_{qconv}} = 0 \quad (\text{C.122})$$

$$\frac{\partial f_8}{\partial i_{dconv}} = 0 \quad (\text{C.123})$$

$$\frac{\partial f_8}{\partial v_{qserie}} = -\frac{3}{2}k_p^P \left( \frac{v_{qserie}}{\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2}} i_{ds} + i_{qs} \right) \quad (\text{C.124})$$

$$\frac{\partial f_8}{\partial v_{dserie}} = 0 \quad (\text{C.125})$$

$$\frac{\partial f_8}{\partial x_{qservo}} = 0 \quad (\text{C.126})$$

$$\frac{\partial f_8}{\partial x_{dservo}} = 0 \quad (\text{C.127})$$

$$\frac{\partial f_8}{\partial v_{cc}} = 0 \quad (\text{C.128})$$

C.1.9 Derivadas parciais de  $f_9$  com relação aos estados

$$\frac{\partial f_9}{\partial i_{qs}} = 0 \quad (\text{C.129})$$

$$\frac{\partial f_9}{\partial i_{ds}} = 0 \quad (\text{C.130})$$

$$\frac{\partial f_9}{\partial i'_{qr}} = 0 \quad (\text{C.131})$$

$$\frac{\partial f_9}{\partial i'_{dr}} = 0 \quad (\text{C.132})$$

$$\frac{\partial f_9}{\partial x_Q} = 0 \quad (\text{C.133})$$

$$\frac{\partial f_9}{\partial x_P} = 0 \quad (\text{C.134})$$

$$\frac{\partial f_9}{\partial x_{iq}} = 0 \quad (\text{C.135})$$

$$\frac{\partial f_9}{\partial x_{id}} = 0 \quad (\text{C.136})$$

$$\frac{\partial f_9}{\partial x_{cc}} = 0 \quad (\text{C.137})$$

$$\frac{\partial f_9}{\partial i_{qconv}} = 0 \quad (\text{C.138})$$

$$\frac{\partial f_9}{\partial i_{dconv}} = 0 \quad (\text{C.139})$$

$$\frac{\partial f_9}{\partial v_{qserie}} = 0 \quad (\text{C.140})$$

$$\frac{\partial f_9}{\partial v_{dserie}} = 0 \quad (\text{C.141})$$

$$\frac{\partial f_9}{\partial x_{qservo}} = 0 \quad (\text{C.142})$$

$$\frac{\partial f_9}{\partial x_{dservo}} = 0 \quad (\text{C.143})$$

$$\frac{\partial f_9}{\partial v_{cc}} = -2v_{cc} \quad (\text{C.144})$$

### C.1.10 Derivadas parciais de $f_{10}$ com relação aos estados

$$\frac{\partial f_{10}}{\partial i_{qs}} = 0 \quad (\text{C.145})$$

$$\frac{\partial f_{10}}{\partial i_{ds}} = 0 \quad (\text{C.146})$$

$$\frac{\partial f_{10}}{\partial i'_{qr}} = 0 \quad (\text{C.147})$$

$$\frac{\partial f_{10}}{\partial i'_{dr}} = 0 \quad (\text{C.148})$$

$$\frac{\partial f_{10}}{\partial x_Q} = 0 \quad (\text{C.149})$$

$$\frac{\partial f_{10}}{\partial x_P} = 0 \quad (\text{C.150})$$

$$\frac{\partial f_{10}}{\partial x_{iq}} = 0 \quad (\text{C.151})$$

$$\frac{\partial f_{10}}{\partial x_{id}} = 0 \quad (\text{C.152})$$

$$\frac{\partial f_{10}}{\partial x_{cc}} = 0 \quad (\text{C.153})$$

$$\frac{\partial f_{10}}{\partial i_{qconv}} = \frac{k_{11}}{3L_f} \quad (\text{C.154})$$

$$\frac{\partial f_{10}}{\partial i_{dconv}} = -\omega + \frac{k_{12}}{3L_f} \quad (\text{C.155})$$

$$\frac{\partial f_{10}}{\partial v_{qserie}} = \frac{(k_{13} - 1)}{3L_f} \quad (\text{C.156})$$

$$\frac{\partial f_{10}}{\partial v_{dserie}} = \frac{k_{14}}{3L_f} \quad (\text{C.157})$$

$$\frac{\partial f_{10}}{\partial x_{qservo}} = \frac{k_{15}}{3L_f} \quad (\text{C.158})$$

$$\frac{\partial f_{10}}{\partial x_{dservo}} = \frac{k_{16}}{3L_f} \quad (\text{C.159})$$

$$\frac{\partial f_{10}}{\partial v_{cc}} = 0 \quad (\text{C.160})$$

### C.1.11 Derivadas parciais de $f_{11}$ com relação aos estados

$$\frac{\partial f_{11}}{\partial i_{qs}} = 0 \quad (\text{C.161})$$

$$\frac{\partial f_{11}}{\partial i_{ds}} = 0 \quad (\text{C.162})$$

$$\frac{\partial f_{11}}{\partial i'_{qr}} = 0 \quad (\text{C.163})$$

$$\frac{\partial f_{11}}{\partial i'_{dr}} = 0 \quad (\text{C.164})$$

$$\frac{\partial f_{11}}{\partial x_Q} = 0 \quad (\text{C.165})$$

$$\frac{\partial f_{11}}{\partial x_P} = 0 \quad (\text{C.166})$$

$$\frac{\partial f_{11}}{\partial x_{iq}} = 0 \quad (\text{C.167})$$

$$\frac{\partial f_{11}}{\partial x_{id}} = 0 \quad (\text{C.168})$$

$$\frac{\partial f_{11}}{\partial x_{cc}} = 0 \quad (\text{C.169})$$

$$\frac{\partial f_{11}}{\partial i_{qconv}} = \omega + \frac{k_{21}}{3L_f} \quad (\text{C.170})$$

$$\frac{\partial f_{11}}{\partial i_{dconv}} = \frac{k_{22}}{3L_f} \quad (\text{C.171})$$

$$\frac{\partial f_{11}}{\partial v_{qserie}} = \frac{k_{23}}{3L_f} \quad (\text{C.172})$$

$$\frac{\partial f_{11}}{\partial v_{dserie}} = \frac{(k_{24} - 1)}{3L_f} \quad (\text{C.173})$$

$$\frac{\partial f_{11}}{\partial x_{qservo}} = \frac{k_{25}}{3L_f} \quad (\text{C.174})$$

$$\frac{\partial f_{11}}{\partial x_{dservo}} = \frac{k_{26}}{3L_f} \quad (\text{C.175})$$

$$\frac{\partial f_{11}}{\partial v_{cc}} = 0 \quad (\text{C.176})$$

C.1.12 Derivadas parciais de  $f_{12}$  com relação aos estados

$$\frac{\partial f_{12}}{\partial i_{qs}} = \frac{1}{C_f} \quad (\text{C.177})$$

$$\frac{\partial f_{12}}{\partial i_{ds}} = 0 \quad (\text{C.178})$$

$$\frac{\partial f_{12}}{\partial i'_{qr}} = 0 \quad (\text{C.179})$$

$$\frac{\partial f_{12}}{\partial i'_{dr}} = 0 \quad (\text{C.180})$$

$$\frac{\partial f_{12}}{\partial x_Q} = 0 \quad (\text{C.181})$$

$$\frac{\partial f_{12}}{\partial x_P} = 0 \quad (\text{C.182})$$

$$\frac{\partial f_{12}}{\partial x_{iq}} = 0 \quad (\text{C.183})$$

$$\frac{\partial f_{12}}{\partial x_{id}} = 0 \quad (\text{C.184})$$

$$\frac{\partial f_{12}}{\partial x_{cc}} = 0 \quad (\text{C.185})$$

$$\frac{\partial f_{12}}{\partial i_{qconv}} = \frac{1}{C_f} \quad (\text{C.186})$$

$$\frac{\partial f_{12}}{\partial i_{dconv}} = 0 \quad (\text{C.187})$$

$$\frac{\partial f_{12}}{\partial v_{qserie}} = 0 \quad (\text{C.188})$$

$$\frac{\partial f_{12}}{\partial v_{dserie}} = -\omega \quad (\text{C.189})$$

$$\frac{\partial f_{12}}{\partial x_{qservo}} = 0 \quad (\text{C.190})$$

$$\frac{\partial f_{12}}{\partial x_{dservo}} = 0 \quad (\text{C.191})$$

$$\frac{\partial f_{12}}{\partial v_{cc}} = 0 \quad (\text{C.192})$$

### C.1.13 Derivadas parciais de $f_{13}$ com relação aos estados

$$\frac{\partial f_{13}}{\partial i_{qs}} = 0 \quad (\text{C.193})$$

$$\frac{\partial f_{13}}{\partial i_{ds}} = \frac{1}{C_f} \quad (\text{C.194})$$

$$\frac{\partial f_{13}}{\partial i'_{qr}} = 0 \quad (\text{C.195})$$

$$\frac{\partial f_{13}}{\partial i'_{dr}} = 0 \quad (\text{C.196})$$

$$\frac{\partial f_{13}}{\partial x_Q} = 0 \quad (\text{C.197})$$

$$\frac{\partial f_{13}}{\partial x_P} = 0 \quad (\text{C.198})$$

$$\frac{\partial f_{13}}{\partial x_{iq}} = 0 \quad (\text{C.199})$$

$$\frac{\partial f_{13}}{\partial x_{id}} = 0 \quad (\text{C.200})$$



$$\frac{\partial f_{13}}{\partial x_{cc}} = 0 \quad (\text{C.201})$$

$$\frac{\partial f_{13}}{\partial i_{qconv}} = 0 \quad (\text{C.202})$$

$$\frac{\partial f_{13}}{\partial i_{dconv}} = \frac{1}{C_f} \quad (\text{C.203})$$

$$\frac{\partial f_{13}}{\partial v_{qserie}} = \omega \quad (\text{C.204})$$

$$\frac{\partial f_{13}}{\partial v_{dserie}} = 0 \quad (\text{C.205})$$

$$\frac{\partial f_{13}}{\partial x_{qservo}} = 0 \quad (\text{C.206})$$

$$\frac{\partial f_{13}}{\partial x_{dservo}} = 0 \quad (\text{C.207})$$

$$\frac{\partial f_{13}}{\partial v_{cc}} = 0 \quad (\text{C.208})$$

#### C.1.14 Derivadas parciais de $f_{14}$ com relação aos estados

$$\frac{\partial f_{14}}{\partial i_{qs}} = \frac{(i_{ds}^2 - i_{qs}^2)}{(i_{ds}^2 + i_{qs}^2)^2} \left[ k_i^{cc} x_{cc} + k_p^{cc} (v_{ccref}^2 - v_{cc}^2) \right] \quad (\text{C.209})$$

$$\frac{\partial f_{14}}{\partial i_{ds}} = \frac{-2i_{ds}i_{qs}}{(i_{ds}^2 + i_{qs}^2)^2} \left[ k_i^{cc} x_{cc} + k_p^{cc} (v_{ccref}^2 - v_{cc}^2) \right] \quad (\text{C.210})$$

$$\frac{\partial f_{14}}{\partial i'_{qr}} = 0 \quad (\text{C.211})$$

$$\frac{\partial f_{14}}{\partial i'_{dr}} = 0 \quad (\text{C.212})$$

$$\frac{\partial f_{14}}{\partial x_Q} = 0 \quad (\text{C.213})$$

$$\frac{\partial f_{14}}{\partial x_P} = 0 \quad (\text{C.214})$$

$$\frac{\partial f_{14}}{\partial x_{iq}} = 0 \quad (\text{C.215})$$

$$\frac{\partial f_{14}}{\partial x_{id}} = 0 \quad (\text{C.216})$$

$$\frac{\partial f_{14}}{\partial x_{cc}} = \frac{i_{qs} k_i^{cc}}{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \quad (\text{C.217})$$

$$\frac{\partial f_{14}}{\partial i_{qconv}} = 0 \quad (\text{C.218})$$

$$\frac{\partial f_{14}}{\partial i_{dconv}} = 0 \quad (\text{C.219})$$

$$\frac{\partial f_{14}}{\partial v_{qserie}} = -1 \quad (\text{C.220})$$

$$\frac{\partial f_{14}}{\partial v_{dserie}} = 0 \quad (\text{C.221})$$

$$\frac{\partial f_{14}}{\partial x_{qservo}} = 0 \quad (\text{C.222})$$

$$\frac{\partial f_{14}}{\partial x_{dservo}} = 0 \quad (\text{C.223})$$

$$\frac{\partial f_{14}}{\partial v_{cc}} = -\frac{2i_{qs} k_p^{cc} v_{cc}}{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \quad (\text{C.224})$$

C.1.15 Derivadas parciais de  $f_{15}$  com relação aos estados

$$\frac{\partial f_{15}}{\partial i_{qs}} = \frac{-2i_{ds}i_{qs}}{\left(i_{ds}^2 + i_{qs}^2\right)^2} \left[ k_i^{cc} x_{cc} + k_p^{cc} \left( v_{ccref}^2 - v_{cc}^2 \right) \right] \quad (C.225)$$

$$\frac{\partial f_{15}}{\partial i_{ds}} = \frac{(-i_{ds}^2 + i_{qs}^2)}{\left(i_{ds}^2 + i_{qs}^2\right)^2} \left[ k_i^{cc} x_{cc} + k_p^{cc} \left( v_{ccref}^2 - v_{cc}^2 \right) \right] \quad (C.226)$$

$$\frac{\partial f_{15}}{\partial i'_{qr}} = 0 \quad (C.227)$$

$$\frac{\partial f_{15}}{\partial i'_{dr}} = 0 \quad (C.228)$$

$$\frac{\partial f_{15}}{\partial x_Q} = 0 \quad (C.229)$$

$$\frac{\partial f_{15}}{\partial x_P} = 0 \quad (C.230)$$

$$\frac{\partial f_{15}}{\partial x_{iq}} = 0 \quad (C.231)$$

$$\frac{\partial f_{15}}{\partial x_{id}} = 0 \quad (C.232)$$

$$\frac{\partial f_{15}}{\partial x_{cc}} = \frac{i_{ds}k_i^{cc}}{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \quad (C.233)$$

$$\frac{\partial f_{15}}{\partial i_{qconv}} = 0 \quad (C.234)$$

$$\frac{\partial f_{15}}{\partial i_{dconv}} = 0 \quad (C.235)$$

$$\frac{\partial f_{15}}{\partial v_{qserie}} = 0 \quad (C.236)$$

$$\frac{\partial f_{15}}{\partial v_{dserie}} = -1 \quad (C.237)$$

$$\frac{\partial f_{15}}{\partial x_{qservo}} = 0 \quad (C.238)$$

$$\frac{\partial f_{15}}{\partial x_{dservo}} = 0 \quad (C.239)$$

$$\frac{\partial f_{15}}{\partial v_{cc}} = -\frac{2i_{ds}k_p^{cc}v_{cc}}{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \quad (C.240)$$

### C.1.16 Derivadas parciais de $f_{16}$ com relação aos estados

$$\frac{\partial f_{16}}{\partial i_{qs}} = -\frac{3}{2} \frac{1}{v_{cc}C} \left\{ \left[ -\frac{3}{2} k_p^{id} k_p^P v_{qserie} \right] i'_{dr} + \left[ \frac{3}{2} k_p^{iq} k_p^Q \sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} \right] i'_{qr} \right\} \quad (C.241)$$

$$\frac{\partial f_{16}}{\partial i_{ds}} = -\frac{3}{2} \frac{1}{v_{cc}C} \left\{ \left[ \frac{3}{2} k_p^{id} k_p^P \sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} \right] i'_{dr} + \left[ \frac{3}{2} k_p^{iq} k_p^Q v_{qserie} \right] i'_{qr} \right\} \quad (C.242)$$

$$\frac{\partial f_{16}}{\partial i'_{qr}} = -\frac{3}{2} \frac{1}{v_{cc}C} \left\{ \left[ k_i^{iq} x_{iq} + k_p^{iq} \left( k_i^Q x_Q + k_p^Q \left( Q_{ref} - \frac{3}{2} \left( -\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} i_{qs} - v_{qserie} i_{ds} \right) \right) - i'_{qr} \right) \right] - k_p^{iq} i'_{qr} \right\} \quad (C.243)$$

$$\frac{\partial f_{16}}{\partial i'_{dr}} = -\frac{3}{2} \frac{1}{v_{cc}C} \left\{ \left[ k_i^{id} x_{id} + k_p^{id} \left( k_i^P x_P + k_p^P \left( P_{ref} - \frac{3}{2} \left( -\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} i_{ds} + v_{qserie} i_{qs} \right) \right) - i'_{dr} \right) \right] - k_p^{id} i'_{dr} \right\} \quad (C.244)$$

$$\frac{\partial f_{16}}{\partial x_Q} = -\frac{3}{2} \frac{1}{v_{cc}C} \left\{ k_p^{iq} k_i^Q i'_{qr} \right\} \quad (C.245)$$

$$\frac{\partial f_{16}}{\partial x_P} = -\frac{3}{2} \frac{1}{v_{cc}C} \left\{ k_p^{id} k_i^P i'_{dr} \right\} \quad (C.246)$$

$$\frac{\partial f_{16}}{\partial x_{iq}} = -\frac{3}{2} \frac{1}{v_{cc}C} \left\{ k_i^{iq} i'_{qr} \right\} \quad (C.247)$$

$$\frac{\partial f_{16}}{\partial x_{id}} = -\frac{3}{2} \frac{1}{v_{cc}C} \left\{ k_i^{id} i'_{dr} \right\} \quad (C.248)$$

$$\frac{\partial f_{16}}{\partial x_{cc}} = 0 \quad (C.249)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial f_{16}}{\partial i_{qconv}} = -\frac{3}{2} \frac{1}{v_{cc}C} \left\{ \left( k_{11} i_{qconv} + k_{12} i_{dconv} + k_{13} v_{qserie} + k_{14} v_{dserie} + k_{15} x_{qservo} + \right. \right. \\ \left. \left. + k_{16} x_{dservo} \right) + k_{11} i_{qconv} + k_{21} i_{dconv} \right\} \end{aligned} \quad (C.250)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial f_{16}}{\partial i_{dconv}} = -\frac{3}{2} \frac{1}{v_{cc}C} \left\{ \left( k_{21} i_{qconv} + k_{22} i_{dconv} + k_{23} v_{qserie} + k_{24} v_{dserie} + k_{25} x_{qservo} + \right. \right. \\ \left. \left. + k_{26} x_{dservo} \right) + k_{12} i_{qconv} + k_{22} i_{dconv} \right\} \end{aligned} \quad (C.251)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial f_{16}}{\partial v_{qserie}} = -\frac{3}{2} \frac{1}{v_{cc}C} \left\{ k_{13} i_{qconv} + k_{23} i_{dconv} + \left[ -\frac{3}{2} k_p^{id} k_p^P \left( \frac{v_{qserie} i_{ds}}{\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2}} + i_{qs} \right) \right] i'_{dr} + \right. \\ \left. + \left[ -\frac{3}{2} k_p^{iq} k_p^Q \left( \frac{v_{qserie} i_{qs}}{\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2}} - i_{ds} \right) \right] i'_{qr} \right\} \end{aligned} \quad (C.252)$$

$$\frac{\partial f_{16}}{\partial v_{dserie}} = -\frac{3}{2} \frac{1}{v_{cc}C} \left\{ k_{14} i_{qconv} + k_{24} i_{dconv} \right\} \quad (C.253)$$

$$\frac{\partial f_{16}}{\partial x_{qservo}} = -\frac{3}{2} \frac{1}{v_{cc}C} \left\{ k_{15} i_{qconv} + k_{25} i_{dconv} \right\} \quad (C.254)$$

$$\frac{\partial f_{16}}{\partial x_{dserve}} = -\frac{3}{2} \frac{1}{v_{cc} C} \left\{ k_{16} i_{qconv} + k_{26} i_{dconv} \right\} \quad (\text{C.255})$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial f_{16}}{\partial v_{cc}} = \frac{3}{2} \frac{1}{v_{cc}^2 C} \left\{ \right. & \left( k_{11} i_{qconv} + k_{12} i_{dconv} + k_{13} v_{qserie} + k_{14} v_{dserie} + k_{15} x_{qserve} + \right. \\ & \left. + k_{16} x_{dserve} \right) i_{qconv} + \left( k_{21} i_{qconv} + k_{22} i_{dconv} + k_{23} v_{qserie} + k_{24} v_{dserie} + k_{25} x_{qserve} + \right. \\ & \left. + k_{26} x_{dserve} \right) i_{dconv} + \left[ k_i^{id} x_{id} + k_p^{id} \left( k_i^P x_P + k_p^P \left( P_{ref} - \frac{3}{2} \left( -\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} i_{ds} + \right. \right. \right. \right. \\ & \left. \left. \left. + v_{qserie} i_{qs} \right) \right) - i'_{dr} \right) \right] i'_{dr} + \left[ k_i^{iq} x_{iq} + k_p^{iq} \left( k_i^Q x_Q + k_p^Q \left( Q_{ref} - \frac{3}{2} \left( -\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2} i_{qs} - \right. \right. \right. \right. \\ & \left. \left. \left. - v_{qserie} i_{ds} \right) \right) - i'_{qr} \right) \right] i'_{qr} \left. \right\} \end{aligned} \quad (\text{C.256})$$

## C.2 Derivadas parciais das funções do sistema em malha fechada com relação às entradas

### C.2.1 Derivadas parciais de $f_1$ com relação às entradas

$$\frac{\partial f_1}{\partial P_{ref}} = 0 \quad (C.257)$$

$$\frac{\partial f_1}{\partial Q_{ref}} = -\frac{1}{L_3} k_p^{iq} k_p^Q \quad (C.258)$$

$$\frac{\partial f_1}{\partial V_n} = -\frac{3}{2} \frac{1}{L_3} \frac{V_n i_{qs} k_p^{iq} k_p^Q}{\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2}} \quad (C.259)$$

$$\frac{\partial f_1}{\partial v_{cc}^{ref2}} = 0 \quad (C.260)$$

### C.2.2 Derivadas parciais de $f_2$ com relação às entradas

$$\frac{\partial f_2}{\partial P_{ref}} = -\frac{1}{L_3} k_p^{id1} k_p^P \quad (C.261)$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial Q_{ref}} = 0 \quad (C.262)$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial V_n} = -\frac{1}{L_2} \frac{V_n}{\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2}} - \frac{3}{2} \frac{1}{L_3} \frac{V_n i_{ds} k_p^{id} k_p^P}{\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2}} \quad (C.263)$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial v_{cc}^{ref2}} = 0 \quad (C.264)$$

### C.2.3 Derivadas parciais de $f_3$ com relação às entradas

$$\frac{\partial f_3}{\partial P_{ref}} = 0 \quad (C.265)$$

$$\frac{\partial f_3}{\partial Q_{ref}} = \frac{1}{L_1} k_p^{iq} k_p^Q \quad (C.266)$$

$$\frac{\partial f_3}{\partial V_n} = \frac{3}{2} \frac{1}{L_1} \frac{V_n i_{qs} k_p^{iq} k_p^Q}{\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2}} \quad (C.267)$$

$$\frac{\partial f_3}{\partial v_{cc}^{ref2}} = 0 \quad (C.268)$$

#### C.2.4 Derivadas parciais de $f_4$ com relação às entradas

$$\frac{\partial f_4}{\partial P_{ref}} = \frac{1}{L_1} k_p^{id} k_p^P \quad (C.269)$$

$$\frac{\partial f_4}{\partial Q_{ref}} = 0 \quad (C.270)$$

$$\frac{\partial f_4}{\partial V_n} = \frac{1}{L_3} \frac{V_n}{\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2}} + \frac{3}{2} \frac{1}{L_1} \frac{V_n i_{ds} k_p^{id} k_p^P}{\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2}} \quad (C.271)$$

$$\frac{\partial f_4}{\partial v_{cc}^{ref2}} = 0 \quad (C.272)$$

#### C.2.5 Derivadas parciais de $f_5$ com relação às entradas

$$\frac{\partial f_5}{\partial P_{ref}} = 0 \quad (C.273)$$

$$\frac{\partial f_5}{\partial Q_{ref}} = 1 \quad (C.274)$$

$$\frac{\partial f_5}{\partial V_n} = \frac{3}{2} \frac{V_n i_{qs}}{\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2}} \quad (C.275)$$

$$\frac{\partial f_5}{\partial v_{cc}^{ref2}} = 0 \quad (C.276)$$



### C.2.6 Derivadas parciais de $f_6$ com relação às entradas

$$\frac{\partial f_6}{\partial P_{ref}} = 1 \quad (\text{C.277})$$

$$\frac{\partial f_6}{\partial Q_{ref}} = 0 \quad (\text{C.278})$$

$$\frac{\partial f_6}{\partial V_n} = \frac{3}{2} \frac{V_n i_{ds}}{\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2}} \quad (\text{C.279})$$

$$\frac{\partial f_6}{\partial v_{cc}^{ref2}} = 0 \quad (\text{C.280})$$

### C.2.7 Derivadas parciais de $f_7$ com relação às entradas

$$\frac{\partial f_7}{\partial P_{ref}} = 0 \quad (\text{C.281})$$

$$\frac{\partial f_7}{\partial Q_{ref}} = k_p^Q \quad (\text{C.282})$$

$$\frac{\partial f_7}{\partial V_n} = \frac{3}{2} \frac{V_n i_{qs} k_p^Q}{\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2}} \quad (\text{C.283})$$

$$\frac{\partial f_7}{\partial v_{cc}^{ref2}} = 0 \quad (\text{C.284})$$

### C.2.8 Derivadas parciais de $f_8$ com relação às entradas

$$\frac{\partial f_8}{\partial P_{ref}} = k_p^P \quad (\text{C.285})$$

$$\frac{\partial f_8}{\partial Q_{ref}} = 0 \quad (\text{C.286})$$

$$\frac{\partial f_8}{\partial V_n} = \frac{3}{2} \frac{V_n i_{ds} k_p^P}{\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2}} \quad (\text{C.287})$$

$$\frac{\partial f_8}{\partial v_{cc}^{ref2}} = 0 \quad (\text{C.288})$$

### C.2.9 Derivadas parciais de $f_9$ com relação às entradas

$$\frac{\partial f_9}{\partial P_{ref}} = 0 \quad (\text{C.289})$$

$$\frac{\partial f_9}{\partial Q_{ref}} = 0 \quad (\text{C.290})$$

$$\frac{\partial f_9}{\partial V_n} = 0 \quad (\text{C.291})$$

$$\frac{\partial f_9}{\partial v_{cc}^{ref2}} = 2v_{cc}^{ref} \quad (\text{C.292})$$

### C.2.10 Derivadas parciais de $f_{10}$ com relação às entradas

$$\frac{\partial f_{10}}{\partial P_{ref}} = 0 \quad (\text{C.293})$$

$$\frac{\partial f_{10}}{\partial Q_{ref}} = 0 \quad (\text{C.294})$$

$$\frac{\partial f_{10}}{\partial V_n} = 0 \quad (\text{C.295})$$

$$\frac{\partial f_{10}}{\partial v_{cc}^{ref2}} = 0 \quad (\text{C.296})$$

### C.2.11 Derivadas parciais de $f_{11}$ com relação às entradas

$$\frac{\partial f_{11}}{\partial P_{ref}} = 0 \quad (\text{C.297})$$

$$\frac{\partial f_{11}}{\partial Q_{ref}} = 0 \quad (\text{C.298})$$

$$\frac{\partial f_{11}}{\partial V_n} = 0 \quad (\text{C.299})$$

$$\frac{\partial f_{11}}{\partial v_{cc}^{ref2}} = 0 \quad (\text{C.300})$$

### C.2.12 Derivadas parciais de $f_{12}$ com relação às entradas

$$\frac{\partial f_{12}}{\partial P_{ref}} = 0 \quad (\text{C.301})$$

$$\frac{\partial f_{12}}{\partial Q_{ref}} = 0 \quad (\text{C.302})$$

$$\frac{\partial f_{12}}{\partial V_n} = 0 \quad (\text{C.303})$$

$$\frac{\partial f_{12}}{\partial v_{cc}^{ref2}} = 0 \quad (\text{C.304})$$

### C.2.13 Derivadas parciais de $f_{13}$ com relação às entradas

$$\frac{\partial f_{13}}{\partial P_{ref}} = 0 \quad (\text{C.305})$$

$$\frac{\partial f_{13}}{\partial Q_{ref}} = 0 \quad (\text{C.306})$$

$$\frac{\partial f_{13}}{\partial V_n} = 0 \quad (\text{C.307})$$

$$\frac{\partial f_{13}}{\partial v_{cc}^{ref2}} = 0 \quad (\text{C.308})$$

### C.2.14 Derivadas parciais de $f_{14}$ com relação às entradas

$$\frac{\partial f_{14}}{\partial P_{ref}} = 0 \quad (\text{C.309})$$

$$\frac{\partial f_{14}}{\partial Q_{ref}} = 0 \quad (\text{C.310})$$

$$\frac{\partial f_{14}}{\partial V_n} = 0 \quad (\text{C.311})$$

$$\frac{\partial f_{14}}{\partial v_{cc}^{ref2}} = 2v_{cc}^{ref} k_p^{cc} \frac{i_{qs}}{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \quad (\text{C.312})$$

### C.2.15 Derivadas parciais de $f_{15}$ com relação às entradas

$$\frac{\partial f_{15}}{\partial P_{ref}} = 0 \quad (\text{C.313})$$

$$\frac{\partial f_{15}}{\partial Q_{ref}} = 0 \quad (\text{C.314})$$

$$\frac{\partial f_{15}}{\partial V_n} = 0 \quad (\text{C.315})$$

$$\frac{\partial f_{15}}{\partial v_{cc}^{ref2}} = 2v_{cc}^{ref} k_p^{cc} \frac{i_{ds}}{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \quad (\text{C.316})$$

### C.2.16 Derivadas parciais de $f_{16}$ com relação às entradas

$$\frac{\partial f_{16}}{\partial P_{ref}} = -\frac{3}{2} \frac{i'_{dr} k_p^{id} k_p^P}{v_{cc} C} \quad (\text{C.317})$$

$$\frac{\partial f_{16}}{\partial Q_{ref}} = -\frac{3}{2} \frac{i'_{qr} k_p^{iq} k_p^Q}{v_{cc} C} \quad (\text{C.318})$$

$$\frac{\partial f_{16}}{\partial V_n} = -\frac{3}{2} \frac{1}{v_{cc} C} \left\{ \frac{3}{2} \frac{V_n}{\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2}} \left( i'_{dr} i_{ds} k_p^P k_p^{id} + i'_{qr} i_{qs} k_p^Q k_p^{iq} \right) \right\} \quad (\text{C.319})$$

$$\frac{\partial f_{16}}{\partial v_{cc}^{ref2}} = 0 \quad (\text{C.320})$$

### C.3 Derivadas parciais das funções do sistema em malha aberta com relação aos estados

#### C.3.1 Derivadas parciais de $f_1^{ma}$ com relação aos estados

$$\frac{\partial f_1^{ma}}{\partial i_{qs}} = -\frac{r_s}{L_2} \quad (\text{C.321})$$

$$\frac{\partial f_1^{ma}}{\partial i_{ds}} = -(\omega + X_3\omega_r) \quad (\text{C.322})$$

$$\frac{\partial f_1^{ma}}{\partial i'_{qr}} = \frac{r'_r}{L_3} + \frac{1}{L_3}k_p^{iq} \quad (\text{C.323})$$

$$\frac{\partial f_1^{ma}}{\partial i'_{dr}} = -X_2\omega_r \quad (\text{C.324})$$

$$\frac{\partial f_1^{ma}}{\partial x_{iq}} = -\frac{1}{L_3}k_i^{iq} \quad (\text{C.325})$$

$$\frac{\partial f_1^{ma}}{\partial x_{id}} = 0 \quad (\text{C.326})$$

$$\frac{\partial f_1^{ma}}{\partial i_{qconv}} = 0 \quad (\text{C.327})$$

$$\frac{\partial f_1^{ma}}{\partial i_{dconv}} = 0 \quad (\text{C.328})$$

$$\frac{\partial f_1^{ma}}{\partial v_{qserie}} = 0 \quad (\text{C.329})$$

$$\frac{\partial f_1^{ma}}{\partial v_{dserie}} = 0 \quad (\text{C.330})$$

$$\frac{\partial f_1^{ma}}{\partial x_{qservo}} = 0 \quad (\text{C.331})$$

$$\frac{\partial f_1^{ma}}{\partial x_{dserve}} = 0 \quad (\text{C.332})$$

$$\frac{\partial f_1^{ma}}{\partial v_{cc}} = 0 \quad (\text{C.333})$$

### C.3.2 Derivadas parciais de $f_2^{ma}$ com relação aos estados

$$\frac{\partial f_2^{ma}}{\partial i_{qs}} = (\omega + X_3\omega_r) \quad (\text{C.334})$$

$$\frac{\partial f_2^{ma}}{\partial i_{ds}} = -\frac{r_s}{L_2} \quad (\text{C.335})$$

$$\frac{\partial f_2^{ma}}{\partial i'_{qr}} = X_2\omega_r \quad (\text{C.336})$$

$$\frac{\partial f_2^{ma}}{\partial i'_{dr}} = \frac{r'_r}{L_3} + \frac{1}{L_3}k_p^{id} \quad (\text{C.337})$$

$$\frac{\partial f_2^{ma}}{\partial x_{iq}} = 0 \quad (\text{C.338})$$

$$\frac{\partial f_2^{ma}}{\partial x_{id}} = -\frac{1}{L_3}k_i^{id} \quad (\text{C.339})$$

$$\frac{\partial f_2^{ma}}{\partial i_{qconv}} = 0 \quad (\text{C.340})$$

$$\frac{\partial f_2^{ma}}{\partial i_{dconv}} = 0 \quad (\text{C.341})$$

$$\frac{\partial f_2^{ma}}{\partial v_{qserie}} = \frac{1}{L_2} \frac{v_{qserie}}{\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2}} \quad (\text{C.342})$$

$$\frac{\partial f_2^{ma}}{\partial v_{dserie}} = -\frac{1}{L_2} \quad (\text{C.343})$$

$$\frac{\partial f_2^{ma}}{\partial x_{qservo}} = 0 \quad (\text{C.344})$$

$$\frac{\partial f_2^{ma}}{\partial x_{dservo}} = 0 \quad (\text{C.345})$$

$$\frac{\partial f_2^{ma}}{\partial v_{cc}} = 0 \quad (\text{C.346})$$

### C.3.3 Derivadas parciais de $f_3^{ma}$ com relação aos estados

$$\frac{\partial f_3^{ma}}{\partial i_{qs}} = \frac{r_s}{L_3} \quad (\text{C.347})$$

$$\frac{\partial f_3^{ma}}{\partial i_{ds}} = X_1 \omega_r \quad (\text{C.348})$$

$$\frac{\partial f_3^{ma}}{\partial i'_{qr}} = -\frac{r'_r}{L_1} - \frac{1}{L_1} k_p^{iq} \quad (\text{C.349})$$

$$\frac{\partial f_3^{ma}}{\partial i'_{dr}} = (\omega_r - \omega + X_3 \omega_r) \quad (\text{C.350})$$

$$\frac{\partial f_3^{ma}}{\partial x_{iq}} = \frac{1}{L_1} k_i^{iq} \quad (\text{C.351})$$

$$\frac{\partial f_3^{ma}}{\partial x_{id}} = 0 \quad (\text{C.352})$$

$$\frac{\partial f_3^{ma}}{\partial i_{qconv}} = 0 \quad (\text{C.353})$$

$$\frac{\partial f_3^{ma}}{\partial i_{dconv}} = 0 \quad (\text{C.354})$$

$$\frac{\partial f_3^{ma}}{\partial v_{qserie}} = 0 \quad (\text{C.355})$$



$$\frac{\partial f_3^{ma}}{\partial v_{dserie}} = 0 \quad (C.356)$$

$$\frac{\partial f_3^{ma}}{\partial x_{qservo}} = 0 \quad (C.357)$$

$$\frac{\partial f_3^{ma}}{\partial x_{dservo}} = 0 \quad (C.358)$$

$$\frac{\partial f_3^{ma}}{\partial v_{cc}} = 0 \quad (C.359)$$

### C.3.4 Derivadas parciais de $f_4^{ma}$ com relação aos estados

$$\frac{\partial f_4^{ma}}{\partial i_{qs}} = -X_1 \omega_r \quad (C.360)$$

$$\frac{\partial f_4^{ma}}{\partial i_{ds}} = \frac{r_s}{L_3} \quad (C.361)$$

$$\frac{\partial f_4^{ma}}{\partial i'_{qr}} = \omega - \omega_r - X_3 \omega_r \quad (C.362)$$

$$\frac{\partial f_4^{ma}}{\partial i'_{dr}} = -\frac{r'_r}{L_1} - \frac{1}{L_1} k_p^{id} \quad (C.363)$$

$$\frac{\partial f_4^{ma}}{\partial x_{iq}} = 0 \quad (C.364)$$

$$\frac{\partial f_4^{ma}}{\partial x_{id}} = \frac{1}{L_1} k_i^{id} \quad (C.365)$$

$$\frac{\partial f_4^{ma}}{\partial i_{qconv}} = 0 \quad (C.366)$$

$$\frac{\partial f_4^{ma}}{\partial i_{dconv}} = 0 \quad (C.367)$$

$$\frac{\partial f_4^{ma}}{\partial v_{qserie}} = -\frac{1}{L_3} \frac{v_{qserie}}{\sqrt{V_n^2 - v_{qserie}^2}} \quad (\text{C.368})$$

$$\frac{\partial f_4^{ma}}{\partial v_{dserie}} = \frac{1}{L_3} \quad (\text{C.369})$$

$$\frac{\partial f_4^{ma}}{\partial x_{qservo}} = 0 \quad (\text{C.370})$$

$$\frac{\partial f_4^{ma}}{\partial x_{dservo}} = 0 \quad (\text{C.371})$$

$$\frac{\partial f_4^{ma}}{\partial v_{cc}} = 0 \quad (\text{C.372})$$

### C.3.5 Derivadas parciais de $f_5^{ma}$ com relação aos estados

$$\frac{\partial f_5^{ma}}{\partial i_{qs}} = 0 \quad (\text{C.373})$$

$$\frac{\partial f_5^{ma}}{\partial i_{ds}} = 0 \quad (\text{C.374})$$

$$\frac{\partial f_5^{ma}}{\partial i'_{qr}} = -1 \quad (\text{C.375})$$

$$\frac{\partial f_5^{ma}}{\partial i'_{dr}} = 0 \quad (\text{C.376})$$

$$\frac{\partial f_5^{ma}}{\partial x_{iq}} = 0 \quad (\text{C.377})$$

$$\frac{\partial f_5^{ma}}{\partial x_{id}} = 0 \quad (\text{C.378})$$

$$\frac{\partial f_5^{ma}}{\partial i_{qconv}} = 0 \quad (\text{C.379})$$

$$\frac{\partial f_5^{ma}}{\partial i_{dconv}} = 0 \quad (\text{C.380})$$

$$\frac{\partial f_5^{ma}}{\partial v_{qserie}} = 0 \quad (\text{C.381})$$

$$\frac{\partial f_5^{ma}}{\partial v_{dserie}} = 0 \quad (\text{C.382})$$

$$\frac{\partial f_5^{ma}}{\partial x_{qservo}} = 0 \quad (\text{C.383})$$

$$\frac{\partial f_5^{ma}}{\partial x_{dservo}} = 0 \quad (\text{C.384})$$

$$\frac{\partial f_5^{ma}}{\partial v_{cc}} = 0 \quad (\text{C.385})$$

### C.3.6 Derivadas parciais de $f_6^{ma}$ com relação aos estados

$$\frac{\partial f_6^{ma}}{\partial i_{qs}} = 0 \quad (\text{C.386})$$

$$\frac{\partial f_6^{ma}}{\partial i_{ds}} = 0 \quad (\text{C.387})$$

$$\frac{\partial f_6^{ma}}{\partial i'_{qr}} = 0 \quad (\text{C.388})$$

$$\frac{\partial f_6^{ma}}{\partial i'_{dr}} = -1 \quad (\text{C.389})$$

$$\frac{\partial f_6^{ma}}{\partial x_{iq}} = 0 \quad (\text{C.390})$$

$$\frac{\partial f_6^{ma}}{\partial x_{id}} = 0 \quad (\text{C.391})$$

$$\frac{\partial f_6^{ma}}{\partial i_{qconv}} = 0 \quad (\text{C.392})$$

$$\frac{\partial f_6^{ma}}{\partial i_{dconv}} = 0 \quad (\text{C.393})$$

$$\frac{\partial f_6^{ma}}{\partial v_{qserie}} = 0 \quad (\text{C.394})$$

$$\frac{\partial f_6^{ma}}{\partial v_{dserie}} = 0 \quad (\text{C.395})$$

$$\frac{\partial f_6^{ma}}{\partial x_{qservo}} = 0 \quad (\text{C.396})$$

$$\frac{\partial f_6^{ma}}{\partial x_{dservo}} = 0 \quad (\text{C.397})$$

$$\frac{\partial f_6^{ma}}{\partial v_{cc}} = 0 \quad (\text{C.398})$$

### C.3.7 Derivadas parciais de $f_7^{ma}$ com relação aos estados

$$\frac{\partial f_7^{ma}}{\partial i_{qs}} = 0 \quad (\text{C.399})$$

$$\frac{\partial f_7^{ma}}{\partial i_{ds}} = 0 \quad (\text{C.400})$$

$$\frac{\partial f_7^{ma}}{\partial i'_{qr}} = 0 \quad (\text{C.401})$$

$$\frac{\partial f_7^{ma}}{\partial i'_{dr}} = 0 \quad (\text{C.402})$$

$$\frac{\partial f_7^{ma}}{\partial x_{iq}} = 0 \quad (\text{C.403})$$

$$\frac{\partial f_7^{ma}}{\partial x_{id}} = 0 \quad (\text{C.404})$$

$$\frac{\partial f_7^{ma}}{\partial i_{qconv}} = \frac{k_{11}}{3L_f} \quad (\text{C.405})$$

$$\frac{\partial f_7^{ma}}{\partial i_{dconv}} = -\omega + \frac{k_{12}}{3L_f} \quad (\text{C.406})$$

$$\frac{\partial f_7^{ma}}{\partial v_{qserie}} = \frac{(k_{13} - 1)}{3L_f} \quad (\text{C.407})$$

$$\frac{\partial f_7^{ma}}{\partial v_{dserie}} = \frac{k_{14}}{3L_f} \quad (\text{C.408})$$

$$\frac{\partial f_7^{ma}}{\partial x_{qservo}} = \frac{k_{15}}{3L_f} \quad (\text{C.409})$$

$$\frac{\partial f_7^{ma}}{\partial x_{dservo}} = \frac{k_{16}}{3L_f} \quad (\text{C.410})$$

$$\frac{\partial f_7^{ma}}{\partial v_{cc}} = 0 \quad (\text{C.411})$$

### C.3.8 Derivadas parciais de $f_8^{ma}$ com relação aos estados

$$\frac{\partial f_8^{ma}}{\partial i_{qs}} = 0 \quad (\text{C.412})$$

$$\frac{\partial f_8^{ma}}{\partial i_{ds}} = 0 \quad (\text{C.413})$$

$$\frac{\partial f_8^{ma}}{\partial i'_{qr}} = 0 \quad (\text{C.414})$$

$$\frac{\partial f_8^{ma}}{\partial i'_{dr}} = 0 \quad (\text{C.415})$$

$$\frac{\partial f_8^{ma}}{\partial x_{iq}} = 0 \quad (\text{C.416})$$

$$\frac{\partial f_8^{ma}}{\partial x_{id}} = 0 \quad (\text{C.417})$$

$$\frac{\partial f_8^{ma}}{\partial i_{qconv}} = \omega + \frac{k_{21}}{3L_f} \quad (\text{C.418})$$

$$\frac{\partial f_8^{ma}}{\partial i_{dconv}} = \frac{k_{22}}{3L_f} \quad (\text{C.419})$$

$$\frac{\partial f_8^{ma}}{\partial v_{qserie}} = \frac{k_{23}}{3L_f} \quad (\text{C.420})$$

$$\frac{\partial f_8^{ma}}{\partial v_{dserie}} = \frac{(k_{24} - 1)}{3L_f} \quad (\text{C.421})$$

$$\frac{\partial f_8^{ma}}{\partial x_{qservo}} = \frac{k_{25}}{3L_f} \quad (\text{C.422})$$

$$\frac{\partial f_8^{ma}}{\partial x_{dservo}} = \frac{k_{26}}{3L_f} \quad (\text{C.423})$$

$$\frac{\partial f_8^{ma}}{\partial v_{cc}} = 0 \quad (\text{C.424})$$

### C.3.9 Derivadas parciais de $f_9^{ma}$ com relação aos estados

$$\frac{\partial f_9^{ma}}{\partial i_{qs}} = \frac{1}{C_f} \quad (\text{C.425})$$

$$\frac{\partial f_9^{ma}}{\partial i_{ds}} = 0 \quad (\text{C.426})$$

$$\frac{\partial f_9^{ma}}{\partial i'_{qr}} = 0 \quad (\text{C.427})$$

$$\frac{\partial f_9^{ma}}{\partial i'_{dr}} = 0 \quad (\text{C.428})$$

$$\frac{\partial f_9^{ma}}{\partial x_{iq}} = 0 \quad (\text{C.429})$$

$$\frac{\partial f_9^{ma}}{\partial x_{id}} = 0 \quad (\text{C.430})$$

$$\frac{\partial f_9^{ma}}{\partial i_{qconv}} = \frac{1}{C_f} \quad (\text{C.431})$$

$$\frac{\partial f_9^{ma}}{\partial i_{dconv}} = 0 \quad (\text{C.432})$$

$$\frac{\partial f_9^{ma}}{\partial v_{qserie}} = 0 \quad (\text{C.433})$$

$$\frac{\partial f_9^{ma}}{\partial v_{dserie}} = -\omega \quad (\text{C.434})$$

$$\frac{\partial f_9^{ma}}{\partial x_{qservo}} = 0 \quad (\text{C.435})$$

$$\frac{\partial f_9^{ma}}{\partial x_{dservo}} = 0 \quad (\text{C.436})$$

$$\frac{\partial f_9^{ma}}{\partial v_{cc}} = 0 \quad (\text{C.437})$$

### C.3.10 Derivadas parciais de $f_{10}^{ma}$ com relação aos estados

$$\frac{\partial f_{10}^{ma}}{\partial i_{qs}} = 0 \quad (\text{C.438})$$

$$\frac{\partial f_{10}^{ma}}{\partial i_{ds}} = \frac{1}{C_f} \quad (\text{C.439})$$

$$\frac{\partial f_{10}^{ma}}{\partial i'_{qr}} = 0 \quad (\text{C.440})$$

$$\frac{\partial f_{10}^{ma}}{\partial i'_{dr}} = 0 \quad (\text{C.441})$$

$$\frac{\partial f_{10}^{ma}}{\partial x_{iq}} = 0 \quad (\text{C.442})$$

$$\frac{\partial f_{10}^{ma}}{\partial x_{id}} = 0 \quad (\text{C.443})$$

$$\frac{\partial f_{10}^{ma}}{\partial i_{qconv}} = 0 \quad (\text{C.444})$$

$$\frac{\partial f_{10}^{ma}}{\partial i_{dconv}} = \frac{1}{C_f} \quad (\text{C.445})$$

$$\frac{\partial f_{10}^{ma}}{\partial v_{qserie}} = \omega \quad (\text{C.446})$$

$$\frac{\partial f_{10}^{ma}}{\partial v_{dserie}} = 0 \quad (\text{C.447})$$

$$\frac{\partial f_{10}^{ma}}{\partial x_{qservo}} = 0 \quad (\text{C.448})$$

$$\frac{\partial f_{10}^{ma}}{\partial x_{dservo}} = 0 \quad (\text{C.449})$$

$$\frac{\partial f_{10}^{ma}}{\partial v_{cc}} = 0 \quad (\text{C.450})$$

### C.3.11 Derivadas parciais de $f_{11}^{ma}$ com relação aos estados

$$\frac{\partial f_{11}^{ma}}{\partial i_{qs}} = P_{ref}^{serie} \frac{(i_{ds}^2 - i_{qs}^2)}{\left(i_{ds}^2 + i_{qs}^2\right)^2} \quad (\text{C.451})$$



$$\frac{\partial f_{11}^{ma}}{\partial i_{ds}} = -2P_{ref}^{serie} \frac{i_{ds}i_{qs}}{\left(i_{ds}^2 + i_{qs}^2\right)^2} \quad (\text{C.452})$$

$$\frac{\partial f_{11}^{ma}}{\partial i'_{qr}} = 0 \quad (\text{C.453})$$

$$\frac{\partial f_{11}^{ma}}{\partial i'_{dr}} = 0 \quad (\text{C.454})$$

$$\frac{\partial f_{11}^{ma}}{\partial x_{iq}} = 0 \quad (\text{C.455})$$

$$\frac{\partial f_{11}^{ma}}{\partial x_{id}} = 0 \quad (\text{C.456})$$

$$\frac{\partial f_{11}^{ma}}{\partial i_{qconv}} = 0 \quad (\text{C.457})$$

$$\frac{\partial f_{11}^{ma}}{\partial i_{dconv}} = 0 \quad (\text{C.458})$$

$$\frac{\partial f_{11}^{ma}}{\partial v_{qserie}} = -1 \quad (\text{C.459})$$

$$\frac{\partial f_{11}^{ma}}{\partial v_{dserie}} = 0 \quad (\text{C.460})$$

$$\frac{\partial f_{11}^{ma}}{\partial x_{qservo}} = 0 \quad (\text{C.461})$$

$$\frac{\partial f_{11}^{ma}}{\partial x_{dservo}} = 0 \quad (\text{C.462})$$

$$\frac{\partial f_{11}^{ma}}{\partial v_{cc}} = 0 \quad (\text{C.463})$$

C.3.12 Derivadas parciais de  $f_{12}^{ma}$  com relação aos estados

$$\frac{\partial f_{12}^{ma}}{\partial i_{qs}} = -2P_{ref}^{serie} \frac{i_{ds}i_{qs}}{\left(i_{ds}^2 + i_{qs}^2\right)^2} \quad (\text{C.464})$$

$$\frac{\partial f_{12}^{ma}}{\partial i_{ds}} = -P_{ref}^{serie} \frac{\left(i_{ds}^2 + i_{qs}^2\right)}{\left(i_{ds}^2 + i_{qs}^2\right)^2} \quad (\text{C.465})$$

$$\frac{\partial f_{12}^{ma}}{\partial i'_{qr}} = 0 \quad (\text{C.466})$$

$$\frac{\partial f_{12}^{ma}}{\partial i'_{dr}} = 0 \quad (\text{C.467})$$

$$\frac{\partial f_{12}^{ma}}{\partial x_{iq}} = 0 \quad (\text{C.468})$$

$$\frac{\partial f_{12}^{ma}}{\partial x_{id}} = 0 \quad (\text{C.469})$$

$$\frac{\partial f_{12}^{ma}}{\partial i_{qconv}} = 0 \quad (\text{C.470})$$

$$\frac{\partial f_{12}^{ma}}{\partial i_{dconv}} = 0 \quad (\text{C.471})$$

$$\frac{\partial f_{12}^{ma}}{\partial v_{qserie}} = 0 \quad (\text{C.472})$$

$$\frac{\partial f_{12}^{ma}}{\partial v_{dserie}} = -1 \quad (\text{C.473})$$

$$\frac{\partial f_{12}^{ma}}{\partial x_{qservo}} = 0 \quad (\text{C.474})$$

$$\frac{\partial f_{12}^{ma}}{\partial x_{dservo}} = 0 \quad (\text{C.475})$$

$$\frac{\partial f_{12}^{ma}}{\partial v_{cc}} = 0 \quad (\text{C.476})$$

### C.3.13 Derivadas parciais de $f_{13}^{ma}$ com relação aos estados

$$\frac{\partial f_{13}^{ma}}{\partial i_{qs}} = 0 \quad (\text{C.477})$$

$$\frac{\partial f_{13}^{ma}}{\partial i_{ds}} = 0 \quad (\text{C.478})$$

$$\frac{\partial f_{13}^{ma}}{\partial i'_{qr}} = -\frac{3}{2} \frac{1}{v_{cc}C} \left\{ k_i^{iq} x_{iq} + k_p^{iq} i_{qr}^{ref} - 2k_p^{iq} i'_{qr} \right\} \quad (\text{C.479})$$

$$\frac{\partial f_{13}^{ma}}{\partial i'_{dr}} = -\frac{3}{2} \frac{1}{v_{cc}C} \left\{ k_i^{id} x_{id} + k_p^{id} i_{dr}^{ref} - 2k_p^{id} i'_{dr} \right\} \quad (\text{C.480})$$

$$\frac{\partial f_{13}^{ma}}{\partial x_{iq}} = -\frac{3}{2} \frac{1}{v_{cc}C} \left\{ k_i^{iq} i'_{qr} \right\} \quad (\text{C.481})$$

$$\frac{\partial f_{13}^{ma}}{\partial x_{id}} = -\frac{3}{2} \frac{1}{v_{cc}C} \left\{ k_i^{id} i'_{dr} \right\} \quad (\text{C.482})$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial f_{13}^{ma}}{\partial i_{qconv}} = & -\frac{3}{2} \frac{1}{v_{cc}C} \left\{ \left( k_{11} i_{qconv} + k_{12} i_{dconv} + k_{13} v_{qserie} + k_{14} v_{dserie} + k_{15} x_{qservo} + \right. \right. \\ & \left. \left. + k_{16} x_{dservo} \right) + k_{11} i_{qconv} + k_{21} i_{dconv} \right\} \end{aligned} \quad (\text{C.483})$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial f_{13}^{ma}}{\partial i_{dconv}} = & -\frac{3}{2} \frac{1}{v_{cc}C} \left\{ \left( k_{21} i_{qconv} + k_{22} i_{dconv} + k_{23} v_{qserie} + k_{24} v_{dserie} + k_{25} x_{qservo} + \right. \right. \\ & \left. \left. + k_{26} x_{dservo} \right) + k_{12} i_{qconv} + k_{22} i_{dconv} \right\} \end{aligned} \quad (\text{C.484})$$

$$\frac{\partial f_{13}^{ma}}{\partial v_{qserie}} = -\frac{3}{2} \frac{1}{v_{cc}C} \left\{ k_{13}i_{qconv} + k_{23}i_{dconv} \right\} \quad (C.485)$$

$$\frac{\partial f_{13}^{ma}}{\partial v_{dserie}} = -\frac{3}{2} \frac{1}{v_{cc}C} \left\{ k_{14}i_{qconv} + k_{24}i_{dconv} \right\} \quad (C.486)$$

$$\frac{\partial f_{13}^{ma}}{\partial x_{qservo}} = -\frac{3}{2} \frac{1}{v_{cc}C} \left\{ k_{15}i_{qconv} + k_{25}i_{dconv} \right\} \quad (C.487)$$

$$\frac{\partial f_{13}^{ma}}{\partial x_{dservo}} = -\frac{3}{2} \frac{1}{v_{cc}C} \left\{ k_{16}i_{qconv} + k_{26}i_{dconv} \right\} \quad (C.488)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial f_{13}^{ma}}{\partial v_{cc}} = \frac{3}{2} \frac{1}{v_{cc}^2 C} \left\{ \right. & \left( k_{11}i_{qconv} + k_{12}i_{dconv} + k_{13}v_{qserie} + k_{14}v_{dserie} + k_{15}x_{qservo} + \right. \\ & \left. + k_{16}x_{dservo} \right) i_{qconv} + \left( k_{21}i_{qconv} + k_{22}i_{dconv} + k_{23}v_{qserie} + k_{24}v_{dserie} + k_{25}x_{qservo} + \right. \\ & \left. + k_{26}x_{dservo} \right) i_{dconv} + \left( i_{dr}^{ref} - i'_{dr} \right) i'_{dr} + \left( i_{qr}^{ref} - i'_{qr} \right) i'_{qr} \left. \right\} \end{aligned} \quad (C.489)$$

## C.4 Derivadas parciais das funções do sistema em malha aberta com relação às entradas

### C.4.1 Derivadas parciais de $f_1^{ma}$ com relação às entradas

$$\frac{\partial f_1^{ma}}{\partial i_{qr}^{ref}} = -\frac{1}{L_3} k_p^{iq} \quad (\text{C.490})$$

$$\frac{\partial f_1^{ma}}{\partial i_{dr}^{ref}} = 0 \quad (\text{C.491})$$

$$\frac{\partial f_1^{ma}}{\partial P_{ref}^{serie}} = 0 \quad (\text{C.492})$$

### C.4.1.1 Derivadas parciais de $f_2^{ma}$ com relação às entradas

$$\frac{\partial f_2^{ma}}{\partial i_{qr}^{ref}} = 0 \quad (\text{C.493})$$

$$\frac{\partial f_2^{ma}}{\partial i_{dr}^{ref}} = -\frac{1}{L_3} k_p^{id} \quad (\text{C.494})$$

$$\frac{\partial f_2^{ma}}{\partial P_{ref}^{serie}} = 0 \quad (\text{C.495})$$

### C.4.1.2 Derivadas parciais de $f_3^{ma}$ com relação às entradas

$$\frac{\partial f_3^{ma}}{\partial i_{qr}^{ref}} = \frac{1}{L_1} k_p^{iq} \quad (\text{C.496})$$

$$\frac{\partial f_3^{ma}}{\partial i_{dr}^{ref}} = 0 \quad (\text{C.497})$$

$$\frac{\partial f_3^{ma}}{\partial P_{ref}^{serie}} = 0 \quad (\text{C.498})$$

C.4.1.3 Derivadas parciais de  $f_4^{ma}$  com relação às entradas

$$\frac{\partial f_4^{ma}}{\partial i_{qr}^{ref}} = 0 \quad (\text{C.499})$$

$$\frac{\partial f_4^{ma}}{\partial i_{dr}^{ref}} = \frac{1}{L_1} k_p^{id} \quad (\text{C.500})$$

$$\frac{\partial f_4^{ma}}{\partial P_{ref}^{serie}} = 0 \quad (\text{C.501})$$

C.4.1.4 Derivadas parciais de  $f_5^{ma}$  com relação às entradas

$$\frac{\partial f_5^{ma}}{\partial i_{qr}^{ref}} = 1 \quad (\text{C.502})$$

$$\frac{\partial f_5^{ma}}{\partial i_{dr}^{ref}} = 0 \quad (\text{C.503})$$

$$\frac{\partial f_5^{ma}}{\partial P_{ref}^{serie}} = 0 \quad (\text{C.504})$$

C.4.1.5 Derivadas parciais de  $f_6^{ma}$  com relação às entradas

$$\frac{\partial f_6^{ma}}{\partial i_{qr}^{ref}} = 0 \quad (\text{C.505})$$

$$\frac{\partial f_6^{ma}}{\partial i_{dr}^{ref}} = 1 \quad (\text{C.506})$$

$$\frac{\partial f_6^{ma}}{\partial P_{ref}^{serie}} = 0 \quad (\text{C.507})$$

C.4.1.6 Derivadas parciais de  $f_7^{ma}$  com relação às entradas

$$\frac{\partial f_7^{ma}}{\partial i_{qr}^{ref}} = 0 \quad (\text{C.508})$$

$$\frac{\partial f_7^{ma}}{\partial i_{dr}^{ref}} = 0 \quad (\text{C.509})$$

$$\frac{\partial f_7^{ma}}{\partial P_{ref}^{serie}} = 0 \quad (\text{C.510})$$

#### C.4.1.7 Derivadas parciais de $f_8^{ma}$ com relação às entradas

$$\frac{\partial f_8^{ma}}{\partial i_{qr}^{ref}} = 0 \quad (\text{C.511})$$

$$\frac{\partial f_8^{ma}}{\partial i_{dr}^{ref}} = 0 \quad (\text{C.512})$$

$$\frac{\partial f_8^{ma}}{\partial P_{ref}^{serie}} = 0 \quad (\text{C.513})$$

#### C.4.1.8 Derivadas parciais de $f_9^{ma}$ com relação às entradas

$$\frac{\partial f_9^{ma}}{\partial i_{qr}^{ref}} = 0 \quad (\text{C.514})$$

$$\frac{\partial f_9^{ma}}{\partial i_{dr}^{ref}} = 0 \quad (\text{C.515})$$

$$\frac{\partial f_9^{ma}}{\partial P_{ref}^{serie}} = 0 \quad (\text{C.516})$$

#### C.4.1.9 Derivadas parciais de $f_{10}^{ma}$ com relação às entradas

$$\frac{\partial f_{10}^{ma}}{\partial i_{qr}^{ref}} = 0 \quad (\text{C.517})$$

$$\frac{\partial f_{10}^{ma}}{\partial i_{dr}^{ref}} = 0 \quad (\text{C.518})$$

$$\frac{\partial f_{10}^{ma}}{\partial P_{ref}^{serie}} = 0 \quad (C.519)$$

C.4.1.10 Derivadas parciais de  $f_{11}^{ma}$  com relação às entradas

$$\frac{\partial f_{11}^{ma}}{\partial i_{qr}^{ref}} = 0 \quad (C.520)$$

$$\frac{\partial f_{11}^{ma}}{\partial i_{dr}^{ref}} = 0 \quad (C.521)$$

$$\frac{\partial f_{11}^{ma}}{\partial P_{ref}^{serie}} = \frac{i_{qs}}{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \quad (C.522)$$

C.4.1.11 Derivadas parciais de  $f_{12}^{ma}$  com relação às entradas

$$\frac{\partial f_{12}^{ma}}{\partial i_{qr}^{ref}} = 0 \quad (C.523)$$

$$\frac{\partial f_{12}^{ma}}{\partial i_{dr}^{ref}} = 0 \quad (C.524)$$

$$\frac{\partial f_{12}^{ma}}{\partial P_{ref}^{serie}} = \frac{i_{ds}}{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \quad (C.525)$$

C.4.1.12 Derivadas parciais de  $f_{13}^{ma}$  com relação às entradas

$$\frac{\partial f_{13}^{ma}}{\partial i_{qr}^{ref}} = -\frac{3 i_{qr}' k_p^{iq}}{2 v_{cc} C} \quad (C.526)$$

$$\frac{\partial f_{13}^{ma}}{\partial i_{dr}^{ref}} = -\frac{3 i_{dr}' k_p^{id}}{2 v_{cc} C} \quad (C.527)$$

$$\frac{\partial f_{13}^{ma}}{\partial P_{ref}^{serie}} = 0 \quad (C.528)$$



# ANEXO A - TRANSFORMAÇÕES DE COORDENADAS

## A.1 Transformações trifásicas

Em sistemas de potência, transformações matemáticas são largamente usadas para desacoplar variáveis, facilitando a solução de equações com coeficientes variantes no tempo. Esta é a motivação para a apresentação do conteúdo deste apêndice. As transformações apresentadas a seguir de forma resumida podem ser encontradas com detalhes em (ONG, 1998).

A teoria de componentes simétricas desenvolvida por Fortescue, por exemplo, usa uma transformação complexa para desacoplar variáveis em coordenadas  $abc$ :

$$[f_{012}] = [T_{012}][f_{abc}] \quad (\text{A.1})$$

A variável  $f$  pode ser as correntes, tensões ou fluxos, e a transformação  $[T_{012}]$  é dada por:

$$[T_{012}] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

onde  $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ . A transformação inversa é dada por:

$$[T_{012}]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

## A.2 Transformação de Clark

A transformação de Clark, também conhecida como transformação  $\alpha\beta$ , transforma variáveis trifásicas em variáveis bifásicas ortogonais entre si. Como mostrado na Figura 63, o eixo  $\alpha$  coincide com o eixo da fase  $a$  e o eixo  $\beta$  está adiantado  $\pi/2$  radianos com relação ao eixo  $\alpha$ . Para que a transformação seja bidirecional, uma terceira variável, chamada de componente de seqüência zero é adicionada:

$$[f_{\alpha\beta 0}] = [T_{\alpha\beta 0}][f_{abc}] \quad (\text{A.4})$$

onde a matriz de transformação  $[T_{\alpha\beta 0}]$  é dada por:

$$[T_{\alpha\beta 0}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

A transformação inversa é a seguinte:

$$[T_{\alpha\beta 0}]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

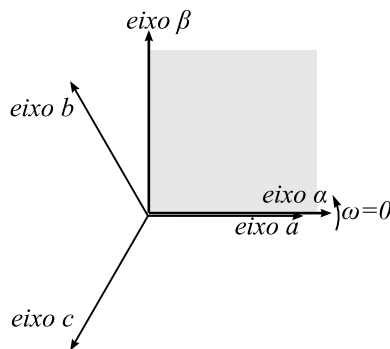


Figura 63: Relação entre grandezas em coordenadas  $\alpha\beta$  e  $abc$ .

### A.3 Transformação de Park

A transformação de Park transforma grandezas trifásicas em grandezas bifásicas e é largamente utilizada em análise de máquinas síncronas. A transformação é da forma:

$$[f_{dq0}] = [T_{dq0}(\theta_d)][f_{abc}] \quad (\text{A.7})$$

onde a matriz de transformação  $dq0$  é definida como:

$$[T_{dq0}(\theta_d)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_d) & \cos(\theta_d - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_d + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_d) & -\sin(\theta_d - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_d + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

e a sua inversa é dada por:

$$[T_{dq0}(\theta_d)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_d) & -\sin(\theta_d) & 1 \\ \cos(\theta_d - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_d - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_d + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_d + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

A transformação de Park é usada para transformar as variáveis estatóricas de uma máquina síncrona em um referencial  $dq$  fixo no rotor, com o eixo  $d$  alinhado com o eixo magnético do enrolamento de campo. O eixo  $q$  está adiantado  $\pi/2$  radianos com relação ao eixo  $d$  e está alinhado com as tensões internas da máquina. A Figura 64a elucida melhor esta transformação.

No entanto, alguns autores utilizam a transformação  $qd0$  (KRAUSE; WASYNCZUK; SUD-

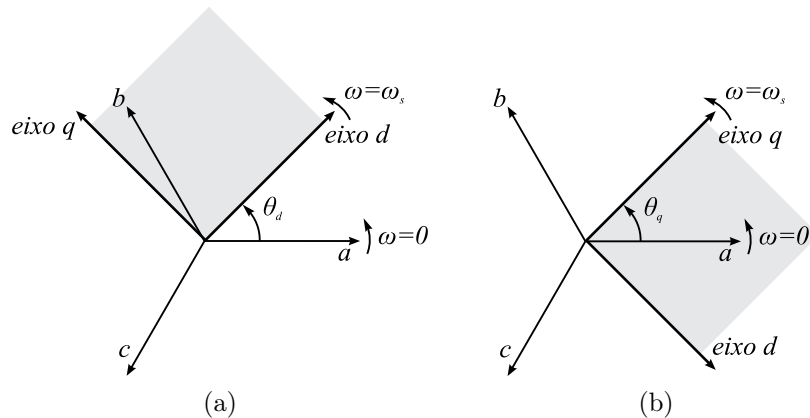


Figura 64: Relação entre as quantidade em coordenadas  $dq$  e  $abc$ .

HOFF, 1995) na qual o eixo  $q$  está adiantado com relação ao eixo  $d$ . Além disso, a transformação é expressa em termos do ângulo  $\theta_q$  entre o eixo  $q$  e o eixo  $a$ , como mostrado na Figura 64b.

A transformação  $qd0$  é da forma:

$$[f_{qd0}] = [T_{qd0}(\theta_q)][f_{abc}] \quad (\text{A.10})$$

onde

$$[T_{qd0}(\theta_q)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_q) & \cos(\theta_q - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_q + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_q) & \sin(\theta_q - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_q + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.11})$$

e a sua inversa é dada por:

$$[T_{qd0}(\theta_q)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_q) & \sin(\theta_q) & 1 \\ \cos(\theta_q - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_q - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_q + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_q + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.12})$$

Tanto a transformação de Park quanto a modificação utilizada por alguns outros autores pode ser utilizada na simplificação de modelos de máquinas assíncronas. A seguir serão apresentadas as transformações intermediárias que podem ser adotadas nas transformações de um sistema de coordenadas para outro.

### A.3.1 Transformação entre eixos síncronos $qd0$ e eixos estacionários $\alpha\beta 0$

Para certas aplicações, é conveniente e vantajoso transformar as coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$  em coordenadas girantes  $qd$ . Como estamos tratando de variáveis bidimensionais, a referência girante pode ser qualquer base de dois vetores. Por conveniência, a base é o próprio referencial  $qd$ . O ângulo  $\theta$  é o ângulo entre o eixo  $q$  e o eixo  $\alpha$  e é função da velocidade angular do eixo  $qd$  girante, ou seja:

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(t)dt + \theta(0) \quad (\text{A.13})$$

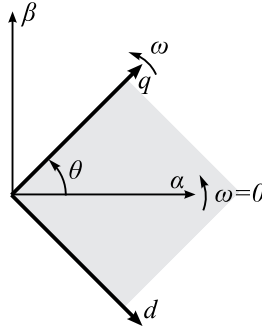


Figura 65: Relação entre grandezas em coordenadas  $\alpha\beta$  e  $qd$ .

Dessa forma, seja um vetor  $\vec{i}$  que gira a uma velocidade  $\omega_e$ . Por geometria, as componentes de  $\vec{i}$  em eixos estacionários  $\alpha\beta$  podem ser expressas no novo referencial síncrono através da seguinte transformação:

$$\begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ \sin(\theta) & -\cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.14})$$

A transformação completa entre coordenadas  $qd0$  e coordenadas  $\alpha\beta0$  é:

$$\begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ \sin(\theta) & -\cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.15})$$

A equação acima pode ser expressa da seguinte maneira:

$$[i_{qd0}] = [T_\theta][i_{\alpha\beta0}] \quad (\text{A.16})$$

Em termos das variáveis originais em coordenadas  $abc$ , como mostrado em (A.4)

$$[i_{qd0}] = [T_\theta][T_{\alpha\beta0}][i_{abc}] \quad (\text{A.17})$$

Denominando o termo  $[T_\theta][T_{\alpha\beta0}]$  por  $[T_{qd0}]$ , obtém-se:

$$[i_{qd0}] = [T_{qd0}][i_{abc}] \quad (\text{A.18})$$

A partir de multiplicações e simplificações é possível demonstrar que:

$$[T_{qd0}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.19})$$

e a sua inversa é dada por:

$$[T_{qd0}]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.20})$$

Esta transformação não é invariante em potência, ou seja,  $[T_{qd0}]^t \neq [T_{qd0}]^{-1}$ . Portanto, considerando grandezas de tensão e corrente trifásicas em  $abc$

$$P_{abc} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (\text{A.21})$$

pode ser mostrado que

$$P_{abc} = \frac{3}{2}(v_q i_q + v_d i_d) + \frac{1}{3}v_0 i_0 \quad (\text{A.22})$$

As transformações mostradas acima valem para grandezas de tensão, corrente, fluxo ou força magnetomotriz, desde que os devidos cuidados sejam tomados nas transformações.

## ANEXO B – MODELAGEM DA MÁQUINA TRIFÁSICA

Será apresentado a seguir a modelagem matemática da máquina trifásica com dupla alimentação, utilizando-se das transformações apresentadas no Anexo A.

### B.1 Modelo da máquina trifásica

O arranjo dos enrolamentos de uma máquina trifásica, dois pólos, simétrica e conectada em Y é mostrada na Figura 66.

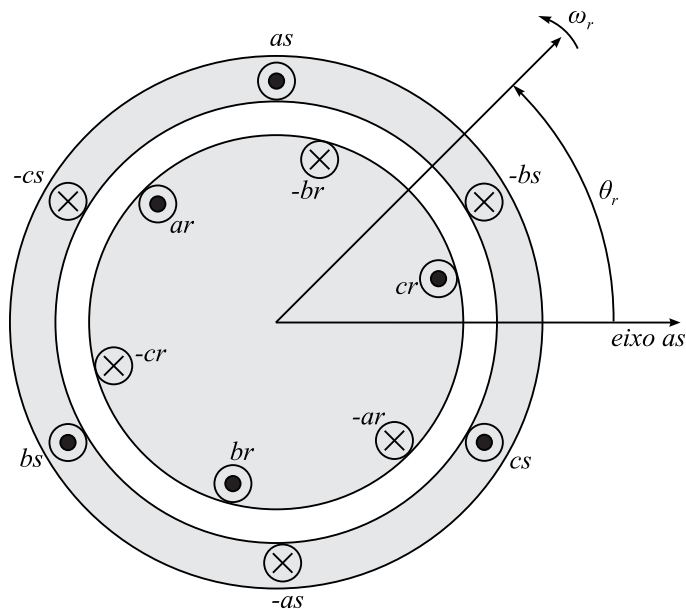


Figura 66: Circuito idealizado da máquina de indução trifásica com dupla alimentação.

Para a modelagem matemática da máquina trifásica, algumas hipóteses devem ser consideradas (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 1995) (BARBI, 1985):

- Os três enrolamentos estáticos são iguais entre si e defasados de  $120^\circ$ ;

- Os três enrolamentos rotóricos são iguais entre si e defasados de  $120^\circ$ ;
- O entreferro é considerado constante;
- O circuito magnético é considerado ideal. Não ocorre saturação;
- A distribuição da densidade de fluxo magnético no entreferro é radial e senoidal;
- A máquina será considerada bipolar;
- Não serão consideradas as perdas magnéticas.

Os enrolamentos estatóricos possuem  $N_s$  espiras e resistência  $r_s$  enquanto os enrolamentos rotóricos possuem  $N_r$  espiras e resistência  $r_r$ .

### B.1.1 Equações das tensões em coordenadas *abc*

Baseado nas informações acima e na Figura 66, as equações que governam as variáveis estatóricas são as seguintes (ONG, 1998):

$$\begin{aligned}
 v_{as} &= r_s i_{as} + \frac{d}{dt} \lambda_{as} \\
 v_{bs} &= r_s i_{bs} + \frac{d}{dt} \lambda_{bs} \\
 v_{cs} &= r_s i_{cs} + \frac{d}{dt} \lambda_{cs}
 \end{aligned} \tag{B.1}$$

Já as variáveis rotóricas são governadas por:

$$\begin{aligned}
 v_{ar} &= r_r i_{ar} + \frac{d}{dt} \lambda_{ar} \\
 v_{br} &= r_r i_{br} + \frac{d}{dt} \lambda_{br} \\
 v_{cr} &= r_r i_{cr} + \frac{d}{dt} \lambda_{cr}
 \end{aligned} \tag{B.2}$$

Em notação matricial, os fluxos associados aos enrolamentos do estator e do rotor podem ser expressos em função das correntes rotóricas e estatóricas da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} \lambda_s^{abc} \\ \lambda_r^{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss}^{abc} & L_{sr}^{abc} \\ L_{rs}^{abc} & L_{rr}^{abc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^{abc} \\ i_r^{abc} \end{bmatrix} \tag{B.3}$$



onde

$$\begin{aligned}
 \lambda_s^{abc} &= [\lambda_{as}, \lambda_{bs}, \lambda_{cs}]^T \\
 \lambda_r^{abc} &= [\lambda_{ar}, \lambda_{br}, \lambda_{cr}]^T \\
 i_s^{abc} &= [i_{as}, i_{bs}, i_{cs}]^T \\
 i_r^{abc} &= [i_{ar}, i_{br}, i_{cr}]^T
 \end{aligned} \tag{B.4}$$

A sub-matriz que relaciona as indutâncias próprias e as indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator é da seguinte forma:

$$L_{ss}^{abc} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ss} & L_{sm} & L_{sm} \\ L_{sm} & L_{ls} + L_{ss} & L_{sm} \\ L_{sm} & L_{sm} & L_{ls} + L_{ss} \end{bmatrix} \tag{B.5}$$

Já a sub-matriz que relaciona as indutâncias próprias e as indutâncias mútuas entre os enrolamentos do rotor é

$$L_{rr}^{abc} = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{rr} & L_{rm} & L_{rm} \\ L_{rm} & L_{lr} + L_{rr} & L_{rm} \\ L_{rm} & L_{rm} & L_{lr} + L_{rr} \end{bmatrix} \tag{B.6}$$

As indutâncias mútuas entre estator e rotor são dependentes do ângulo do rotor, ou seja:

$$L_{sr}^{abc} = [L_{rs}^{abc}]^T = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \tag{B.7}$$

onde:

- $L_{ls}$  é a indutância de dispersão por fase do estator;
- $L_{lr}$  é a indutância de dispersão por fase do rotor;
- $L_{ss}$  é a indutância própria do enrolamento do estator;
- $L_{rr}$  é a indutância própria do enrolamento do rotor;

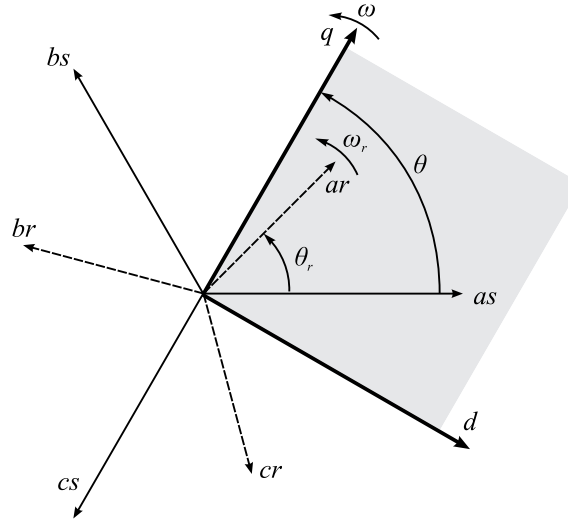


Figura 67: Relação entre grandezas em coordenadas  $abc$  e grandezas em eixos arbitrários  $qd0$ .

- $L_{sm}$  é a indutância mútua entre os enrolamentos do estator;
- $L_{rm}$  é a indutância mútua entre os enrolamentos do rotor;
- $L_{sr}$  é o valor máximo da indutância mútua entre estator e rotor.

As equações acima descrevem o comportamento da máquina em coordenadas  $abc$ . Fazendo uso das transformações apresentadas no Anexo A é possível simplificar as equações, eliminando as indutâncias dependentes da posição do rotor.

Os dois sistemas de referência mais usados no estudo de máquinas são o referencial estacionário e o referencial síncrono. Cada um tem suas vantagens e desvantagens, dependendo do propósito. Quando orientado de maneira adequada, o referencial  $qd$  fornece grandezas constantes em regime permanente. O referencial síncrono pode ser orientado de diversas maneiras, ou seja, pode ser orientado na tensão estatórica, no fluxo estatórico ou fixo no rotor, somente para citar alguns exemplos.

Primeiramente será obtido o modelo em coordenadas arbitrárias, ou seja, girando a uma velocidade  $\omega$  arbitrária. A partir do referencial genérico podem ser obtidas as equações nos outros referenciais, dependendo somente da escolha de  $\omega$ .

A relação entre as coordenadas  $abc$  e as coordenadas  $qd0$  arbitrárias é mostrada em detalhes na Figura 67. A transformação de variáveis é dada por:

$$\begin{bmatrix} f_q \\ f_d \\ f_0 \end{bmatrix} = [T_{qd0}(\theta)] \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (\text{B.8})$$

Esta transformação é descrita com detalhes no Anexo A, onde:

$$[T_{qd0}(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{B.9})$$

e a sua inversa é dada por:

$$[T_{qd0}(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{B.10})$$

### B.1.2 Equações das tensões em coordenadas $qd0$

Em notação matricial, as equações das tensões estatóricas podem ser expressas por:

$$v_s^{abc} = r_s^{abc} i_s^{abc} + p \lambda_s^{abc} \quad (\text{B.11})$$

Aplicando-se a transformação  $[T_{qd0}(\theta)]$  nas tensões, fluxos e correntes, a equação (B.11) fica:

$$v_s^{qd0} = [T_{qd0}(\theta)] r_s^{abc} [T_{qd0}(\theta)]^{-1} i_s^{qd0} + [T_{qd0}(\theta)] p [T_{qd0}(\theta)]^{-1} \lambda_s^{qd0} \quad (\text{B.12})$$

O termo variante no tempo pode ser expresso por:

$$p [T_{qd0}(\theta)]^{-1} \lambda_s^{qd0} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \frac{d\theta}{dt} [\lambda_s^{qd0}] + [T_{qd0}(\theta)]^{-1} p [\lambda_s^{qd0}] \quad (\text{B.13})$$

Substituindo em (B.12) obtém-se:

$$v_s^{qd0} = r_s^{qd0} i_s^{qd0} + \omega \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \lambda_s^{qd0} + p \lambda_s^{qd0} \quad (\text{B.14})$$

onde:

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad \text{e} \quad r_s^{qd0} = r_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{B.15})$$

Da mesma maneira que as variáveis estatóricas, as variáveis rotóricas também podem ser transformadas para o referencial  $qd0$ . No entanto, esta transformação necessita da informação da posição rotórica, ou seja,  $[T_{qd0}(\theta - \theta_r)]$ . As equações para as tensões rotóricas são:

$$v_r^{qd0} = r_r^{qd0} i_r^{qd0} + (\omega - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \lambda_r^{qd0} + p \lambda_r^{qd0} \quad (\text{B.16})$$

### B.1.3 Equações dos fluxos em coordenadas $qd0$

As equações dos fluxos estatóricos em coordenadas  $qd0$  são obtidas aplicando-se a transformação  $[T_{qd0}(\theta)]$  nos fluxos estatóricos em coordenadas  $abc$  em (B.3):

$$\lambda_s^{qd0} = [T_{qd0}(\theta)](L_{ss}^{abc} i_s^{abc} + L_{sr}^{abc} i_r^{abc}) \quad (\text{B.17})$$

Usando-se as transformações adequadas para as variáveis rotóricas e estatóricas, tem-se:

$$\begin{aligned} \lambda_s^{qd0} &= [T_{qd0}(\theta)] L_{ss}^{abc} [T_{qd0}(\theta)]^{-1} i_s^{qd0} + [T_{qd0}(\theta)] L_{sr}^{abc} [T_{qd0}(\theta - \theta_r)]^{-1} i_r^{qd0} \\ &= \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ss} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ss} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} i_s^{qd0} + \begin{bmatrix} \frac{3}{2} L_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} L_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} i_r^{qd0} \end{aligned} \quad (\text{B.18})$$

De maneira análoga, as equações dos fluxos rotóricos são dadas por:

$$\begin{aligned}
\lambda_r^{qd0} &= [T_{qd0}(\theta - \theta_r)] L_{rs}^{abc} [T_{qd0}(\theta)]^{-1} i_s^{qd0} + [T_{qd0}(\theta - \theta_r)] L_{rr}^{abc} [T_{qd0}(\theta - \theta_r)]^{-1} i_r^{qd0} \\
&= \begin{bmatrix} \frac{3}{2} L_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} L_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} i_s^{qd0} + \begin{bmatrix} L_{lr} + \frac{3}{2} L_{rr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{lr} + \frac{3}{2} L_{rr} & 0 \\ 0 & 0 & L_{lr} \end{bmatrix} i_r^{qd0}
\end{aligned} \tag{B.19}$$

Reescrevendo as duas equações anteriores de maneira compacta:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{0s} \\ \lambda'_{qr} \\ \lambda'_{dr} \\ \lambda'_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + M & 0 & 0 & M & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + M & 0 & 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ M & 0 & 0 & L'_{lr} + M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & 0 & L'_{lr} + M & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L'_{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{0s} \\ i'_{qr} \\ i'_{dr} \\ i'_{0r} \end{bmatrix} \tag{B.20}$$

onde as grandezas rotóricas com sinal "''" são valores referidos ao lado estatórico de acordo com as seguintes relações:

$$\lambda'_{qr} = \frac{N_s}{N_r} \lambda_{qr} \quad \lambda'_{dr} = \frac{N_s}{N_r} \lambda_{dr} \tag{B.21}$$

$$i'_{qr} = \frac{N_r}{N_s} i_{qr} \quad i'_{dr} = \frac{N_r}{N_s} i_{dr} \tag{B.22}$$

$$L'_{lr} = \left( \frac{N_s}{N_r} \right)^2 L_{lr} \tag{B.23}$$

e  $M$ , a indutância magnetizante do lado estatórico, é:

$$M = \frac{3}{2} L_{ss} = \frac{3}{2} \frac{N_s}{N_r} L_{sr} = \frac{3}{2} \frac{N_s}{N_r} L_{rr} \tag{B.24}$$

Juntando-se as equações finais dos fluxos e das tensões estatóricas e rotóricas é possível obter os circuitos equivalentes em coordenadas  $qd0$  arbitrárias, como mostrado na Figura 68.

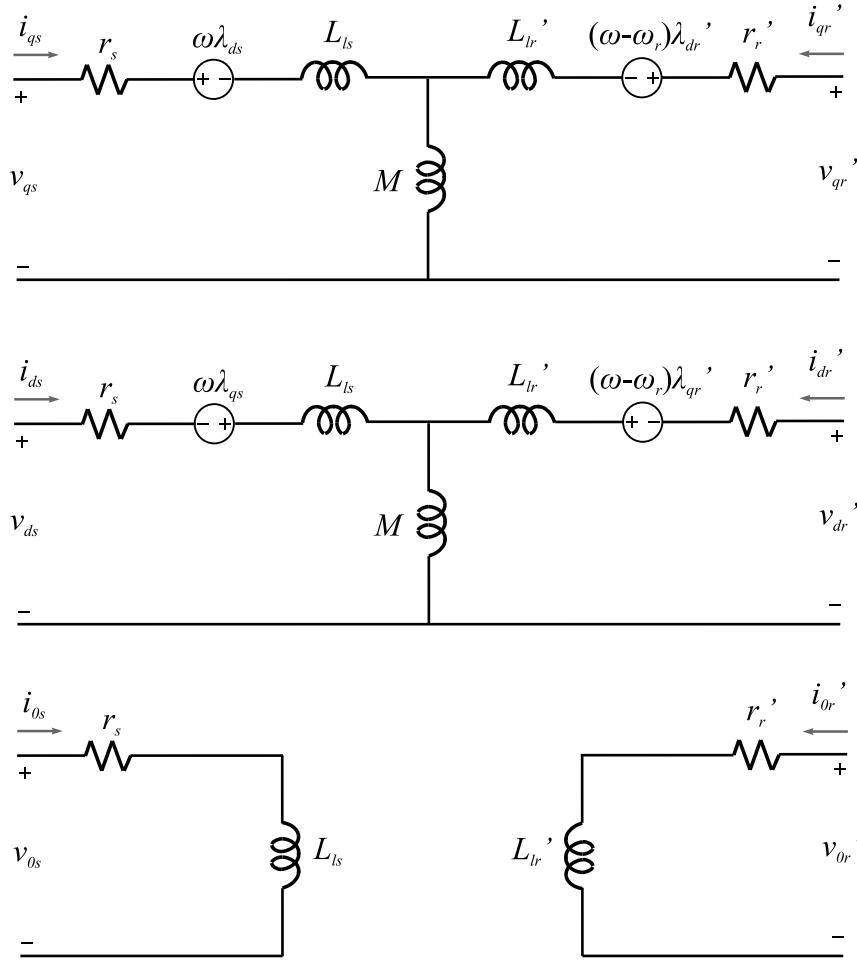


Figura 68: Representação do circuito equivalente da máquina de indução em um sistema de referência arbitrário.

#### B.1.4 Equação do conjugado em coordenadas $qd0$

A soma das potências instantâneas de todos os seis enrolamentos do estator e do rotor é dada por:

$$P_{in} = v_{as}i_{as} + v_{bs}i_{bs} + v_{cs}i_{cs} + v'_{ar}i'_{ar} + v'_{br}i'_{br} + v'_{cr}i'_{cr} \quad (\text{B.25})$$

Em coordenadas  $qd0$ , a potência instantânea é:

$$P_{in} = \frac{3}{2}(v_{qs}i_{qs} + v_{ds}i_{ds} + 2v_{0s}i_{0s} + v'_{qr}i'_{qr} + v'_{dr}i'_{dr} + 2v'_{0r}i'_{0r}) \quad (\text{B.26})$$

Substituindo-se as equações (B.14) e (B.16) nas tensões do lado direito de (B.26) e rearranjando de maneira adequada, aparecem três tipos de termos:  $i^2r$ ,  $i\frac{d}{dt}\lambda$  e  $\omega\lambda i$ . Os termos em  $i^2r$  são as perdas resistivas no cobre. Os termos  $i\frac{d}{dt}\lambda$  são relativos à troca de energia entre os enrolamentos através do campo magnético. Somente os termos  $\omega\lambda i$

Tabela 9: Equações da máquina de indução em um referencial arbitrário

**Equações das tensões estatóricas:**

$$\begin{aligned}v_{qs} &= r_s i_{qs} + \omega \lambda_{ds} + \frac{d}{dt} \lambda_{qs} \\v_{ds} &= r_s i_{ds} - \omega \lambda_{qs} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds} \\v_{0s} &= r_s i_{0s} + \frac{d}{dt} \lambda_{0s}\end{aligned}$$

**Equações das tensões rotóricas:**

$$\begin{aligned}v'_{qr} &= r'_r i'_{qr} + (\omega - \omega_r) \lambda'_{dr} + \frac{d}{dt} \lambda'_{qr} \\v'_{dr} &= r'_r i'_{dr} - (\omega - \omega_r) \lambda'_{qr} + \frac{d}{dt} \lambda'_{dr} \\v'_{0r} &= r'_r i'_{0r} + \frac{d}{dt} \lambda'_{0r}\end{aligned}$$

**Equações dos fluxos:**

$$\begin{aligned}\lambda_{qs} &= (L_{ls} + M) i_{qs} + L_m i'_{qr} \\ \lambda_{ds} &= (L_{ls} + M) i_{ds} + L_m i'_{dr} \\ \lambda_{0s} &= L_{ls} i_{0s} \\ \lambda'_{qr} &= (L'_{lr} + M) i'_{qr} + L_m i_{qs} \\ \lambda'_{dr} &= (L'_{lr} + M) i'_{dr} + L_m i_{ds} \\ \lambda'_{0r} &= L'_{lr} i'_{0r}\end{aligned}$$

**Equações do conjugado eletromecânico:**

$$\begin{aligned}T_{em} &= \frac{3}{2} \frac{P}{2\omega_r} \left[ \omega (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) + (\omega - \omega_r) (\lambda'_{dr} i'_{qr} - \lambda'_{qr} i'_{dr}) \right] \\ T_{em} &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda'_{qr} i'_{dr} - \lambda'_{dr} i'_{qr}) \\ T_{em} &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \\ T_{em} &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} M (i'_{dr} i_{qs} - i'_{qr} i_{ds})\end{aligned}$$

representam a parcela de energia convertida em trabalho mecânico.

O conjugado eletromecânico desenvolvido pela máquina é dado pela soma dos termos em  $\omega \lambda i$  dividido pela velocidade, ou seja,

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2\omega_r} \left[ \omega (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) + (\omega - \omega_r) (\lambda'_{dr} i'_{qr} - \lambda'_{qr} i'_{dr}) \right] \quad (\text{B.27})$$

Usando a equação dos fluxos mostrada em (B.20) é possível mostrar que:

$$\lambda_{ds}i_{qs} - \lambda_{qs}i_{ds} = -(\lambda'_{dr}i'_{qr} - \lambda'_{qr}i'_{dr}) = M(i'_{dr}i_{qs} - i'_{qr}i_{ds}) \quad (\text{B.28})$$

Assim, a equação (B.27) pode ser expressa das seguintes formas:

$$\begin{aligned} T_{em} &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda'_{qr}i'_{dr} - \lambda'_{dr}i'_{qr}) \\ &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_{ds}i_{qs} - \lambda_{qs}i_{ds}) \\ &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} M(i'_{dr}i_{qs} - i'_{qr}i_{ds}) \end{aligned} \quad (\text{B.29})$$

Para fins de simulação, a escolha de alguma das formas acima depende da disponibilidade das variáveis. Um sumário das equações das tensões, fluxos e do conjugado eletromecânico em coordenadas  $dq$  é apresentado na Tabela 9.



## *ANEXO C – MODULAÇÃO SPACE VECTOR TRIFÁSICA A TRÊS FIOS*

A modulação dos conversores PWM trifásicos apresentados ao longo deste trabalho serão detalhadas neste apêndice. A modulação escolhida para simulações e implementação é a modulação *Space Vector*. Para simplificar a nomenclatura, a modulação *Space Vector* será denominada somente de modulação *SV*.

Considerando o caso de conversores a três fios, pode-se usar as tensões de fase ou tensões de linha no espaço das tensões de saída. Algumas considerações devem ser feitas:

- As chaves são consideradas ideais;
- As chaves do mesmo braço são controladas de maneira complementar;
- O espaço das tensões de saída é dividido em regiões, onde a seqüência de comutação é escolhida *a priori*;
- O vetor das tensões de referência é atualizado regularmente a uma frequência fixa, relacionada à frequência de amostragem.

Para a implementação da modulação *SV* dos dois casos a seguir, são necessários os passos a seguir:

- 1.Definição dos possíveis vetores de comutação;
- 2.Identificação dos planos de separação;
- 3.Identificação dos planos limite;
- 4.Determinação das matrizes de decomposição;

5. Definição da seqüência de comutação;
6. Cálculo dos tempos de condução de cada chave;
7. Ajuste de *timers* e cálculo dos comparadores.

Além disso, é necessária a limitação da ação de controle para que o conversor opere adequadamente, ou seja, para que ele consiga sintetizar a tensão de saída mais próxima da desejada. Esta limitação é feita com base nos planos limite.

## C.1 Modulação *SV* usando as tensões de fase no espaço das tensões de saída

A proposta desta modulação é controlar a tensão média aplicada sobre a carga equilibrada trifásica, na qual se deseja aplicar determinadas tensões de fase. A Figura 69 mostra com detalhes o conversor e a carga. As chaves semicondutoras dos braços comutam de forma complementar e, como número de braços é 3, o número de combinações diferentes para comutação é  $2^3 = 8$ .

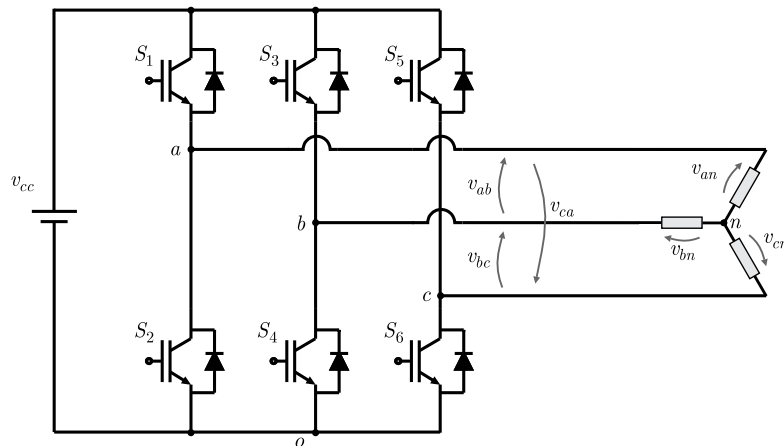


Figura 69: Conversor PWM trifásico com carga em Y.

A Tabela 16 apresenta as possibilidades de condução ou bloqueio das chaves  $S_1$ ,  $S_3$  e  $S_5$  e as respectivas tensões de linha e de fase na carga, já normalizados pelo barramento CC (valores divididos por  $v_{cc}$ ). A partir das tensões  $v_{ab}$  e  $v_{bc}$  e da relação:

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{C.1})$$

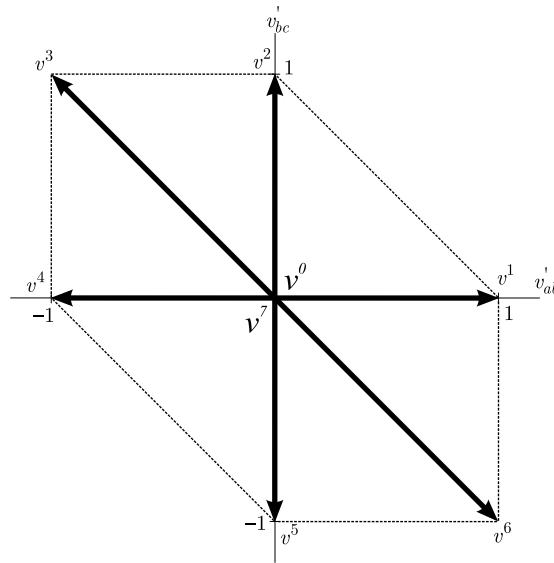


Figura 70: Espaço das tensões de fase em  $abc$ .

pode-se, a partir da matriz inversa, obter as tensões de fase na carga da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \\ -1 & 2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{C.2})$$

As tensões de saída para cada um dos vetores de comutação no plano  $v_{ab}$  e  $v_{bc}$  são mostradas na Figura 70. Aplicando-se a transformação de Clark (transformação  $\alpha\beta$ ) apresentada no Anexo A e dada por:

$$[T_{\alpha\beta 0}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{C.3})$$

tem-se as tensões de coordenadas  $\alpha\beta$ , como pode ser visto na Figura 71. Ainda nesta figura, podem ser vistos os vetores de comutação, as respectivas posições das chaves e os correspondentes vetores em coordenadas  $\alpha\beta$ .

A partir disto, deve-se então delimitar o espaço das tensões de saída em setores para que se possa escolher um seqüência de comutação aplicando assim a tensão de fase requerida na carga. Em se tratando de coordenadas em duas dimensões (plano), o que delimita os diferentes setores são retas, as quais passam pela origem.

Para cada um dos setores é escolhida uma seqüência de comutação de tal forma que

Tabela 10: Tabela com os possíveis vetores de comutação (tensões de fase)

$S_1$	$S_3$	$S_5$	$v'_{ao}$	$v'_{bo}$	$v'_{co}$	$v'_{ab}$	$v'_{bc}$	$v'_{ca}$	$v'_{an}$	$v'_{bn}$	$v'_{cn}$	vetor
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	$v^0$
0	0	1	0	0	1	0	-1	1	0	0	1	$v^5$
0	1	0	0	1	0	-1	1	0	-1/3	2/3	-1/3	$v^3$
0	1	1	0	1	1	-1	0	1	-1/3	2/3	2/3	$v^4$
1	0	0	1	0	0	1	0	-1	1/3	-2/3	-2/3	$v^1$
1	0	1	1	0	1	1	-1	0	1/3	-2/3	1/3	$v^6$
1	1	0	1	1	0	0	1	-1	0	0	-1	$v^2$
1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	$v^7$

Tabela 11: Vetores de comutação em coordenadas  $\alpha\beta$ 

$S_1$	$S_3$	$S_5$	$v'_{ab}$	$v'_{bc}$	$v_{\alpha l}$	$v_{\beta l}$	vetor
0	0	0	0	0	0	0	$v^0$
0	0	1	0	-1	-1/3	$-\sqrt{3}/3$	$v^5$
0	1	0	-1	1	-1/3	$\sqrt{3}/3$	$v^3$
0	1	1	-1	0	-2/3	0	$v^4$
1	0	0	1	0	2/3	0	$v^1$
1	0	1	1	-1	1/3	$-\sqrt{3}/3$	$v^6$
1	1	0	0	1	1/3	$\sqrt{3}/3$	$v^2$
1	1	1	0	0	0	0	$v^7$

somente uma chave muda de estado por vez. A Tabela 17 apresenta a seqüência de comutação escolhida para cada um dos seis setores.

Tabela 12: Tabela com a seqüência de comutação escolhida

Setor	Seqüência de comutação
$S^1$	$v^0v^1v^2v^7v^2v^1v^0$
$S^2$	$v^0v^3v^2v^7v^2v^3v^0$
$S^3$	$v^0v^3v^4v^7v^4v^3v^0$
$S^4$	$v^0v^5v^4v^7v^4v^5v^0$
$S^5$	$v^0v^5v^6v^7v^6v^5v^0$
$S^6$	$v^0v^1v^6v^7v^6v^1v^0$

Como é possível ver na Tabela 18, a seqüência de comutação foi escolhida para se obter um padrão *PWM* simétrico dentro de um período de comutação, o que facilita a implementação digital.

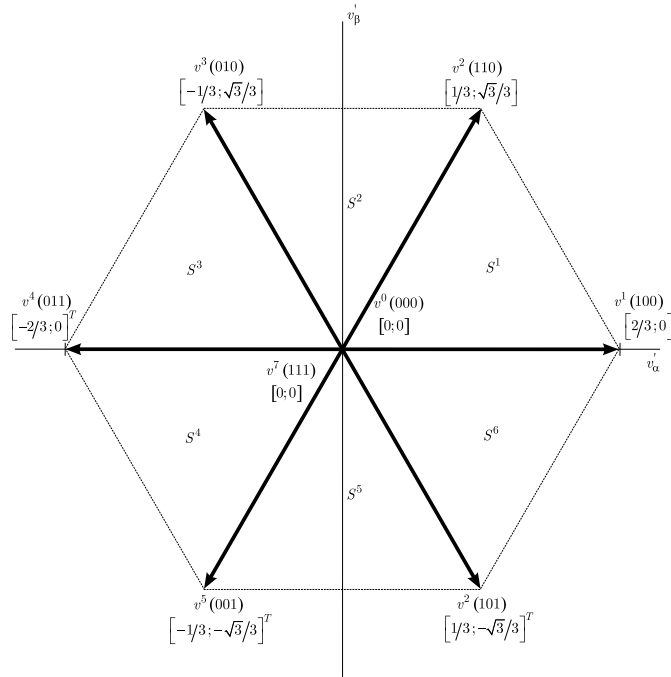
Figura 71: Espaço das tensões de fase em  $\alpha\beta$ .

Tabela 13: Padrão PWM em função do setor

Setor 1:	Setor 2:	Setor 3:
$v^0 \ v^1 \ v^2 \ v^7 \ v^2 \ v^1 \ v^0$	$v^0 \ v^3 \ v^2 \ v^7 \ v^2 \ v^3 \ v^0$	$v^0 \ v^3 \ v^4 \ v^7 \ v^4 \ v^3 \ v^0$
$\underline{0} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{0}$	$\underline{0} \ \underline{0} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{0} \ \underline{0}$	$\underline{0} \ \underline{0} \ \underline{0} \ \underline{1} \ \underline{0} \ \underline{0} \ \underline{0}$
$\underline{0} \ \underline{0} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{0} \ \underline{0}$	$\underline{0} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{0}$	$\underline{0} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{0}$
$\underline{0} \ \underline{0} \ \underline{0} \ \underline{1} \ \underline{0} \ \underline{0} \ \underline{0}$	$\underline{0} \ \underline{0} \ \underline{0} \ \underline{1} \ \underline{0} \ \underline{0} \ \underline{0}$	$\underline{0} \ \underline{0} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{0} \ \underline{0}$
Setor 4:	Setor 5:	Setor 6:
$v^0 \ v^5 \ v^4 \ v^7 \ v^4 \ v^5 \ v^0$	$v^0 \ v^5 \ v^6 \ v^7 \ v^6 \ v^5 \ v^0$	$v^0 \ v^1 \ v^6 \ v^7 \ v^6 \ v^1 \ v^0$
$\underline{0} \ \underline{0} \ \underline{0} \ \underline{1} \ \underline{0} \ \underline{0} \ \underline{0}$	$\underline{0} \ \underline{0} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{0} \ \underline{0}$	$\underline{0} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{0}$
$\underline{0} \ \underline{0} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{0} \ \underline{0}$	$\underline{0} \ \underline{0} \ \underline{0} \ \underline{1} \ \underline{0} \ \underline{0} \ \underline{0}$	$\underline{0} \ \underline{0} \ \underline{0} \ \underline{1} \ \underline{0} \ \underline{0} \ \underline{0}$
$\underline{0} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{0}$	$\underline{0} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{0}$	$\underline{0} \ \underline{0} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{1} \ \underline{0} \ \underline{0}$

A identificação dos setores é feita com base nas equações das retas de separação. As equações das três retas de separação são as seguintes:

- Reta 1:  $-\sqrt{3}u_\alpha + u_\beta = 0$

- Reta 2:  $\sqrt{3}u_\alpha + u_\beta = 0$

•Reta 3:  $u_\beta = 0$

Identificados os setores e determinado o padrão *PWM*, o próximo passo é calcular o tempo que cada chave deve permanecer conduzindo ou bloqueada. Para a implementação das seqüências de comutação simétricas, é necessário inicialmente um *timer* e a comparação destes com o conteúdo de comparadores. A partir do cálculo dos tempos de condução de cada chave, do período de comutação e da freqüência de *clock* do *timer* é possível a determinação do conteúdo dos comparadores.

Definido o vetor da ação de controle em coordenadas  $\alpha\beta$  e sabendo-se que esta deve ser a tensão média sintetizada no período

$$\begin{aligned} u_{\alpha\beta} &= \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{t_1} v^1 dt + \int_{t_1}^{t_2} v^2 dt + \int_{t_2}^{T_s} v^0 dt \right] \\ &= \frac{1}{T_s} \left[ v^1 \Delta t_1 + v^2 \Delta t_2 + v^0 \Delta t_0 \right] \end{aligned} \quad (C.4)$$

O que significa dizer que:

$$\begin{bmatrix} v^1 & v^2 & v^0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta t_1 \\ \Delta t_2 \\ \Delta t_0 \end{bmatrix} = T_s \begin{bmatrix} u_{\alpha\beta} \\ 1 \end{bmatrix}^{-1} \quad (C.5)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta t_1 \\ \Delta t_2 \\ \Delta t_0 \end{bmatrix} = M_1 T_s \begin{bmatrix} u_{\alpha\beta} \\ 1 \end{bmatrix}^{-1} \quad (C.6)$$

onde a matriz  $M_1$  é mostrada na Tabela 19. As demais matrizes de decomposição são obtidas de maneira semelhante e também são mostradas na Tabela 19. Assim, ficam definidos os tempos de condução e bloqueio de cada chave.

Para o cálculo dos comparadores, usa-se a semelhança de triângulos mostrada na Figura 76. Tem-se inicialmente que:

$$\frac{TPER}{T_s/2} = \frac{COMP1}{\Delta t_0/4} \quad (C.7)$$

que resulta em:

Tabela 14: Matrizes de decomposição para modulação das tensões de fase

<b>Setor 1:</b>	<b>Setor 2:</b>	<b>Setor 3:</b>
$M_1 = \begin{bmatrix} v^1 & v^2 & v^0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$	$M_2 = \begin{bmatrix} v^3 & v^2 & v^0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$	$M_3 = \begin{bmatrix} v^3 & v^4 & v^0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$
<b>Setor 4:</b>	<b>Setor 5:</b>	<b>Setor 6:</b>
$M_4 = \begin{bmatrix} v^5 & v^4 & v^0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$	$M_5 = \begin{bmatrix} v^5 & v^6 & v^0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$	$M_6 = \begin{bmatrix} v^1 & v^6 & v^0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$

$$COMP1 = \frac{TPER}{T_s} \left( \frac{\Delta t_0}{2} \right) \quad (C.8)$$

Os comparadores restantes são calculados de maneira semelhante conforme as equivalências de triângulos:

$$COMP2 = \frac{TPER}{T_s} \left( \frac{\Delta t_0}{2} + \Delta t_1 \right) \quad (C.9)$$

$$COMP3 = \frac{TPER}{T_s} \left( \frac{\Delta t_0}{2} + \Delta t_1 + \Delta t_2 \right) \quad (C.10)$$

Ainda, para que o conversor opere na região linear, é necessária a limitação da ação de controle. Limitando-se a ação de controle por um círculo inscrito no hexágono da Figura 71. O máximo valor da norma da ação de controle normalizada pelo barramento CC não pode exceder o valor de  $\sqrt{3}/3$ .

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}_{lim} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \cdot \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \frac{1}{\|u_{\alpha\beta}\|} \quad (C.11)$$

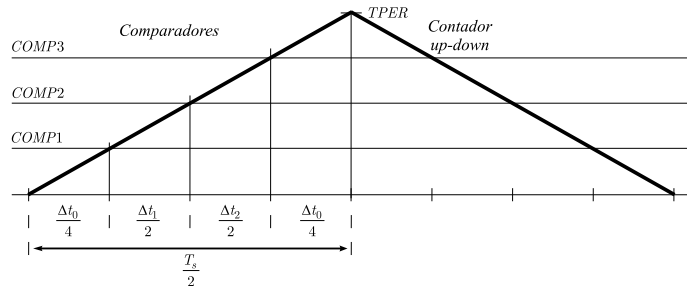


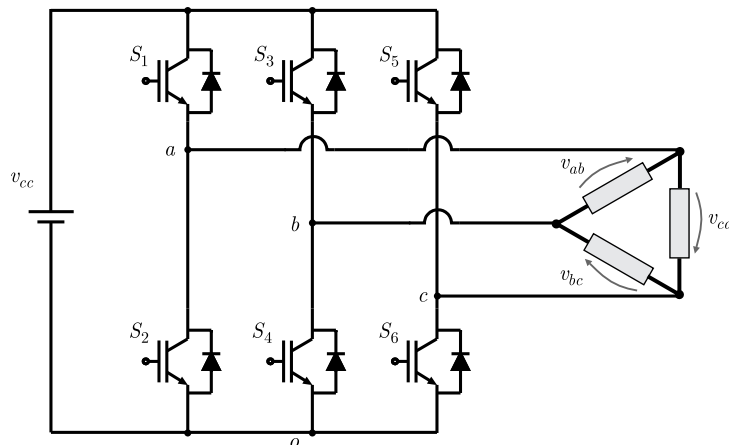
Figura 72: Comparadores e timer para geração dos sinais de saída (tensões de fase).

Tabela 15: Vetores de comutação em coordenadas  $\alpha\beta$ 

$S_1$	$S_3$	$S_5$	$v'_{ab}$	$v'_{bc}$	$v_{\alpha l}$	$v_{\beta l}$	vetor
0	0	0	0	0	0	0	$v^0$
0	0	1	0	-1	$-1/3$	$-\sqrt{3}/3$	$v^5$
0	1	0	-1	1	$-1/3$	$\sqrt{3}/3$	$v^3$
0	1	1	-1	0	$-2/3$	0	$v^4$
1	0	0	1	0	$2/3$	0	$v^1$
1	0	1	1	-1	$1/3$	$-\sqrt{3}/3$	$v^6$
1	1	0	0	1	$1/3$	$\sqrt{3}/3$	$v^2$
1	1	1	0	0	0	0	$v^7$

## C.2 Modulação $SV$ usando as tensões de linha no espaço das tensões de saída

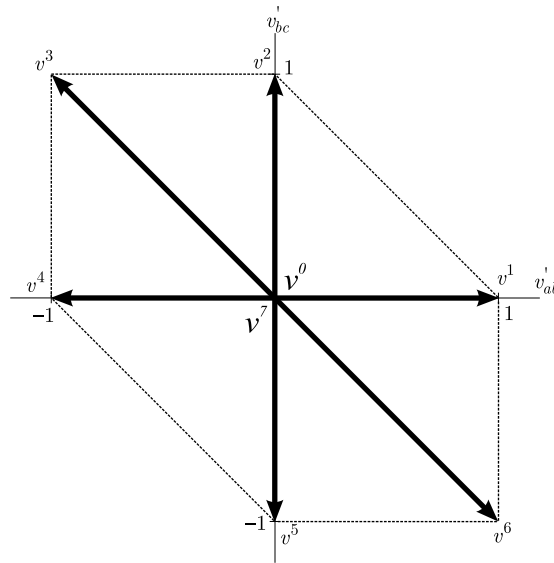
A proposta desta modulação é controlar a tensão média aplicada sobre a carga equilibrada trifásica, na qual se deseja aplicar determinadas tensões de linha. A Figura 73 mostra com detalhes o conversor e a carga. As chaves semicondutoras dos braços comutam de forma complementar e, como número de braços é 3, o número de combinações diferentes para comutação é  $2^3 = 8$ .

Figura 73: Conversor PWM trifásico com carga em  $\Delta$ .

A Tabela 15 apresenta as possibilidades de condução ou bloqueio das chaves  $S_1$ ,  $S_3$  e  $S_5$  e as respectivas tensões de linha na carga, já normalizados pelo barramento CC (valores divididos por  $v_{cc}$ ).

As tensões de saída para cada um dos vetores de comutação no plano  $v_{ab}$  e  $v_{bc}$  são mostradas na Figura 74. Aplicando-se a transformação de Clark (transformação  $\alpha\beta$ )



Figura 74: Espaço das tensões de linha em  $abc$ .Tabela 16: Vetores de comutação em coordenadas  $\alpha\beta$ 

$S_1$	$S_3$	$S_5$	$v'_{ab}$	$v'_{bc}$	$v_{\alpha l}$	$v_{\beta l}$	vetor
0	0	0	0	0	0	0	$\mathbf{v}^0$
0	0	1	0	-1	$-1/3$	$-\sqrt{3}/3$	$\mathbf{v}^5$
0	1	0	-1	1	$-1/3$	$\sqrt{3}/3$	$\mathbf{v}^3$
0	1	1	-1	0	$-2/3$	0	$\mathbf{v}^4$
1	0	0	1	0	$2/3$	0	$\mathbf{v}^1$
1	0	1	1	-1	$1/3$	$-\sqrt{3}/3$	$\mathbf{v}^6$
1	1	0	0	1	$1/3$	$\sqrt{3}/3$	$\mathbf{v}^2$
1	1	1	0	0	0	0	$\mathbf{v}^7$

apresentada no Anexo A e dada por:

$$[T_{\alpha\beta 0}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{C.12})$$

tem-se as tensões de coordenadas  $\alpha\beta$ , como pode ser visto na Figura 75. Ainda nesta figura, podem ser vistos os vetores de comutação, as respectivas posições das chaves e os correspondentes vetores em coordenadas  $\alpha\beta$ .

A partir disto, deve-se então delimitar o espaço das tensões de saída em setores para que se possa escolher um seqüência de comutação aplicando assim a tensão de linha

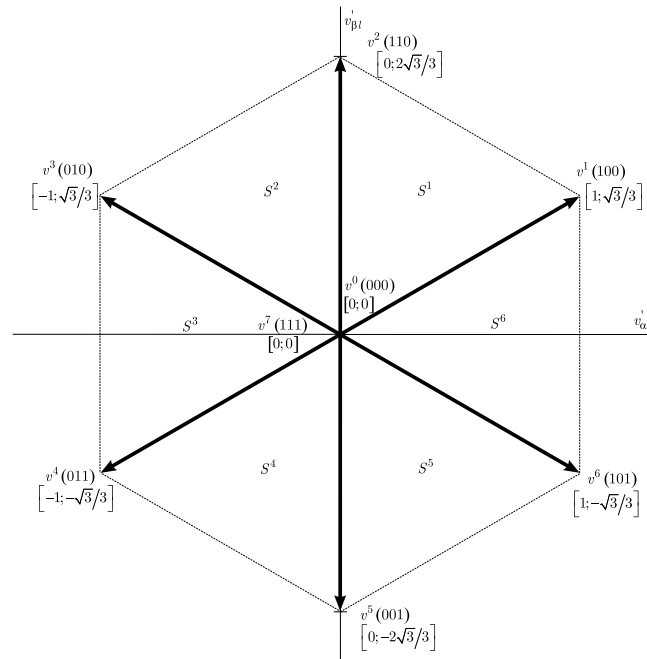


Figura 75: Espaço das tensões de linha em  $\alpha\beta$ .

requerida na carga. Em se tratando de coordenadas em duas dimensões (plano), o que delimita os diferentes setores são retas, as quais passam pela origem.

Para cada um dos setores é escolhida uma seqüência de comutação de tal forma que somente uma chave mude de estado por vez. A Tabela 17 apresenta a seqüência de comutação escolhida para cada um dos seis setores.

Tabela 17: Tabela com a seqüência de comutação escolhida

Sector	Seqüência de comutação
$S^1$	$v^0v^1v^2v^7v^2v^1v^0$
$S^2$	$v^0v^3v^2v^7v^2v^3v^0$
$S^3$	$v^0v^3v^4v^7v^4v^3v^0$
$S^4$	$v^0v^5v^4v^7v^4v^5v^0$
$S^5$	$v^0v^5v^6v^7v^6v^5v^0$
$S^6$	$v^0v^1v^6v^7v^6v^1v^0$

Como é possível ver na Tabela 18, a seqüência de comutação foi escolhida para se obter um padrão *PWM* simétrico dentro de um período de comutação, o que facilita a implementação digital.

A identificação dos setores é feita com base nas equações das retas de separação. As equações das três retas de separação são as seguintes:

Tabela 18: Padrão PWM em função do setor

Setor 1:	Setor 2:	Setor 3:
$v^0 \ v^1 \ v^2 \ v^7 \ v^2 \ v^1 \ v^0$	$v^0 \ v^3 \ v^2 \ v^7 \ v^2 \ v^3 \ v^0$	$v^0 \ v^3 \ v^4 \ v^7 \ v^4 \ v^3 \ v^0$
$0 \ \boxed{1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1} \ 0$	$0 \ 0 \ \boxed{1 \ 1 \ 1} \ 0 \ 0$	$0 \ 0 \ 0 \ \boxed{1} \ 0 \ 0 \ 0$
$0 \ 0 \ \boxed{1 \ 1 \ 1} \ 0 \ 0$	$0 \ \boxed{1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1} \ 0$	$0 \ \boxed{1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1} \ 0$
$0 \ 0 \ 0 \ \boxed{1} \ 0 \ 0 \ 0$	$0 \ 0 \ 0 \ \boxed{1} \ 0 \ 0 \ 0$	$0 \ 0 \ \boxed{1 \ 1 \ 1} \ 0 \ 0$
Setor 4:	Setor 5:	Setor 6:
$v^0 \ v^5 \ v^4 \ v^7 \ v^4 \ v^5 \ v^0$	$v^0 \ v^5 \ v^6 \ v^7 \ v^6 \ v^5 \ v^0$	$v^0 \ v^1 \ v^6 \ v^7 \ v^6 \ v^1 \ v^0$
$0 \ 0 \ 0 \ \boxed{1} \ 0 \ 0 \ 0$	$0 \ 0 \ \boxed{1 \ 1 \ 1} \ 0 \ 0$	$0 \ \boxed{1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1} \ 0$
$0 \ 0 \ \boxed{1 \ 1 \ 1} \ 0 \ 0$	$0 \ 0 \ 0 \ \boxed{1} \ 0 \ 0 \ 0$	$0 \ 0 \ 0 \ \boxed{1} \ 0 \ 0 \ 0$
$0 \ \boxed{1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1} \ 0$	$0 \ \boxed{1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1} \ 0$	$0 \ 0 \ \boxed{1 \ 1 \ 1} \ 0 \ 0$

•Reta 1:  $-\sqrt{3}u_\alpha + u_\beta = 0$

•Reta 2:  $\sqrt{3}u_\alpha + u_\beta = 0$

•Reta 3:  $u_\beta = 0$

Identificados os setores e determinado o padrão *PWM*, o próximo passo é calcular o tempo que cada chave deve permanecer conduzindo ou bloqueada. Para a implementação das seqüências de comutação simétricas, é necessário inicialmente um *timer* e a comparação destes com o conteúdo de comparadores. A partir do cálculo dos tempos de condução de cada chave, do período de comutação e da freqüência de *clock* do *timer* é possível a determinação do conteúdo dos comparadores.

Definido o vetor da ação de controle em coordenadas  $\alpha\beta$  e sabendo-se que esta deve ser a tensão média sintetizada no período

$$\begin{aligned}
 u_{\alpha\beta} &= \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{t_1} v^1 dt + \int_{t_1}^{t_2} v^2 dt + \int_{t_2}^{T_s} v^0 dt \right] \\
 &= \frac{1}{T_s} \left[ v^1 \Delta t_1 + v^2 \Delta t_2 + v^0 \Delta t_0 \right]
 \end{aligned} \tag{C.13}$$

O que significa dizer que:

$$\begin{bmatrix} v^1 & v^2 & v^0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta t_1 \\ \Delta t_2 \\ \Delta t_0 \end{bmatrix} = T_s \begin{bmatrix} u_{\alpha\beta} \\ 1 \end{bmatrix}^{-1} \quad (\text{C.14})$$

$$\begin{bmatrix} \Delta t_1 \\ \Delta t_2 \\ \Delta t_0 \end{bmatrix} = M_1 T_s \begin{bmatrix} u_{\alpha\beta} \\ 1 \end{bmatrix}^{-1} \quad (\text{C.15})$$

onde a matriz  $M_1$  é mostrada na Tabela 19. As demais matrizes de decomposição são obtidas de maneira semelhante e também são mostradas na Tabela 19. Assim, ficam definidos os tempos de condução e bloqueio de cada chave.

Tabela 19: Matrizes de decomposição para modulação das tensões de fase

<b>Setor 1:</b>	<b>Setor 2:</b>	<b>Setor 3:</b>
$M_1 = \begin{bmatrix} v^1 & v^2 & v^0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$	$M_2 = \begin{bmatrix} v^3 & v^2 & v^0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$	$M_3 = \begin{bmatrix} v^3 & v^4 & v^0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$
<b>Setor 4:</b>	<b>Setor 5:</b>	<b>Setor 6:</b>
$M_4 = \begin{bmatrix} v^5 & v^4 & v^0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$	$M_5 = \begin{bmatrix} v^5 & v^6 & v^0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$	$M_6 = \begin{bmatrix} v^1 & v^6 & v^0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$

Para o cálculo dos comparadores, usa-se a semelhança de triângulos mostrada na Figura 76. Tem-se inicialmente que:

$$\frac{TPER}{T_s/2} = \frac{COMP1}{\Delta t_0/4} \quad (\text{C.16})$$

que resulta em:

$$COMP1 = \frac{TPER}{T_s} \left( \frac{\Delta t_0}{2} \right) \quad (\text{C.17})$$

Os comparadores restantes são calculados de maneira semelhante conforme as equivalências de triângulos:

$$COMP2 = \frac{TPER}{T_s} \left( \frac{\Delta t_0}{2} + \Delta t_1 \right) \quad (\text{C.18})$$

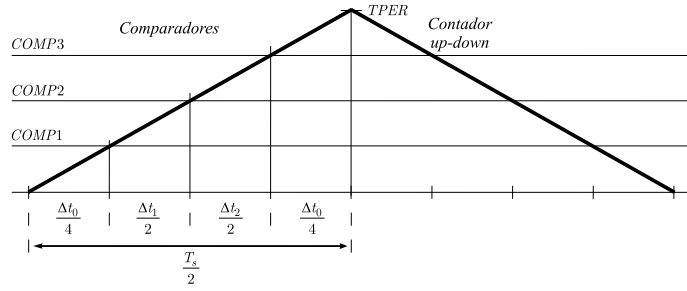


Figura 76: Comparadores e *timer* para geração dos sinais de saída (tensões de fase).

$$COMP3 = \frac{TPER}{T_s} \left( \frac{\Delta t_0}{2} + \Delta t_1 + \Delta t_2 \right) \quad (C.19)$$

Ainda, para que o conversor opere na região linear, é necessária a limitação da ação de controle. Limitando-se a ação de controle por um círculo inscrito no hexágono da Figura 71. O máximo valor da norma da ação de controle normalizada pelo barramento CC não pode exceder o valor de  $\sqrt{3}/3$ .

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}_{lim} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \cdot \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \frac{1}{\|u_{\alpha\beta}\|} \quad (C.20)$$