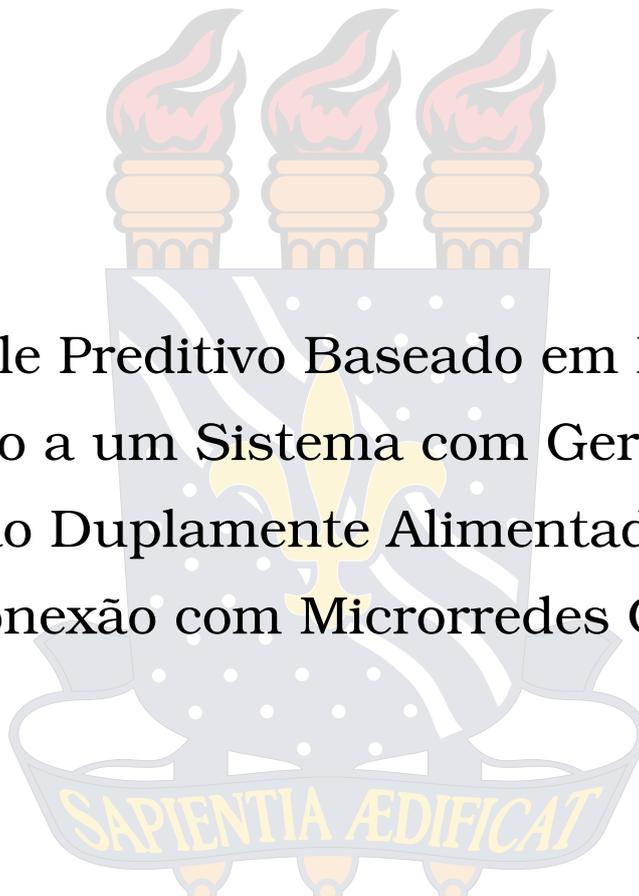


UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA  
CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

## Dissertação de Mestrado



Controle Preditivo Baseado em Modelo  
Aplicado a um Sistema com Gerador de  
Indução Duplamente Alimentado para  
Conexão com Microrredes CC

Lucas Fabrício Medeiros de Lucena

João Pessoa, Brasil  
Setembro 2023

Lucas Fabrício Medeiros de Lucena

**CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO APLICADO A UM SISTEMA  
COM GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO PARA CONEXÃO  
COM MICRORREDES CC**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE, da Universidade Federal da Paraíba - UFPB, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Victor Felipe Moura Bezerra  
Melo, Dr.

Coorientador: Prof. Nady Rocha, Dr.

João Pessoa, Brasil

Setembro 2023

**Catálogo na publicação**  
**Seção de Catalogação e Classificação**

L935c Lucena, Lucas Fabricio Medeiros de.

Controle preditivo baseado em modelo aplicado a um sistema com gerador de indução duplamente alimentado para conexão com microrredes CC / Lucas Fabricio Medeiros de Lucena. - João Pessoa, 2023.

115 f. : il.

Orientação: Victor Felipe Moura Bezerra Melo.

Coorientação: Nady Rocha.

Dissertação (Mestrado) - UFPB/CEAR.

1. Energia eólica. 2. Gerador de indução duplamente alimentado (DFIG). 3. Controle preditivo - Corrente. 4. Controle preditivo - Fluxo e conjugado. 5. Microrredes CC. I. Melo, Victor Felipe Moura Bezerra. II. Rocha, Nady. III. Título.

UFPB/BC

CDU 621.548(043)

**UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA – UFPB**  
**CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS – CEAR**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA – PPGE**

A Comissão Examinadora, abaixo assinada, aprova a Dissertação

**CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO APLICADO A UM SISTEMA  
COM GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO PARA CONEXÃO  
COM MICRORREDES CC**

Elaborada por

**LUCAS FABRÍCIO MEDEIROS DE LUCENA**

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

**COMISSÃO EXAMINADORA**

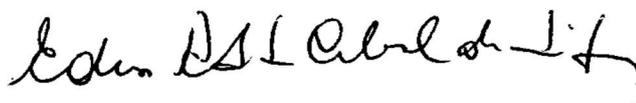


---

**PROF. DR. VICTOR FELIPE MOURA BEZERRA MELO**  
Orientador – UFPB

---

**PROF. DR. NADY ROCHA**  
Coorientador – UFPB



---

**PROF. DR. EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA**  
Examinador Interno – UFPB

---

  
**PROF. DR. DEMERCIL DE SOUZA OLIVEIRA JUNIOR**  
Examinador Externo – UFC

---

**PROF. DR. ITALO ROGER FERREIRA MORENO PINHEIRO DA SILVA**  
Examinador Externo – UFPB

*Este trabalho é dedicado ao meu avô José Rodrigues de Medeiros e a todas as pessoas que, junto a ele, possuem o conhecimento de doutores, sem nunca terem concluído o ensino superior.*

## AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar, agradeço a Deus, pela vida e por ser meu guia no caminho trilhado até aqui. Pela saúde, que em meio a pandemia pude resistir. Pela sabedoria que me foi dada, pela oportunidade e pelas pessoas que colocou na minha vida para que esse trabalho pudesse ser realizado.

Agradeço aos meus pais, Carlos Alberto de Lucena e Jaqueline Fabrício, pelo amor, educação e incentivo para meus estudos. Ao meu irmão, Carlinhos, pela paciência de muitas vezes eu trocar momentos juntos nos divertindo pelos estudos. Ao meu grande gênio e avô José Rodrigues, por estimular em mim a busca pelo conhecimento e pelas longas conversas sobre a fascinante história da eletricidade. E por todos os parentes que me auxiliaram, ao longo de todo meu estudo.

Agradeço à minha amada esposa, Annamélia Vieira, pelo total companheirismo e apoio aos meus estudos. Pela paciência, entendimento e encorajamento durante todo o desenvolvimento deste trabalho. Pelo seu amor e por ser minha melhor amiga.

Agradeço aos meus amigos pelo apoio durante os estudos e por terem feito com que esse trajetória fosse mais leve. Em especial, reconheço o suporte de Sofia e dos técnicos Gilielson e Manoel durante a obtenção dos resultados experimentais desse trabalho.

Não tenho palavras para agradecer aos professores por todos os ensinamentos transmitidos, em especial, aos professores Victor Melo, meu orientador, e Nady Rocha, co-orientador e orientador de graduação. Reconheço que sempre estiveram dispostos a colaborar para o meu crescimento acadêmico, solucionar complexos desafios durante a pesquisa e realizar reuniões em horários e dias além do período de trabalho para o progresso da pesquisa. Obrigado pela atenção e confiança.

Agradeço com muito carinho à UFPB e ao CEAR que deram todo o suporte para o conhecimento e à pesquisa com professores e laboratórios de qualidade. E mesmo com as dificuldades da pandemia, ofereceram uma pós-graduação de alta relevância.

Por fim, agradeço à Fundação de Apoio à Pesquisa do Estado da Paraíba (FAPESQ) pelo apoio financeiro através do Termo nº 07/2021.

*“Lembre-se de colocar Deus em primeiro lugar, em todos os seus caminhos,  
e Ele guiará os seus passos, e você andarรก pelo caminho certo.”  
(BÍBLIA, Provérbios 3,6).*

## RESUMO

O emprego das fontes renováveis na geração de energia elétrica é a principal solução encontrada para suprir a demanda de eletricidade de forma limpa e sustentável. Dentre essas fontes, a energia eólica destaca-se bastante, crescendo tanto no Brasil, como no mundo, sendo instalada em terra ou no mar. O modelo de gerador que vem se consolidando para essa fonte de energia é o gerador de indução duplamente alimentado (DFIG), com capacidade de operar em velocidade variável e ainda controlar a potência ativa e reativa de forma desacoplada. Com o crescimento das microrredes de corrente contínua (CC), as quais podem conectar várias fontes geradoras ao mesmo barramento sem necessitar sincronizá-las e alimentar cargas de diferentes frequências com inversores, estudos de sistemas eólicos têm sido avaliados e implementados nessas redes em busca de aproveitar as vantagens dessa configuração. Assim, este trabalho utiliza a topologia do DFIG conectado à rede CC mediante um retificador a diodos no lado do estator (DFIG-DC), controlando apenas o conversor do lado do rotor com a técnica de controle preditivo com conjunto de controle finito (FCS-MPC). Esta técnica destaca-se tanto por sua simplicidade ao utilizar, como base do seu controle, o modelo matemático da planta, como também, por seu elevado desempenho dinâmico. O comportamento do sistema é analisado para dois diferentes controles, controle preditivo de corrente (PCC) e controle preditivo de conjugado (e fluxo) (PTC), realizando comparações das principais variáveis em regime permanente e transitório. O sistema foi simulado através dos *softwares* PSIM<sup>®</sup>, Matlab<sup>®</sup> e DevC++<sup>®</sup> e implementado experimentalmente em laboratório de modo a validar o funcionamento das técnicas no sistema de geração.

**Palavras-chaves:** Gerador de indução duplamente alimentado. Controle preditivo de corrente. Controle preditivo de fluxo e conjugado. Microrredes CC.

## ABSTRACT

The use of renewable sources in electricity generation is the main solution found to meet the demand for electricity in a clean and sustainable way. Among these sources, wind energy stands out, growing both in Brazil and in the world, being installed on land or at sea. The generator model that has been consolidating for this energy source is the doubly fed induction generator (DFIG), with the ability to operate at variable speed and also control active and reactive power in a decoupled way. Through the growth of direct current (DC) microgrids, which can connect several generating sources to the same bus without needing to synchronize them and feed loads of different frequencies with inverters, wind system studies have been evaluated and implemented in these grids in order to take advantage of this configuration. Thus, this work uses the DFIG topology connected to the DC grid through a diode rectifier on the stator side (DFIG-DC), controlling only the rotor side converter with the finite control set model predictive control (FCS-MPC). This technique stands out both for its simplicity in using the mathematical model of the plant as the basis of its control, and also for its high dynamic performance. In this way, the behavior of the system is analyzed for two different controls: predictive current control (PCC) and predictive torque (and flux) control (PTC), performing comparisons of the main variables in steady state and transient. The system was simulated using softwares PSIM<sup>®</sup>, Matlab<sup>®</sup> e DevC++<sup>®</sup> and implemented experimentally in the laboratory for the purpose of validate the operation of the techniques in the generation system.

**Keywords:** Doubly-fed induction generator. Predictive current control. Predictive torque (and flux) control. DC microgrids.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 – Evolução da potência de aerogeradores <i>offshore</i> . . . . .	25
Figura 1.2 – Capacidade instalada das fontes. . . . .	26
Figura 1.3 – Crescimento brasileiro de usinas eólicas em operação. . . . .	26
Figura 1.4 – Microrredes. (a) Barramento CA. (b) Barramento CC. . . . .	28
Figura 1.5 – Esquemático simplificado do sistema DFIG-DC. . . . .	30
Figura 1.6 – Classificação do controle preditivo baseado em modelo. . . . .	31
Figura 2.1 – Representação do circuito elétrico de uma máquina trifásica. . . . .	38
Figura 2.2 – Disposição espacial das bobinas de uma máquina trifásica. . . . .	38
Figura 2.3 – Relação entre os sistemas de coordenadas 123 e <i>odq</i> . . . . .	41
Figura 2.4 – Possíveis referenciais para a transformada <i>dq</i> . . . . .	43
Figura 2.5 – Transformação entre dois planos de referência. . . . .	43
Figura 2.6 – Circuito do sistema DFIG-DC. . . . .	44
Figura 2.7 – Diagrama de blocos do observador paralelo do estimador de fluxo do estator. . . . .	44
Figura 2.8 – Diagrama vetorial da posição rotoróica. . . . .	46
Figura 3.1 – Operação ideal do controle preditivo. . . . .	48
Figura 3.2 – Operação do controle preditivo. a) Ideal. b) Real com atraso. . . . .	49
Figura 3.3 – Instantes de tempo para o controle de um caso real com compensação. . . . .	50
Figura 3.4 – Diagrama simplificado do controle de velocidade e obtenção do conjugado de referência. . . . .	58
Figura 3.5 – Diagrama simplificado do controle PI tradicional acrescido da técnica AW-up para controlar a velocidade e obter do conjugado de referência. . . . .	59
Figura 3.6 – Comparação da simulação com e sem a técnica de anti wind-up. (a) Velocidade da máquina e sua referência sem anti wind-up. (b) Velocidade da máquina e sua referência com anti wind-up. (c) Conjugado elétrico e sua referência sem anti wind-up. (d) Conjugado elétrico e sua referência com anti wind-up. . . . .	60
Figura 3.7 – Fluxograma do PCC. . . . .	61
Figura 3.8 – Diagrama de controle do PCC. . . . .	62
Figura 3.9 – Fluxograma do PTC. . . . .	65
Figura 3.10 – Diagrama de blocos do PTC. . . . .	66
Figura 3.11 – Plano dos vetores de tensão. . . . .	67
Figura 4.1 – Esquema geral das simulações. . . . .	68
Figura 4.2 – Resultados de simulação do controle preditivo em regime permanente para $E=250$ V e $\omega_m=270$ rad/s. (a) Velocidade da máquina PCC. (b) Velocidade da máquina PTC. (c) Conjugado PCC. (d) Conjugado PTC. (e) Fluxo rotórico PCC (f) Fluxo rotórico PTC. . . . .	71

Figura 4.3 – Resultados de simulação do controle preditivo em regime permanente para $E=250$ V e $\omega_m=270$ rad/s. (a) Corrente do rotor PCC. (b) Corrente do rotor PTC. (c) Tensão e corrente do estator PCC. (d) Tensão e corrente do estator PTC. . . . .	72
Figura 4.4 – Resultados de simulação do controle preditivo em regime permanente para $E=250$ V e $\omega_m=300$ rad/s. (a) Velocidade da máquina PCC. (b) Velocidade da máquina PTC. (c) Conjugado PCC. (d) Conjugado PTC. (e) Fluxo rotórico PCC (f) Fluxo rotórico PTC. . . . .	73
Figura 4.5 – Resultados de simulação do controle preditivo em regime permanente para $E=250$ V e $\omega_m=300$ rad/s. (a) Corrente do rotor PCC. (b) Corrente do rotor PTC. (c) Tensão e corrente do estator PCC. (d) Tensão e corrente do estator PTC. . . . .	74
Figura 4.6 – Resultados de simulação do controle preditivo em regime permanente para $E=250$ V e $\omega_m=340$ rad/s. (a) Velocidade da máquina PCC. (b) Velocidade da máquina PTC. (c) Conjugado PCC. (d) Conjugado PTC. (e) Fluxo rotórico PCC (f) Fluxo rotórico PTC. . . . .	75
Figura 4.7 – Resultados de simulação do controle preditivo em regime permanente para $E=250$ V e $\omega_m=340$ rad/s. (a) Corrente do rotor PCC. (b) Corrente do rotor PTC. (c) Tensão e corrente do estator PCC. (d) Tensão e corrente do estator PTC. . . . .	76
Figura 4.8 – Resultados de simulação do controle preditivo em regime permanente para $E=300$ V e $\omega_m=300$ rad/s. (a) Velocidade da máquina PCC. (b) Velocidade da máquina PTC. (c) Conjugado PCC. (d) Conjugado PTC. (e) Fluxo rotórico PCC (f) Fluxo rotórico PTC. . . . .	77
Figura 4.9 – Resultados de simulação do controle preditivo em regime permanente para $E=300$ V e $\omega_m=300$ rad/s. (a) Corrente do rotor PCC. (b) Corrente do rotor PTC. (c) Tensão e corrente do estator PCC. (d) Tensão e corrente do estator PTC. . . . .	78
Figura 4.10–Resultados de simulação para o controle preditivo para degrau de velocidade. (a) Velocidade da máquina PCC. (b) Velocidade da máquina PTC. (c) Conjugado eletromagnético PCC. (d) Conjugado eletromagnético PTC. (e) Fluxo rotórico PCC. (f) Fluxo rotórico PTC. . . . .	80
Figura 4.11–Resultados de simulação para o controle preditivo para degrau de velocidade. (a) Corrente do rotor PCC. (b) Corrente do rotor PTC. (c) Corrente do estator PCC. (d) Corrente do estator PTC. . . . .	81
Figura 4.12–Resultados de simulação mediante variação do $r_s$ . (a) Variação $r_s$ PCC. (b) Variação $r_s$ PTC. (c) Velocidade da máquina PCC. (d) Velocidade da máquina PTC. . . . .	82

Figura 4.13–Resultados de simulação mediante variação do $r_s$ . (a) Conjugado eletromagnético PCC. (b) Conjugado eletromagnético PTC. (c) Fluxo rotórico PCC. (d) Fluxo rotórico PTC. (e) Corrente do rotor PCC. (f) Corrente do rotor PTC. . . . .	83
Figura 4.14–Resultados de simulação mediante variação do $r_r$ . (a) Variação $r_r$ PCC. (b) Variação $r_r$ PTC. (c) Velocidade da máquina PCC. (d) Velocidade da máquina PTC. (e) Conjugado eletromagnético PCC. (f) Conjugado eletromagnético PTC. . . . .	84
Figura 4.15–Resultados de simulação mediante variação do $r_r$ . (a) Fluxo rotórico PCC. (b) Fluxo rotórico PTC. (c) Corrente do rotor PCC. (d) Corrente do rotor PTC. . . . .	85
Figura 4.16–Resultados de simulação mediante variação da $l_m$ . (a) Variação $l_m$ PCC. (b) Variação $l_m$ PTC. (c) Velocidade da máquina PCC. (d) Velocidade da máquina PTC. (e) Conjugado eletromagnético PCC. (f) Conjugado eletromagnético PTC. . . . .	86
Figura 4.17–Resultados de simulação mediante variação da $l_m$ . (a) Fluxo rotórico PCC. (b) Fluxo rotórico PTC. (c) Corrente do rotor PCC. (d) Corrente do rotor PTC. . . . .	87
Figura 5.1 – Esquema geral da montagem experimental. . . . .	89
Figura 5.2 – Computador, autotransformador e bancada experimental. . . . .	90
Figura 5.3 – Resultados experimentais do controle preditivo em regime permanente para $E=250$ V e $\omega_m=270$ rad/s. (a) Velocidade da máquina PCC. (b) Velocidade da máquina PTC. (c) Conjugado PCC. (d) Conjugado PTC. (e) Fluxo rotórico PCC (f) Fluxo rotórico PTC. . . . .	93
Figura 5.4 – Resultados experimentais do controle preditivo em regime permanente para $E=250$ V e $\omega_m=270$ rad/s. (a) Corrente do rotor PCC. (b) Corrente do rotor PTC. (c) Tensão e corrente do estator PCC. (d) Tensão e corrente do estator PTC. . . . .	94
Figura 5.5 – Resultados experimentais do controle preditivo em regime permanente para $E=250$ V e $\omega_m=300$ rad/s. (a) Velocidade da máquina PCC. (b) Velocidade da máquina PTC. (c) Conjugado PCC. (d) Conjugado PTC. (e) Fluxo rotórico PCC (f) Fluxo rotórico PTC. . . . .	95
Figura 5.6 – Resultados experimentais do controle preditivo em regime permanente para $E=250$ V e $\omega_m=300$ rad/s. (a) Corrente do rotor PCC. (b) Corrente do rotor PTC. (c) Tensão e corrente do estator PCC. (d) Tensão e corrente do estator PTC. . . . .	96
Figura 5.7 – Resultados experimentais do controle preditivo em regime permanente para $E=250$ V e $\omega_m=340$ rad/s. (a) Velocidade da máquina PCC. (b) Velocidade da máquina PTC. (c) Conjugado PCC. (d) Conjugado PTC. (e) Fluxo rotórico PCC (f) Fluxo rotórico PTC. . . . .	97
Figura 5.8 – Resultados experimentais do controle preditivo em regime permanente para $E=250$ V e $\omega_m=340$ rad/s. (a) Corrente do rotor PCC. (b) Corrente do rotor PTC. (c) Tensão e corrente do estator PCC. (d) Tensão e corrente do estator PTC. . . . .	98

Figura 5.9 – Resultados experimentais do controle preditivo em regime permanente para $E=300$ V e $\omega_m=300$ rad/s. (a) Velocidade da máquina PCC. (b) Velocidade da máquina PTC. (c) Conjugado PCC. (d) Conjugado PTC. (e) Fluxo rotórico PCC (f) Fluxo rotórico PTC. . . . .	99
Figura 5.10–Resultados experimentais do controle preditivo em regime permanente para $E=300$ V e $\omega_m=300$ rad/s. (a) Corrente do rotor PCC. (b) Corrente do rotor PTC. (c) Tensão e corrente do estator PCC. (d) Tensão e corrente do estator PTC. . . . .	100
Figura 5.11–Resultados experimentais do controle preditivo durante o transitório de velocidade. (a) Velocidade da máquina PCC. (b) Velocidade da máquina PTC. (c) Conjugado PCC. (d) Conjugado PTC. . . . .	102
Figura 5.12–Resultados experimentais para o controle preditivo em regime permanente. (a) Fluxo rotórico PCC. (b) Fluxo rotórico PTC. (c) Corrente rotórica e estatórica PCC. (d) Corrente rotórica e estatórica PTC. . . . .	103
Figura 5.13–Resultados de simulação mediante variação do $r_s$ . (a) Variação $r_s$ PCC. (b) Variação $r_s$ PTC. (c) Velocidade da máquina PCC. (d) Velocidade da máquina PTC. (e) Conjugado eletromagnético PCC. (f) Conjugado eletromagnético PTC. . . . .	104
Figura 5.14–Resultados de simulação mediante variação do $r_r$ . (a) Variação $r_r$ PCC. (b) Variação $r_r$ PTC. (c) Velocidade da máquina PCC. (d) Velocidade da máquina PTC. . . . .	105
Figura 5.15–Resultados de simulação mediante variação do $r_r$ . (a) Conjugado eletromagnético PCC. (b) Conjugado eletromagnético PTC. (c) Corrente rotórica PCC. (d) Corrente rotórica PTC. . . . .	106
Figura 5.16–Resultados de simulação mediante variação do $l_m$ . (a) Variação $l_m$ PCC. (b) Variação $l_m$ PTC. (c) Velocidade da máquina PCC. (d) Velocidade da máquina PTC. (e) Conjugado eletromagnético PCC. (f) Conjugado eletromagnético PTC. . . . .	107

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Comparação do controle linear PI e SVM, e o FCS-MPC. . . . .	34
Tabela 3.1 – Vetores de tensão em função dos estados de chaveamento. . . . .	66
Tabela 4.1 – Parâmetros do sistema e do controle utilizados na simulação. . . . .	69
Tabela 4.2 – Parâmetros do DFIG. . . . .	70
Tabela 4.3 – Cenários das simulações . . . . .	70
Tabela 4.4 – Ondulação do conjugado e do fluxo rotórico dos resultados de simulação do PCC e do PTC. . . . .	78
Tabela 4.5 – THD dos resultados de simulação de corrente estatórica e rotórica do PCC e do PTC. . . . .	79
Tabela 4.6 – Frequência de chaveamento das simulações do PCC e do PTC em cada cenário. . . . .	79
Tabela 5.1 – Parâmetros do sistema e do controle utilizados no experimento. . . . .	90
Tabela 5.2 – Parâmetros do DFIG no experimento. . . . .	91
Tabela 5.3 – Dados catalogados e placa de identificação do motor de indução tipo gaiola de esquilo. . . . .	92
Tabela 5.4 – Cenários dos resultados experimentais . . . . .	92
Tabela 5.5 – THD dos resultados experimentais de corrente estatórica e rotórica do PCC e do PTC. . . . .	99
Tabela 5.6 – Frequência de chaveamento dos resultados experimentais do PCC e do PTC. . . . .	100

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
APF	Active Power Filter
AW-up	Anti Wind-up
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCS-MPC	Continuous Control Set - Model Predictive Control
DC	Direct Current
DFIG	Doubly Fed Induction Generator
DTC	Direct Torque Control
DSP	Digital Signal Processor
EPE	Empresa de Pesquisa Energética
FCS-MPC	Finite Control Set - Model Predictive Control
FOC	Field Oriented Control
FP	Fator de Potência
GWEC	Global Wind Energy Council
HVDC	High-Voltage Direct Current
IBAMA	Instituto Brasileiro do Meio Ambiente e dos Recursos Naturais Renováveis
IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineers
MPC	Model Predictive Control
MR	Microrrede
PCC	Predictive Current Control
PI	Proportional - Integral
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
PTC	Predictive Torque Control

RSC	Rotor Side Converter
SSC	Stator Side Converter
SSR	Stator Side Rectifier
SVM	Space Vector Modulation
THD	Total Harmonic Distortion
VSI	Voltage Source Inverter
WECS	Wind Energy Conversion Systems

## LISTA DE SÍMBOLOS

*	Denota valores de referência
†	Denota vetores na sua forma conjugada
$\beta_{wr}$	Ganho mecânico
$C$	Capacitância do barramento CC
$c_e$	Conjugado elétrico
$C_e$	Conjugado elétrico no domínio de Laplace
$c_m$	Conjugado mecânico
$E$	Tensão no barramento CC
$e_{wr}$	Erro da velocidade do rotor
$f$	Frequência do estator
$F_c$	Função custo do MPC
$F_m$	Coefficiente de atrito
$g$	Valor da função custo
$G$	Função de transferência da função característica de segunda ordem
$G_{ma}$	Função de transferência da malha aberta do controle de velocidade
$G_{mc}$	Função de transferência da malha fechada do controle de velocidade
$G_w$	Função de transferência da malha de velocidade
$\Im m$	Parte imaginária
$i_{r1}, i_{r2}, i_{r3}$	Correntes 123 no rotor do DFIG
$\vec{i}_r^e$	Vetor corrente $dq$ complexo no rotor no referencial da tensão estatórica
$\vec{i}_r^s$	Vetor corrente $dq$ complexo no rotor no referencial genérico
$\vec{i}_r^r$	Corrente do rotor no referencial rotórico
$\vec{i}_r^r$	Vetor corrente $dq$ complexo no rotor no referencial rotórico
$i_{rd}^e, i_{rq}^e$	Corrente $dq$ no rotor da máquina no referencial da tensão estatórica
$i_{rd}^s, i_{rq}^s$	Corrente $dq$ no rotor da máquina no referencial genérico

$i_{rd}^r, i_{rq}^r$	Corrente $dq$ no rotor da máquina no referencial rotórico
$i_{rd}^s, i_{rq}^s$	Corrente $dq$ no rotor da máquina no referencial estatórico
$\hat{i}_{rd}^s, \hat{i}_{rq}^s$	Corrente $dq$ no rotor estimada no referencial estatórico
$\bar{i}_s^s$	Corrente do estator no referencial estatórico
$i_{s1}, i_{s2}, i_{s3}$	Correntes 123 no estator do DFIG
$\vec{i}_s^s$	Vetor corrente $dq$ complexo no estator no referencial estatórico
$\vec{i}_s^g$	Vetor corrente $dq$ complexo no estator no referencial genérico
$\vec{i}_s^r$	Vetor corrente $dq$ complexo no estator no referencial rotórico
$i_{sd}^e, i_{sq}^e$	Corrente $dq$ no estator da máquina no referencial da tensão estatórica
$i_{sd}^g, i_{sq}^g$	Corrente $dq$ no estator da máquina no referencial genérico
$i_{sd}^r, i_{sq}^r$	Corrente $dq$ no estator da máquina no referencial rotórico
$j$	Componente imaginário
$J_m$	Momento de inércia da máquina
$k_{iw}$	Ganho do integrador do controlar PI de velocidade
$k_{pw}$	Ganho proporcional do controlar PI de velocidade
$l_r$	Indutância de dispersão do rotor
$l_s$	Indutância de dispersão do estator
$l_m$	Indutância mútua do gerador
$l_r$	Indutância própria rotórica
$\bar{L}_{rr}$	matriz de indutância rotórica
$l_s$	Indutância própria estatórica
$\bar{L}_{ss}$	matriz de indutância estatórica
$odq$	Eixos da transformada de Park
$P$	Número de par de polos da máquina
$\bar{P}_r^g$	Matriz de transformação $odq$ para grandezas do rotor
$\bar{P}_s^g$	Matriz de transformação $odq$ para grandezas do estator

$q_{r1}, q_{r2}, q_{r3}$	Comandos para as chaves do RSC
$\Re$	Parte real
$\overline{R}_r$	Matriz de resistência rotórica
$r_r$	Resistência própria rotórica
$\overline{R}_s$	Matriz de resistência estatórica
$r_s$	Resistência própria estatórica
$t$	Tempo
$T_s$	Período de amostragem
$\overline{T}_{xy}$	Matriz de transformação entre eixos de referência na transformada de Park
$\vec{v}_0, \vec{v}_1, \vec{v}_2, \vec{v}_3, \vec{v}_4, \vec{v}_5, \vec{v}_6, \vec{v}_7$	Vetores de tensão em um conversor de potência de dois níveis
$v_{r1}, v_{r2}, v_{r3}$	Tensões 123 no rotor do DFIG
$\vec{v}_r^g$	Vetor tensão $dq$ complexo no rotor no referencial genérico
$\vec{v}_r^r$	Vetor tensão $dq$ complexo no rotor no referencial rotórico
$v_{rd}^g, v_{rq}^g$	Tensão $dq$ no rotor da máquina no referencial genérico
$v_{rd}^e, v_{rq}^e$	Tensão $dq$ no rotor da máquina no referencial da tensão estatórica
$v_{rd}^r, v_{rq}^r$	Tensão $dq$ no rotor da máquina no referencial rotórico
$\vec{v}_r^r$	Tensão do rotor no referencial rotórico
$v_{s1}, v_{s2}, v_{s3}$	Tensões 123 no estator do DFIG
$\hat{v}_{scd}, \hat{v}_{scq}$	Componentes de tensão $dq$ que realimentam o observador paralelo do estimador de fluxo do estator
$\vec{v}_s^g$	Vetor tensão $dq$ complexo no estator no referencial genérico
$\vec{v}_s^r$	Vetor tensão $dq$ complexo no estator no referencial rotórico
$\vec{v}_s^s$	Vetor tensão $dq$ complexo no estator no referencial estatórico
$\vec{v}_s^s$	Tensão do estator no referencial estatórico
$v_{sd}^e, v_{sq}^e$	Tensão $dq$ no estator da máquina no referencial da tensão estatórica
$v_{sd}^g, v_{sq}^g$	Tensão $dq$ no estator da máquina no referencial genérico

$v_{sd}^r, v_{sq}^r$	Tensão $dq$ no estator da máquina no referencial rotórico
$\delta_{ri}$	Ângulo entre o eixo $r_1$ do rotor e o vetor corrente no rotor.
$\delta_{si}$	Ângulo entre o eixo $s_1$ do estator e o vetor corrente no rotor.
$\sigma$	Coefficiente de dispersão da máquina
$\theta_e$	Ângulo do vetor tensão do estator
$\theta_g$	Ângulo genérico da transformada de Park
$\theta_m$	Posição da máquina
$\theta_r$	Posição do rotor
$\hat{\theta}_r$	Posição do rotor estimada
$\theta_s$	Posição do estator
$\vec{\lambda}_r^g$	Vetor fluxo $dq$ complexo no rotor no referencial genérico
$\vec{\lambda}_r^r$	Vetor fluxo $dq$ complexo no rotor no referencial rotórico
$\lambda_{rd}^g, \lambda_{rq}^g$	Fluxo $dq$ no rotor da máquina no referencial genérico
$\lambda_{rd}^r, \lambda_{rq}^r$	Fluxo $dq$ no rotor da máquina no referencial rotórico
$\overline{\lambda}_r^r$	Fluxo no rotor no referencial rotórico
$\vec{\lambda}_s^g$	Vetor fluxo $dq$ complexo no estator no referencial genérico
$\vec{\lambda}_s^r$	Vetor fluxo $dq$ complexo no estator no referencial rotórico
$\lambda_{sd}^g, \lambda_{sq}^g$	Fluxo $dq$ no estator da máquina no referencial genérico
$\lambda_{sd}^r, \lambda_{sq}^r$	Fluxo $dq$ no estator da máquina no referencial rotórico
$\hat{\lambda}_{rd}, \hat{\lambda}_{rq}$	Fluxo $dq$ no rotor estimado no referencial do estator
$\hat{\lambda}_{sd}, \hat{\lambda}_{sq}$	Fluxo $dq$ no estator estimado no referencial do estator
$\lambda_r^r$	Fluxo do rotor no referencial do rotor
$\lambda_s^r$	Fluxo do estator no referencial do rotor
$\tau_{wr}$	Constante de tempo mecânica
$\xi$	Fator de amortecimento
$\omega_g$	Velocidade angular genérica da transformada Park

$\omega_r$	Velocidade angular do rotor
$\Omega_r$	Velocidade angular do rotor no domínio de Laplace
$\omega_m$	Velocidade da máquina
$\omega_n$	Frequência natural de oscilação
$\omega_s$	Velocidade angular síncrona

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>24</b>
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO E MOTIVAÇÃO DO TEMA	24
<b>1.1.1</b>	<b>Energia eólica no Brasil</b>	<b>24</b>
<b>1.1.2</b>	<b>Microrredes</b>	<b>26</b>
1.1.2.1	Microrredes CC	28
1.2	GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO CONECTADO A MICRORREDE CC	30
1.3	CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO	31
1.4	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	32
<b>1.4.1</b>	<b>DFIG-DC</b>	<b>32</b>
<b>1.4.2</b>	<b>Controle Preditivo de Modelo</b>	<b>33</b>
1.5	PROPÓSITO DO ESTUDO	35
1.6	CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO	35
1.7	ESTRUTURA DO TRABALHO	36
<b>2</b>	<b>MODELAGEM DO SISTEMA</b>	<b>37</b>
2.1	MODELO DA MÁQUINA TRIFÁSICA	37
<b>2.1.1</b>	<b>Modelo 123 da máquina trifásica</b>	<b>37</b>
2.2	REPRESENTAÇÃO BIFÁSICA DA MÁQUINA TRIFÁSICA	40
<b>2.2.1</b>	<b>Modelo mecânico</b>	<b>42</b>
<b>2.2.2</b>	<b>Transformação de planos de referência odq</b>	<b>42</b>
2.3	ESTIMADOR DE FLUXO ROTÓRICO	43
<b>2.3.1</b>	<b>Observador do fluxo do estator</b>	<b>44</b>
<b>2.3.2</b>	<b>Deteção da posição do rotor</b>	<b>45</b>
<b>2.3.3</b>	<b>Fluxo rotórico estimado</b>	<b>46</b>
2.4	CONCLUSÃO	47
<b>3</b>	<b>CONTROLE PREDITIVO</b>	<b>48</b>
3.1	CONCEITOS	48
<b>3.1.1</b>	<b>FCS-MPC</b>	<b>48</b>
<b>3.1.2</b>	<b>Compensação de Atraso</b>	<b>49</b>
<b>3.1.3</b>	<b>Discretização</b>	<b>50</b>
<b>3.1.4</b>	<b>Função custo</b>	<b>51</b>
3.2	CONTROLE PREDITIVO DE CORRENTE PARA O DFIG-DC	52
<b>3.2.1</b>	<b>Corrente rotórica de referência</b>	<b>54</b>
<b>3.2.2</b>	<b>Função custo do PCC</b>	<b>56</b>
<b>3.2.3</b>	<b>Controle de velocidade e conjugado de referência</b>	<b>57</b>

3.2.4	<b>Anti Wind-up</b>	<b>59</b>
3.2.5	<b>Fluxograma e diagrama de controle PCC</b>	<b>60</b>
3.3	CONTROLE PREDITIVO DE FLUXO E CONJUGADO PARA O DFIG-DC	62
3.3.1	<b>Predição do fluxo rotórico</b>	<b>63</b>
3.3.2	<b>Predição do conjugado elétrico</b>	<b>63</b>
3.3.3	<b>Função custo do PTC</b>	<b>64</b>
3.3.4	<b>Fluxograma e diagrama de controle PTC</b>	<b>64</b>
3.4	SELEÇÃO DO ESTADO DE CHAVEAMENTO	66
3.5	CONCLUSÃO	67
<b>4</b>	<b>RESULTADOS DE SIMULAÇÃO</b>	<b>68</b>
4.1	PARÂMETROS DA SIMULAÇÃO	68
4.2	SIMULAÇÃO DO DFIG-DC	69
<b>4.2.1</b>	<b>Regime permanente</b>	<b>69</b>
4.2.1.1	Cenário 1	70
4.2.1.2	Cenário 2	72
4.2.1.3	Cenário 3	74
4.2.1.4	Cenário 4	75
<b>4.2.2</b>	<b>Regime transitório</b>	<b>79</b>
4.2.2.1	Degrau de velocidade	80
4.2.2.2	Variações paramétricas	82
<b>4.2.2.2.1</b>	<b>Resistência estatórica</b>	<b>83</b>
<b>4.2.2.2.2</b>	<b>Resistência rotórica</b>	<b>84</b>
<b>4.2.2.2.3</b>	<b>Indutância magnetizante</b>	<b>85</b>
4.3	CONCLUSÃO	87
<b>5</b>	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS</b>	<b>89</b>
5.1	PARÂMETROS DO EXPERIMENTO	89
5.2	EXPERIMENTO DFIG-DC	92
<b>5.2.1</b>	<b>Regime permanente</b>	<b>92</b>
5.2.1.1	Cenário 1	93
5.2.1.2	Cenário 2	94
5.2.1.3	Cenário 3	96
5.2.1.4	Cenário 4	97
<b>5.2.2</b>	<b>Regime transitório</b>	<b>101</b>
5.2.2.1	Degrau de velocidade	101
5.2.2.2	Variações paramétricas	104
<b>5.2.2.2.1</b>	<b>Resistência estatórica</b>	<b>105</b>
<b>5.2.2.2.2</b>	<b>Resistência rotórica</b>	<b>105</b>
<b>5.2.2.2.3</b>	<b>Indutância magnetizante</b>	<b>107</b>

5.3	CONCLUSÃO . . . . .	108
6	<b>CONSIDERAÇÕES FINAIS E TRABALHOS FUTUROS . . . . .</b>	<b>109</b>
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>111</b>

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO E MOTIVAÇÃO DO TEMA

A cada ano, a demanda de energia elétrica eleva seu patamar, e com isso, a busca de alternativas para supri-la tem conduzido ao desenvolvimento de pesquisas e inovações no setor elétrico a nível mundial. Os princípios que têm impulsionado esse anseio é a geração de eletricidade mediante fontes renováveis, com elevado rendimento energético e com menor impacto ao meio ambiente. As energias renováveis destacam-se por serem inesgotáveis, emitirem menos, ou até nenhum, gases de efeito estufa quando comparadas com as fontes fósseis, e promoverem o desenvolvimento sustentável.

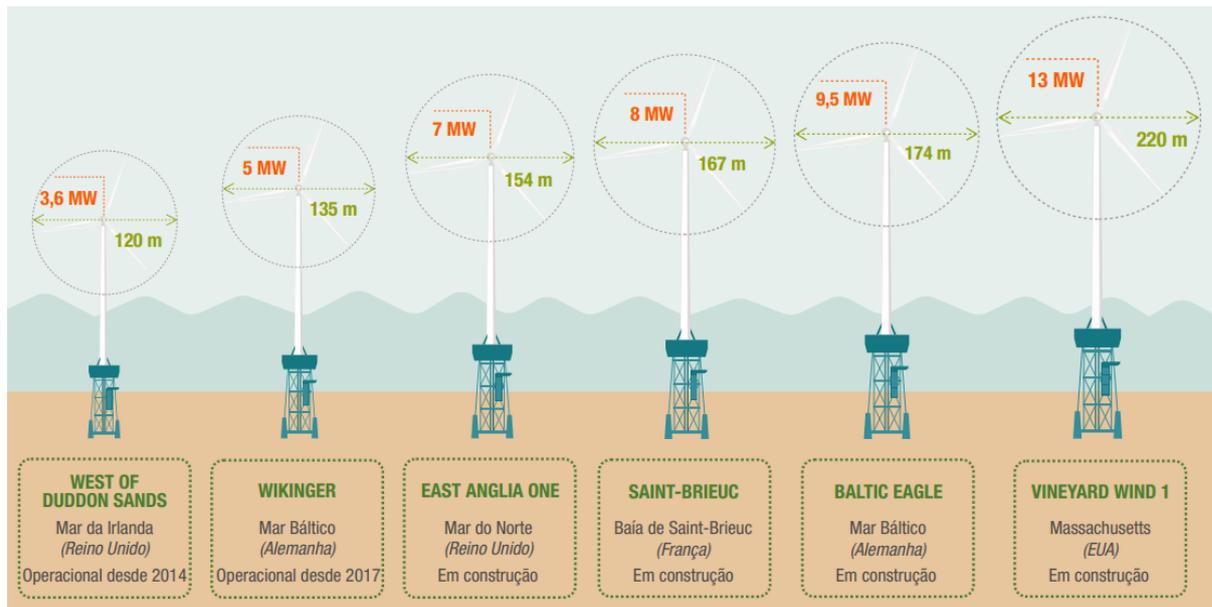
Dentre as energias renováveis, a eólica destaca-se por ser considerada uma das mais promissoras, sendo limpa, abundante e disponível em várias regiões no mundo. Ela utiliza a energia cinética do vento para rotacionar as hélices, que por estarem fixadas no rotor, se movimentam. Esse movimento produz a energia mecânica que passa por uma caixa de engrenagens, compatibilizando a baixa velocidade da turbina com a alta velocidade do gerador que, por sua vez, realiza a conversão da energia mecânica em energia elétrica. A quantidade de energia gerada é função de fatores como a velocidade do vento, a densidade do ar e a área varrida pela rotação das hélices.

Em 2021, a energia eólica mundial expandiu sua capacidade de geração em 12,5%, ao adicionar 93,6 GW, acumulando, então, 837 GW como mostra o relatório (GWEC, 2022). Essa elevação decorre do aumento da quantidade de parques eólicos e pela implementação de aerogeradores de maior potência, fornecendo mais energia elétrica por torre. Em parques *offshore* (em alto mar), o vento é mais intenso que os *onshore* (em terra firme), o qual alcança uma velocidade maior e mais constante, devido à inexistência de barreiras, dobrando até a produção quando comparado a um parque *onshore* médio. Além disso, a facilidade proporcionada pelo transporte marítimo permite utilizar-se aerogeradores de maior potência do que em terra. Contudo, há uma maior dificuldade tecnológica para sua construção, por exigir elevada complexidade nas suas obras e manutenções no ambiente marinho (IBERDROLA, 2022). Na Figura 1.1, é mostrada a evolução da potência dos aerogeradores instalados em parques *offshore*.

Assim, seja em terra firme ou em alto mar, a geração de energia eólica cresce em todo o mundo, traz avanços tecnológicos, gera empregos e, ainda, propicia um grande otimismo para um futuro sustentável. Um dos países que tem investido fortemente nessa modalidade de geração é o Brasil. Ele, em relação a outros países, tem um potencial eólico atrativo, baixa volatilidade dos ventos (maior constância na velocidade), além de outro fatores, como será relatado a seguir.

### 1.1.1 Energia eólica no Brasil

O Brasil tem se destacado a cada ano por seus incentivos à energia eólica. Apesar de toda a dificuldade recente decorrente da pandemia do covid-19, o país apresentou excelentes

Figura 1.1 – Evolução da potência de aerogeradores *offshore*.

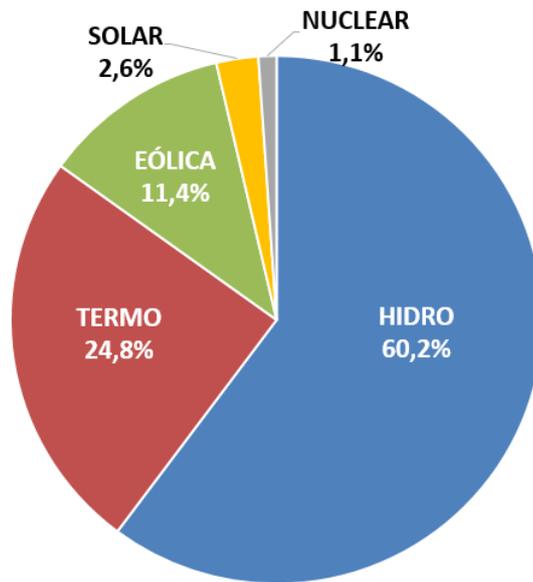
Fonte: IBERDROLA (2022).

resultados em 2021. Foram instalados 110 novos parques eólicos, num total de 3,83 GW de nova capacidade. Nesse ano, todas as fontes de geração de energia elétrica juntas instalaram 7,5 GW de potência, e a eólica foi a fonte que mais cresceu, representando 50,91% da nova capacidade instalada no ano. O Brasil então possui 21,57 GW de potência eólica instalada, o que representa um crescimento de 21,53% em relação a 2020. Isso fez a fonte eólica atingir uma participação de 11,4% da matriz elétrica brasileira, como é ilustrado no gráfico da Figura 1.2, o qual apresenta a capacidade instalada das fontes de geração na matriz elétrica brasileira no fim de 2021. Este aumento é decorrente de fatores, incluindo recuperação econômica, crescimento da demanda de eletricidade e consolidação do setor de energia eólica (GWEC, 2022; ANEEL, 2022).

A evolução de usinas eólicas em operação no Brasil é mostrada no gráfico da Figura 1.3, cujos dados foram extraídos de ANEEL (2022), EPE (2022). Nota-se que houve um grande crescimento ao longo de 20 anos. Essa aceleração foi decorrente de dois grandes motivos: o marco regulatório para leilões que facilitaram a aquisição de energia eólica a preços competitivos, e as mudanças nos padrões climáticos e quedas nos níveis do reservatório para geração hidrelétrica, fazendo despertar uma crescente incerteza em torno do papel da hidreletricidade na matriz elétrica. Com isso, o investimento em outras fontes de energia limpa, o desenvolvimento de novas tecnologias e a confiança que os primeiros projetos no país geraram ocasionaram essa elevação no setor eólico no país.

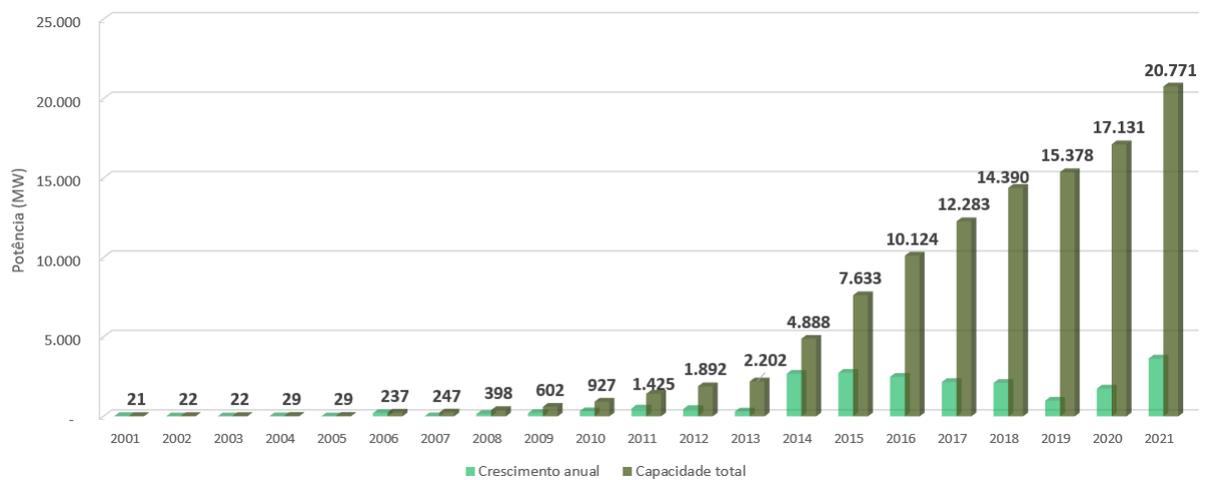
Junto a isso, nesses últimos 20 anos, a comunidade científica aumentou seu interesse em estudos de microrredes como componentes-chave na descentralização do sistema de energia, fornecendo soluções viáveis para a eletrificação rural, apoiando as comunidades energéticas locais e trazendo desenvolvimento em regiões pouco exploradas (VASILAKIS et al., 2020). Isso

Figura 1.2 – Capacidade instalada das fontes.



Fonte: Adaptado de EPE (2022).

Figura 1.3 – Crescimento brasileiro de usinas eólicas em operação.



Fonte: adaptado de ANEEL (2022), EPE (2022).

acarreta em novas perspectivas de desenvolvimento, no qual pode-se atrelar diferentes sistemas de geração de energia e evitar a dependência de sistemas centralizados. A próxima seção relata a respeito da importância das microrredes, fundamental para o desenvolvimento deste trabalho, trazendo suas principais características e estudos que tratam sobre o tema.

### 1.1.2 Microrredes

O crescimento do uso de fontes de geração descentralizada (microgeração) conectadas à rede de baixa tensão vem modificando a maneira tradicional das redes elétricas provenientes de

sistemas centralizados (macrogeração). A microgeração distribuída é definida pela resolução normativa nº 1.031 como central geradora de energia elétrica que utiliza fontes renováveis ou de cogeração qualificada, conectada à rede de distribuição de energia elétrica por meio de unidade consumidora, que possua potência instalada em corrente alternada menor ou igual a 75 kW. Para potências maiores de 75 kW são denominadas minigeração distribuída (ANEEL, 2023). A interligação de pequenas unidades de produção de energia elétrica descentralizadas, com cargas e sistemas de armazenamento de energia, representa o sistema de potência denominado microrrede (MR). Com isso, são necessários estudos que viabilizem a sua implementação, a qual tem-se elevado cada vez mais, a fim de obter um sistema elétrico estável, seguro, bem dimensionado e de boa qualidade.

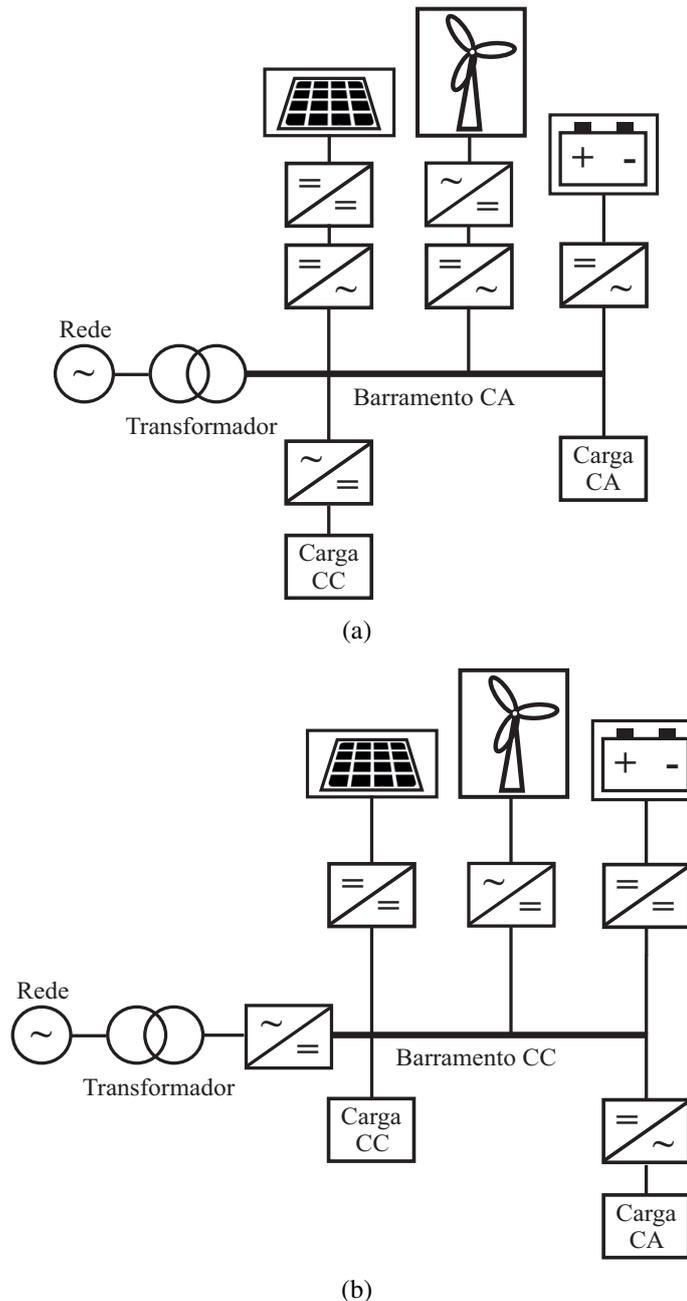
As microrredes são definidas como sistema elétrico de pequeno porte com cargas e recursos energéticos distribuídos com capacidade de operar ilhado ou conectado à rede de distribuição, segundo descreve a resolução normativa ANEEL Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST) no módulo 1 (ANEEL, 2021). A sua integração aos sistemas de distribuição de energia elétrica comprovam amplamente as muitas vantagens técnicas, econômicas, sociais e ambientais associadas, sendo estudadas por todas as partes interessadas (VASILAKIS et al., 2020). Os estudos de Hatziargyriou et al. (2007), Hammerstrom (2007), Hatziargyriou (2014), Gomes (2018), Akhbari, Rahimi e Khooban (2022) apresentam algumas vantagens das MRs quando comparado ao sistema tradicional centralizado, como:

- menos perdas de transmissão, pois as MRs normalmente são próximas às cargas;
- capaz de melhorar a qualidade da energia elétrica, pois, a depender do sistema instalado, pode haver redução de harmônicos, frequência mais estável, compensação de reativos;
- investimentos no sistema de geração centralizado se tornam menos urgentes;
- menor impacto ambiental, sem exigir grandes áreas para a produção como necessita a geração centralizada;
- pode operar no modo conectada à rede ou de modo ilhado.

Contudo, as microrredes apresentam a desvantagem de serem mais susceptíveis a perturbações e instabilidades. Além disso, necessitam de dispositivos de controle para manter a tensão sincronizada com a rede de distribuição.

As microrredes podem ser classificadas quanto ao tipo de barramento ao qual as fontes, as cargas e os sistemas de armazenamentos estão conectados. Eles podem ser sistemas de barramento de corrente alternada (CA), conforme é mostrado na Figura 1.4a, e de barramento de corrente contínua (CC), mostrado na Figura 1.4b.

Figura 1.4 – Microrredes. (a) Barramento CA. (b) Barramento CC.



Fonte: elaborado pelo autor.

### 1.1.2.1 Microrredes CC

O avanço da eletrônica de potência nas últimas décadas trouxe modernização e atualização em diversos dispositivos comuns no cotidiano, mas que muitas vezes não são muito perceptíveis. Equipamentos modernos como telefones celulares, laptops, controles remotos, como também, veículos elétricos, operam com uma fonte CC, que permite um controle fácil e elimina as dificuldades relacionadas à sequência de fase, fator de potência, frequência e ângulo de potência. Ademais, os sistemas CC são intrinsecamente eficientes pois não apresentam efeito pelicular. Os

equipamentos informados e outras cargas de corrente contínua são normalmente alimentadas pelo sistema de energia CA tradicional por meio de um conversor de energia CA-CC, o que reduz a eficiência do sistema devido às perdas de conversão (KHUSHOO; SHARMA; KAUR, 2022; K.K.; S.; JADOUN, 2021).

Em uma típica microrrede CC, geradores eólicos, usinas fotovoltaicas, usinas de biodiesel, cargas comerciais e domésticas e sistemas de armazenamento de energia são interconectados pelo barramento CC através de conversores de potência. Para que essa microrrede CC seja controlada com diferentes meios de energia, algumas características devem ser seguidas, como é afirmado em (KHUSHOO; SHARMA; KAUR, 2022):

1. Manutenção da tensão do barramento CC;
2. Compartilhamento de carga dentro de fontes alinhadas paralelamente;
3. Qualidade de energia.

Quando as microrredes CC e microrredes CA são comparadas, aquelas apresentam as seguintes vantagens: não necessitam sincronizar as fontes geradores conectadas ao barramento; são mais simples e apresentam menor custo do sistema de proteção; podem alimentar cargas de diferentes frequências utilizando inversores de frequência; possuem menor quantidade de conversores; indutância e capacitância não estão presentes no sistema CC, e com isso, a queda de tensão é menor, permitindo uma melhor regulação da tensão; são mais eficientes por não possuírem potência reativa e efeito pelicular (RODRIGUEZ-DIAZ et al., 2015; DRAGIČEVIĆ et al., 2016; AKHBARI; RAHIMI; KHOOBAN, 2022; K.K.; S.; JADOUN, 2021). Isso atrai investidores e pesquisadores a analisarem a conexão de energia de diferentes fontes geradoras (eólica, solar, célula combustível) e de armazenamento (baterias) em um mesmo canal através do barramento CC. Essa interconexão e distribuição de energia mediante sistemas de potência de tensão contínua evita a implementação de conversores CC/CA e CA/CC reduzindo o custo e as perdas de energia (RODRIGUEZ-DIAZ et al., 2015).

Apesar de ter havido um aumento recente no interesse das microrredes CC devido às suas vantagens promissoras, enfrentar o desafio de desenvolver algoritmos eficazes para o planejamento, operação e controle desses sistemas ainda é uma tarefa complexa. A complexidade surge quando se trata de abordar o planejamento, a operação e o controle em um contexto que envolve a colaboração de fontes de energia renovável, equilíbrio de energia e sistemas de gestão energética. Com a pesquisa em andamento e o surgimento de tecnologias avançadas como resultado dela, é possível superar as limitações existentes no controle e na operação das microrredes CC em curto e médio prazo. Técnicas de controle avançadas, como controle preditivo baseado em modelo, aprendizado por reforço e suas combinações, têm o potencial de lidar com as restrições das estratégias de controle convencionais em uma microrrede CC (KHUSHOO; SHARMA; KAUR, 2022; VASILAKIS et al., 2020)

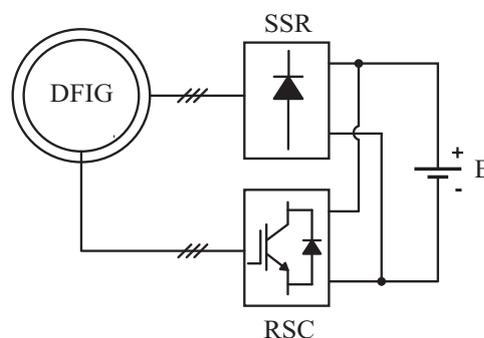
Com isso, sistemas de geração eólica têm sido analisados e implementados em microrredes CC de modo a aproveitar os benefícios relatados sobre essa configuração. Junto a isso, tem-se elevado a quantidade de estudos para aperfeiçoar esse tipo de sistema nos seus variados aspectos como qualidade da energia, perdas, custos e complexidade (IACCHETTI; MARQUES; PERINI, 2014; MARQUES; IACCHETTI, 2014; WU; NIAN, 2018; CRUZ et al., 2018; WU et al., 2020b; SOARES et al., 2021).

## 1.2 GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO CONECTADO A MICRORREDE CC

Dentre os diferentes modelos de geradores utilizados em geração eólica, o gerador de indução duplamente alimentado (DFIG) tem se destacado bastante devido ao seu robusto desempenho, possibilitando o controle independente para potências ativa e reativa, além de manter frequência constante em velocidade variável (AHMED; NISHIDA; NAKAOKA, 2007; TAZIL et al., 2010).

É comum encontrar estudos e aplicações com o DFIG conectado à rede CA. Contudo, o crescimento de sistemas de corrente contínua de alta tensão (High-voltage Direct Current, HVDC, do inglês) e de microrredes CC torna de igual importância o investimento em pesquisa sobre a conexão do DFIG com a rede de corrente contínua. A transmissão CC gera menos perdas para longas distâncias quando comparada com a transmissão CA, sendo propícia para implantação de redes HVDC ligando parques eólicos *offshore* ao continente e para sistemas de geração distribuída CC (YU; NIAN; QUAN, 2011; GWEC, 2022). Para estes, a configuração do esquema eólico utilizando o DFIG conectado ao barramento CC através de ponte de diodos (DFIG-DC) mostra-se atraente por ser de simples implementação, de baixo custo e de menor perda (CRUZ et al., 2018). Na Figura 1.5, é mostrado o esquema básico do DFIG-DC.

Figura 1.5 – Esquemático simplificado do sistema DFIG-DC.



Fonte: elaborada pelo autor.

Existem dois principais modos de operação considerados na literatura sobre sistema DFIG-DC: modo conectado à rede CC e modo autônomo. O primeiro tem a característica de possuir a rede como um barramento infinito CC considerando-a com tensão constante. Nessa

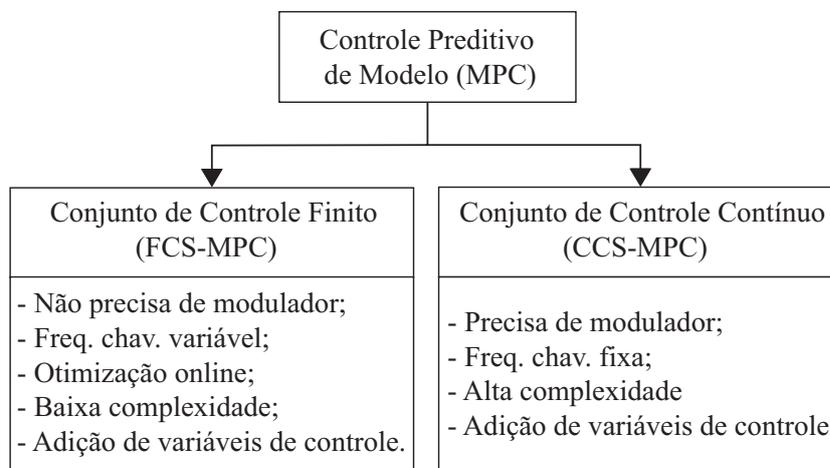
configuração, são encontrados estudos cujo objetivo principal é o controle da frequência do estator e do conjugado (IACCHETTI; MARQUES; PERINI, 2015; WU; NIAN, 2018). Já no modo autônomo, é necessário implementar um controlador de tensão CC, pois, para essa configuração, ela não é constante (TAZIL et al., 2010; WU et al., 2020a). Como também, já existem estudos de métodos unificando o sistema DFIG-DC para operações autônomas e conectadas à rede, como é relatado em Wu et al. (2020a).

### 1.3 CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO

Existem diversas técnicas de controle para que um sistema de geração opere como desejado. Dentre os trabalhos recentes estudados, o emprego do controle preditivo baseado em modelo (MPC) tem sido implementado em muitos deles, devido a sua boa resposta dinâmica, simples, por ser baseado no modelo do sistema, e de fácil implementação no dispositivo de controle (RODRIGUEZ et al., 2007; YARAMASU; WU, 2017; MARTINS et al., 2021). Diante dessas características, este trabalho apresentará o MPC, o qual é uma técnica de controle que possui a capacidade de prever eventos futuros, determinar e aplicar o melhor estado de chaveamento que minimiza a função custo (também conhecida como função de qualidade ou de decisão), normalmente formada pela variável que se deseja controlar (KOURO et al., 2009).

O MPC pode ser dividido em dois tipos: conjunto de controle finito (FCS-MPC) e conjunto de controle contínuo (CCS-MPC). O primeiro, também chamado de não linear, não possui modulador e nem frequência fixa de chaveamento. Em contrapartida, o CCS-MPC, também chamado de linear, possui modulador e frequência fixa de chaveamento. Na Figura 1.6, são detalhados mais características da classificação do controle preditivo de modelo. Este trabalho abordará o FCS-MPC como principal controle.

Figura 1.6 – Classificação do controle preditivo baseado em modelo.



Fonte: adaptado de Rodriguez e Cortes (2012).

O MPC com conjunto de controle finito (FCS-MPC) é uma técnica eficiente para o controle de conversores de potência e acionamentos, de forma compatível com os pequenos

tempos de amostragem utilizados no conversor (KOURO et al., 2009). Como este possui um número finito de estados de comutação, o problema de otimização do MPC pode ser simplificado e reduzido à previsão do comportamento do sistema apenas para esses possíveis chaveamentos. O FCS-MPC, então, possui capacidade para encontrar aplicações práticas na indústria de eletrônica de potência e conversão de energia (YARAMASU; WU, 2017).

## 1.4 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

### 1.4.1 DFIG-DC

Existem diversas topologias para conectar o DFIG no barramento CC. A forma mais simples é fazer a conexão do estator com o barramento CC utilizando o retificador a diodos (do inglês, *Stator Side Rectifier*, com sigla SSR) e do rotor para o mesmo barramento pelo conversor controlado no lado do rotor (do inglês, *Rotor Side Converter*, RSC). Essa topologia, nomeada de DFIG-DC, foi primeiramente discutida em Iacchetti, Marques e Perini (2014) demonstrando seus equacionamentos e controle básico, e já aplicadas em outros estudos (MARQUES; IACCHETTI, 2014; WU; NIAN, 2018; CRUZ et al., 2018; WU et al., 2020b).

Em Nian e Yi (2015) são utilizados dois inversores do tipo fonte de tensão controlados (do inglês, *Double Voltage Source Inverter*, com sigla double-VSI), chamado de duplo VSI, um no lado do rotor (RSC) e outro no lado do estator (do inglês, *Stator Side Converter*, SSC), para interligar o rotor e o estator, respectivamente, no barramento CC. Esse sistema consegue gerar uma corrente senoidal no estator e conjugado sem oscilação. Já Soares et al. (2021) também utilizam o RSC, mas para o estator é empregada a configuração *open-end*. Para isso, um dos terminais da bobina do estator é conectado ao barramento CC pelo retificador a diodos (SSR), e o outro terminal pelo SSC. Sua principal vantagem é a menor tensão necessária no barramento CC, levando a menores perdas de energia quando comparado com os sistemas com dois conversores controlados. O DFIG-DC, entretanto, possui uma grande redução de custo, comparado com as topologias de duplo VSI e *open-end*, por necessitar de apenas um conversor controlado, além de uma menor perda de condução e de comutação.

Ainda, em Soares et al. (2021) é mostrada a comparação entre as configurações duplo VSI, *open-end* e DFIG-DC em relação às perdas por condução, perdas por chaveamento e perdas totais. Para as perdas de condução, o duplo VSI e o DFIG-DC apresentaram o mesmo valor, sendo ainda 33% a menos que o *open-end*. Nas perdas de chaveamento, o DFIG-DC ficou 9% menor do que o *open-end* e 46% menor do que o duplo VSI. Por fim, conclui-se que o sistema DFIG-DC apresenta as menores perdas totais, com 11% e 44% a menos que o *open-end* e o duplo VSI, respectivamente. Isso se deve ao fato da energia gerada ser, em sua maior parte, transferida pelo conversor a diodos e possuir a maior parcela de perdas por comutação vinda do RSC.

O sistema DFIG-DC, entretanto, possui como questão mais desfavorável a alta distorção da tensão do lado do estator, devido ao retificador de diodos. Esse fato acarreta como consequência

alta distorção harmônica nas correntes do estator, imprecisão da orientação da tensão do estator, além das ondulações de conjugado, que podem acarretar vibrações no gerador (YU; NIAN; QUAN, 2011; WU; NIAN, 2019; SOARES et al., 2021). Devido a isso, diferentes técnicas de controle são propostas a fim de solucionar esses problemas. Gundavarapu, Misra e Jain (2017) utilizam um esquema de controle direto de conjugado baseado no controlador de histerese. Em Misra e Jain (2017), a corrente ativa do rotor é aplicada para regular a tensão CC sem a necessidade de medir as variáveis do estator.

Em Akhbari, Rahimi e Khooban (2022), o DFIG-DC foi implementado utilizando junto com o retificador a diodos, um conversor *buck* entre o estator da máquina e o barramento CC com objetivo de flexibilizar a tensão para diferentes níveis. Contudo, além de aumentar a quantidade de conversores ao adicionar o *buck*, utilizar essa técnica em sistemas conectados à rede como um barramento infinito, não será proveitoso, pois a tensão CC não pode ser modificada.

Estudo mais recente, em Iwański, Piwek e Dauksha (2023), é apresentada uma análise comparativa, no DFIG-DC, entre o controle orientado a campo (do inglês, *field oriented control*, com sigla, FOC), e dois métodos de controle de torque direto (do inglês, *direct torque control*, com sigla DTC), com foco no cancelamento de oscilação de conjugado. Os resultados de simulações e testes experimentais mostram que os dois métodos do DTC reduzem as oscilações de conjugado em aproximadamente 30% em comparação com o FOC. E por fim, é sugerido realizar a comparação também com o controle preditivo visando não apenas o cancelamento da oscilação de torque, mas também o cancelamento das oscilações de tensão do barramento CC, com o sistema conectado no modo autônomo, em condições limitadas de tensão do rotor.

#### 1.4.2 Controle Preditivo de Modelo

As primeiras simulações e implementações experimentais do controle preditivo foram desenvolvidas na década de 1960 (CHESTNUT; SOLLECITO; TROUTMAN, 1961; KAUFMAN; DERUSSO, 1964). Todavia, por necessitar de alta capacidade computacional, o controle tornou-se mais atrativo com o desenvolvimento dos semicondutores e microprocessadores, com os quais foi possível elevar a quantidade de processamento, como alega (ROSA, 2020). Com isso, o controle preditivo foi propagado, inclusive com outras nomenclaturas, como é explicado em Kennel e Linder (2000) e Rodriguez e Cortes (2012).

Há vários trabalhos que realizam comparações entre o MPC e outros controles. Em Yaramasu e Wu (2017), o controle preditivo de modelo com conjunto de controle finito (FCS-MPC) é comparado com o controle linear proporcional integral (PI) e a modulação vetorial espacial (SVM) para um conversor de dois níveis, como pode ser visualizado na Tabela 1.1. É possível notar que o controle preditivo não necessita de modulação, possui baixa complexidade e consegue impor restrições facilmente. Contudo, possui frequência de chaveamento variável e carga computacional mais elevada, fato este que é buscado reduzir em Guedes et al. (2023) através da redução do número de vetores de tensão dos estados de chaveamento. Já em Martins et

al. (2021), o controle preditivo de fluxo e conjugado (do inglês, *Predictive Torque Control*, com sigla PTC) é comparado com o FOC quanto à tolerância de falta em uma máquina trifásica de indução. Nesse caso, o preditivo obteve, durante o transitório, uma resposta mais suave e rápida, comparada ao FOC.

Tabela 1.1 – Comparação do controle linear PI e SVM, e o FCS-MPC.

Descrição	Controle Linear	FCS-MPC
<b>Modelo</b>	Carga linear (PI) e modelo do conversor (SVM)	Tempo discreto do sistema completo
<b>Projeto de controle</b>	PI + modulador	Definição da função custo
<b>Natureza do controle</b>	Linear	Não linear
<b>Modulação</b>	PWM/SVM	Não necessita
<b>Frequência de chaveamento</b>	Fixa	Variável, mas controlável
<b>Inclusão de restrições</b>	Não é possível	Fácil de incluir
<b>Complexidade do conceito</b>	Média	Simple e intuitivo
<b>Carga computacional</b>	Média	Alta

Fonte: adaptado de Yaramasu e Wu (2017).

Em Wang et al. (2015) são realizadas comparações entre o controle preditivo de corrente (do inglês, *Predictive Current Control*, com sigla PCC) e o PTC para um motor trifásico de indução. O PCC apresentou menor distorção harmônica de corrente, mas maior *ripple* de conjugado em relação ao PTC. Também o PTC se mostrou mais robusto em caso de haver erro na estimação do valor da indutância de magnetização da máquina de indução. Ao contrário, o PCC se mostrou mais robusto em caso de erro na estimação da resistência do enrolamento estatórico. Além desses testes, também é realizada a variação em degrau de velocidade e de conjugado, alcançando o novo regime permanente rapidamente com similares resultados entre os controles.

Já Zhu, Rajashekara e Kubo (2017) compara quatro métodos MPC para controlar uma máquina de indução configurada em *open-end*: PCC linear, PCC não linear, PTC linear e PTC não linear. Além das variáveis básicas utilizadas para os controles do PCC (correntes em quadratura) e do PTC (fluxo e conjugado), foi introduzida a componente de sequência zero da corrente, a fim de suprimir a corrente de modo comum entre os dois VSIs que compartilham o mesmo barramento CC. Isso fez elevar drasticamente a carga computacional dos controladores, sobretudo nos não-lineares prejudicando-os nos resultados, devido à existência de 27 diferentes vetores de tensão dentre os 64 possíveis. Ademais, a presença de dois VSIs controlados aumenta, também, o custo do sistema.

O primeiro trabalho a empregar o controle preditivo no sistema DFIG-DC foi apresentado por Yu, Nian e Quan (2011). Este implementou um filtro ativo de potência (do inglês, *active power filter*, com sigla APF) baseado no controle preditivo de corrente (PCC) com a finalidade de compensar as correntes harmônicas do retificador.

Já Bayhan, Abu-Rub e Ellabban (2016) apresentou uma forma de controlar o DFIG-DC utilizando o PCC, com o intuito de melhorar as correntes do sistema, sem necessitar de sensor de

posição. Entretanto, não realizou compensação do atraso do controle preditivo nem abordou a questão da oscilação do conjugado.

Por fim, Cruz et al. (2018) empregou o controle preditivo de fluxo e conjugado (PTC) no DFIG-DC a fim de obter uma menor oscilação do conjugado. Além disso, o fluxo rotórico de referência foi determinado através do conjugado de referência e otimizado para minimizar perdas do sistema.

Desse modo, percebe-se que o controle preditivo tem sido bastante empregado em diferentes sistemas, dentre os quais o DFIG-DC foi citado em alguns, e comparado com outras técnicas de controle, a fim de discutir qual é mais vantajosa para o sistema. Com isso, um propósito de estudo foi levantado, o que motivou a realização deste trabalho.

## 1.5 PROPÓSITO DO ESTUDO

O objetivo geral deste trabalho é realizar análises e comparações entre o controle preditivo de corrente (PCC) e o controle preditivo de fluxo e conjugado (PTC) aplicados ao sistema com gerador de indução duplamente alimentado conectado a uma microrrede CC (DFIG-DC). A configuração implementada possui o gerador com seu estator conectado ao barramento CC através de um retificador a diodos (SSR), e seu rotor interligado ao mesmo barramento mediante um conversor controlado (RSC).

A fim de executar o objetivo principal descrito, foi utilizada a seguinte metodologia:

- Modelar o sistema de geração eólico do DFIG transformando o sistema trifásico no modelo bifásico  $dq$ ;
- Detalhar o controle preditivo de corrente para o sistema DFIG-DC;
- Detalhar o controle preditivo de fluxo e conjugado para o DFIG-DC;
- Efetuar simulações comparativas entre os controles, expondo as características de cada um em regime permanente, transitório de velocidade e variações paramétricas.
- Apresentar os resultados experimentais dos controles, trazendo suas comparações em regime permanente, transitório de velocidade e variações paramétricas.

## 1.6 CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO

Este trabalho contribui para a sociedade através da discussão inédita da comparação entre as técnicas PCC e PTC aplicadas no sistema DFIG-DC, diante de diferentes cenários como regime permanente, transitório de velocidade e variações paramétricas. Além disso, o artigo, fruto deste trabalho, intitulado *Comparison Between Predictive Current and Predictive Torque Control Applied to a Doubly-Fed Induction Generator System for Connection to DC Microgrids*,

foi submetido e aprovado na 17ª Conferência Brasileira de Eletrônica de Potência (do inglês, Brazilian Power Electronics Conference - COBEP) / 8ª IEEE Conferência de Eletrônica de Potência do Sul (do inglês, IEEE Southern Power Electronics Conference - SPEC) 2023, que será realizada na cidade de Florianópolis, entre os dias 26 a 29 de novembro de 2023.

## 1.7 ESTRUTURA DO TRABALHO

Este capítulo introdutório apresentou uma abordagem geral sobre o conteúdo que é explanado neste trabalho. Nele foi relatada a relevância da geração eólica e seu prognóstico de evolução na composição da matriz elétrica brasileira, o crescimento das microrredes CC e a configuração do gerador eólico DFIG-DC. Além disso, destaca-se o método de controle preditivo, o qual é implementado ao sistema DFIG-DC, ponto central deste trabalho. Junto a isso, foi realizada uma revisão bibliográfica para evidenciar a importância do tema nas pesquisas globais mais atuais, o que motivou a elaboração deste trabalho.

No Capítulo 2, é apresentado o modelo da máquina de indução trifásica, base para o entendimento do modelo do DFIG. A transformada de Park é implementada, simplificando os equacionamentos da máquina ao transformar o sistema trifásico para o sistema bifásico, além da demonstração da transformação de planos referenciais do sistema bifásico. Por fim, é explicado o estimador de fluxo e detecção da posição do rotor, os quais foram necessários para que o resultado experimental fosse obtido.

No Capítulo 3, é apresentada a estratégia de controle preditivo baseado em modelo, abordando também sobre compensação de atraso, discretização e função custo. Com isso, dois controles são detalhados para serem aplicadas no conversor do rotor do DFIG-DC: o controle preditivo de corrente e o controle preditivo de fluxo e conjugado.

No Capítulo 4, são apresentadas simulações do controle preditivo de corrente e do controle preditivo de fluxo e conjugado aplicados ao DFIG-DC. Inicialmente, é informada a caracterização das simulações, com os modelos e parâmetros utilizados. Além dos resultados em regime permanente, são apresentados os comportamentos do sistema quando aplicadas variações de velocidade e variações paramétricas. Ao final, comparações e discussões entre os controles são realizadas.

No Capítulo 5, são apresentados os resultados experimentais do controle preditivo de corrente e do controle preditivo de fluxo e conjugado aplicados ao DFIG-DC. Primeiramente, são relatados os equipamentos utilizados, seus parâmetros e soluções para reproduzir o sistema de geração eólico conectado à rede CC. São apresentados os resultados em regime permanente, durante os transitórios de velocidade e em variações paramétricas. Por fim, os dois controles são comparados e seus resultados comentados.

## 2 MODELAGEM DO SISTEMA

Este capítulo apresenta de forma genérica e simplificada o modelo elétrico e mecânico da máquina de indução trifásica, fundamental para entendimento do modelo do DFIG, o qual é abordado neste trabalho. A transformada de Park também é discutida, transformando o sistema trifásico para bifásico, sendo bastante eficaz para simplificar as equações da máquina e do controle.

### 2.1 MODELO DA MÁQUINA TRIFÁSICA

O desenvolvimento matemático do modelo da máquina trifásica deste trabalho leva em conta algumas simplificações e considerações (BARBI, 1985; JACOBINA, 2005; SOARES, 2018):

- Máquina simétrica composta por três fases no estator e três fases no rotor;
- Enrolamentos do estator e do rotor são iguais e defasados entre si em  $120^\circ$ ;
- O entreferro da máquina é uniforme e constante;
- A distribuição da densidade de fluxo magnético no entreferro é feita de forma radial e senoidal;
- Os circuitos magnéticos da máquina são considerados ideais, ou seja, não ocorre saturação do núcleo magnético nem perdas magnéticas;
- Máquina bipolar: número de par de polos  $P = 1$ , no caso multipolar  $\theta_r = P\theta_m$ ;

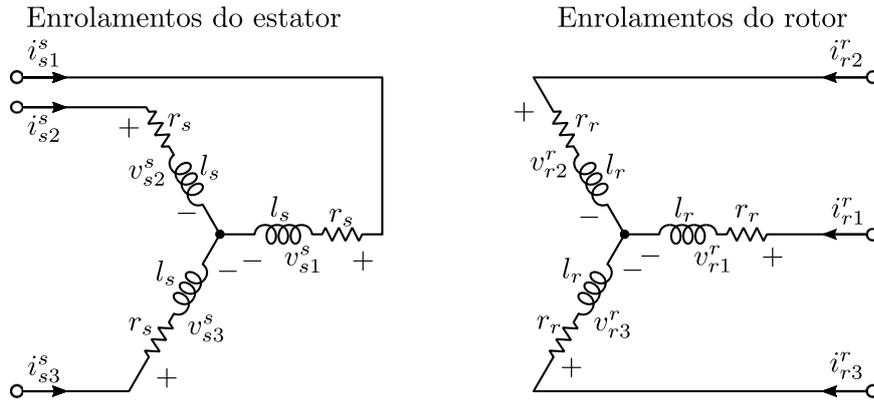
A máquina trifásica simétrica pode ser representada pelo seu circuito elétrico equivalente conforme é mostrado na Figura 2.1. Seus enrolamentos rotóricos e estatóricos são dispostos espacialmente como ilustrado na Figura 2.2 para uma máquina de dois polos. As bobinas do rotor giram em relação às bobinas do estator com uma velocidade  $\omega_r$ , formando um ângulo  $\theta_r$  entre os eixos  $s_1$  e  $r_1$ .

#### 2.1.1 Modelo 123 da máquina trifásica

O circuito equivalente da máquina trifásica revela que as tensões sobre os enrolamentos do estator e do rotor são definidas como:

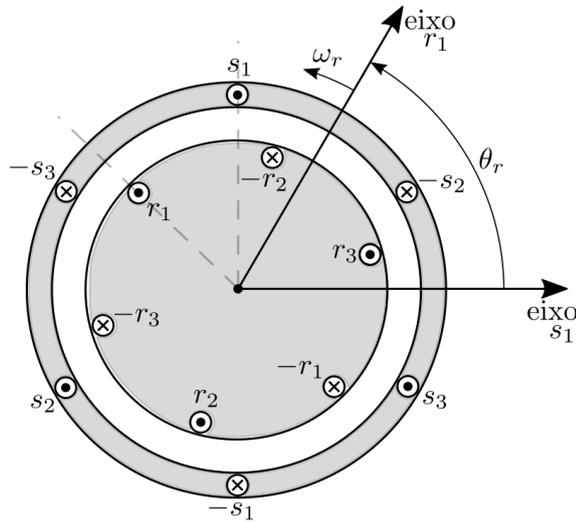
$$\bar{v}_{s123}^s = \bar{R}_s \bar{i}_{s123}^s + \frac{d\bar{\lambda}_{s123}^s}{dt} \quad (2.1)$$

Figura 2.1 – Representação do circuito elétrico de uma máquina trifásica.



Fonte: Soares (2018).

Figura 2.2 – Disposição espacial das bobinas de uma máquina trifásica.



Fonte: Soares (2018).

$$\vec{v}_{r123}^r = \bar{R}_r \vec{i}_{r123}^r + \frac{d\vec{\lambda}_{r123}^r}{dt} \quad (2.2)$$

As equações para os fluxos estáticos e rotóricos podem ser definidas como:

$$\vec{\lambda}_{s123}^s = \bar{L}_s s \vec{i}_{s123}^s + \bar{L}_s r \vec{i}_{s123}^r \quad (2.3)$$

$$\vec{\lambda}_{r123}^r = \bar{L}_r r \vec{i}_{r123}^r + \bar{L}_r s \vec{i}_{s123}^r \quad (2.4)$$

As variáveis das Equações (2.1) à (2.4) correspondem a:

$$\bar{v}_{s123}^s = \begin{bmatrix} v_{s1}^s \\ v_{s2}^s \\ v_{s3}^s \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$\bar{v}_{r123}^r = \begin{bmatrix} v_{r1}^r \\ v_{r2}^r \\ v_{r3}^r \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$\bar{i}_{s123}^s = \begin{bmatrix} i_{s1}^s \\ i_{s2}^s \\ i_{s3}^s \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$\bar{i}_{r123}^r = \begin{bmatrix} i_{r1}^r \\ i_{r2}^r \\ i_{r3}^r \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\bar{\lambda}_{s123}^s = \begin{bmatrix} \lambda_{s1}^s \\ \lambda_{s2}^s \\ \lambda_{s3}^s \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$\bar{\lambda}_{r123}^r = \begin{bmatrix} \lambda_{r1}^r \\ \lambda_{r2}^r \\ \lambda_{r3}^r \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$\bar{R}_s = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$\bar{R}_r = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$\bar{\lambda}_{ss} = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$\bar{\lambda}_{rr} = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$\bar{L}_{sr} = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$\bar{L}_{rs} = m_{rs} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

As variáveis  $\bar{v}_{s123}^s$ ,  $\bar{i}_{s123}^s$ ,  $\bar{\lambda}_{s123}^s$ ,  $\bar{v}_{r123}^r$ ,  $\bar{i}_{r123}^r$  e  $\bar{\lambda}_{r123}^r$  representam, respectivamente, as tensões, correntes e fluxos nos enrolamentos do estator e do rotor. Os índices 123 referem-se a cada uma das fases da máquina (1, 2 e 3). A letra  $s$  remete a estator e  $r$  a rotor. Quando sobrescritas, elas denotam o referencial utilizado. Já quando estão subscritas, indicam qual enrolamento a variável representa.

De forma similar,  $\bar{R}_s$ ,  $\bar{L}_{ss}$ ,  $\bar{R}_r$  e  $\bar{L}_{rr}$  representam as matrizes de resistência e indutância do estator e do rotor nessa ordem. Elas são matrizes simétricas. Já  $\bar{L}_{sr}$  e  $\bar{L}_{rs}$  não são matrizes simétricas, mas são circulantes, ou seja,  $f_{i,j} = f_{i+1,j+1}$ . Além disso,  $\bar{L}_{sr} = \bar{L}_{rs}^T$ , ou seja, são transpostas. As variáveis  $r$  e  $l$  representam as resistências e indutâncias próprias da máquina. Junto a isso,  $m$  representa a indutância mútua entre as duas bobinas do estator ou do rotor, e  $m\cos(\theta_r)$  é a indutância mútua entre uma bobina do estator e do rotor.

Para o conjugado eletromagnético  $c_e$ , como  $\bar{\lambda}_{sr} = \bar{\lambda}_{rs}^T$ , ele pode ser determinado por:

$$c_e = P_{r123}^{-rT} \frac{d\bar{\lambda}_{rs}}{d\theta_r} \bar{i}_{s123}^s = P_{s123}^{-sT} \frac{d\bar{\lambda}_{sr}}{d\theta_r} \bar{i}_{r123}^r. \quad (2.17)$$

## 2.2 REPRESENTAÇÃO BIFÁSICA DA MÁQUINA TRIFÁSICA

O modelo odq da máquina trifásica é obtido a partir da transformada de Park, a qual foi proposta inicialmente em Park (1929), cujo objetivo é representar um sistema trifásico em um bifásico. Apesar das considerações feitas na Seção 2.1, o sistema 123 da máquina continua complexo, sobretudo pelas matrizes de indutância mútua as quais dependem da posição do rotor ( $\theta_r$ ). Assim, a transformada de Park simplifica as equações da máquina (tensão, fluxo e corrente) reduzindo sua ordem e eliminando a dependência da posição do rotor (BARBI, 1985).

A transformação é realizada através da operação matemática definida em (2.18) para o estator e (2.19) para o rotor.

$$\bar{x}_{s123}^s = \bar{P}_s^g \bar{x}_{sodq}^g \quad (2.18)$$

$$\bar{x}_{r123}^r = \bar{P}_r^g \bar{x}_{rodq}^g. \quad (2.19)$$

As grandezas da máquina no sistema 123 são representadas pelas matrizes  $\bar{x}_{s123}^s$  para o estator e  $\bar{x}_{r123}^r$  para o rotor. Ademais essas grandezas no sistema  $odq$  são retratadas pelas matrizes  $\bar{x}_{sodq}^s$  e  $\bar{x}_{rodq}^r$  sendo o resultado da transformada de Park. As matrizes de transformação garantem que a conversão seja invariante em potência. Elas são definidas por:

$$\bar{P}_s^g = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & \cos(\theta_g) & -\sin(\theta_g) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta_g - 2\pi/3) & -\sin(\theta_g - 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta_g - 4\pi/3) & -\sin(\theta_g - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$\bar{P}_r^g = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & \cos(\theta_g - \theta_r) & -\sin(\theta_g - \theta_r) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta_g - \theta_r - 2\pi/3) & -\sin(\theta_g - \theta_r - 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta_g - \theta_r - 4\pi/3) & -\sin(\theta_g - \theta_r - 4\pi/3) \end{bmatrix}. \quad (2.21)$$

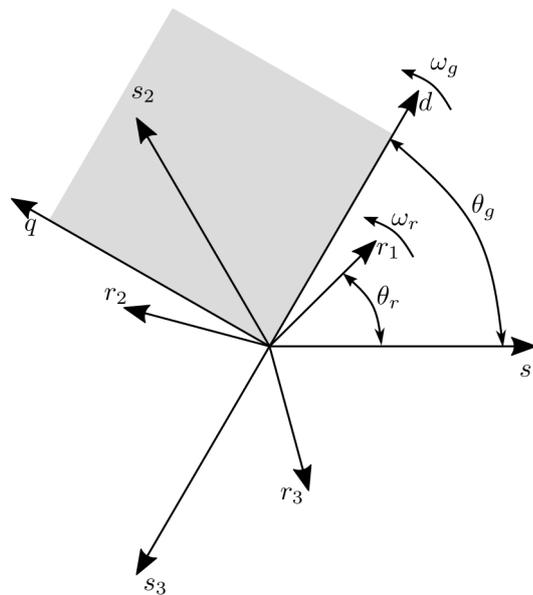
As matrizes  $\overline{P}_s^g$  e  $\overline{P}_r^g$  são ortogonais, ou seja, sua matriz inversa coincide com sua matriz transposta  $\overline{P}_s^{Tg}$  e  $\overline{P}_r^{Tg}$ , respectivamente. Dessa forma, é verdadeira a operação:

$$\overline{x}_{sodq}^g = \overline{P}_s^{Tg} \overline{x}_{s123}^s \quad (2.22)$$

$$\overline{x}_{rodq}^g = \overline{P}_r^{Tg} \overline{x}_{r123}^r \quad (2.23)$$

O expoente  $g$  indica o referencial genético dos eixos  $dq$ . Dependendo do referencial  $dq$  utilizado, este expoente modificará: estator  $g \rightarrow s$ , rotor  $g \rightarrow r$ , fluxo do estator  $g \rightarrow a$ , entre outros. O ângulo genérico entre o eixo  $d$  e o eixo  $s_1$  é  $\theta_g$ . Já  $\theta_r$  é o ângulo entre o eixo do rotor ( $r_1$ ) e o eixo do estator ( $s_1$ ). A velocidade com que os eixos  $dq$  giram é representada por  $\omega_g$ . A representação gráfica da Transformada de Park pode ser observada na Figura 2.3.

Figura 2.3 – Relação entre os sistemas de coordenadas 123 e  $odq$ .



Fonte: Soares (2018).

Assim, o sistema  $odq$  é composto pelas componentes  $d$  e  $q$  que representam o eixo direto e o eixo de quadratura da máquina, respectivamente, e possui a componente  $o$ , a qual é nomeada de homopolar. Esta componente é desacoplada das demais e, caso a máquina esteja operando de forma equilibrada, essa componente é nula e pode ser desconsiderada. Esse sistema rotaciona com velocidade angular  $\omega_g$ .

Utilizando a transformação relatada pela Equação (2.18) nas Equações (2.1 e 2.3) e pela Equação (2.19) nas Equações (2.2 e 2.4), obtém-se:

$$\vec{v}_s^g = r_s \vec{i}_s^g + \frac{d\lambda_s^g}{dt} + j\omega_g \lambda_s^g \quad (2.24)$$

$$\vec{v}_r^g = r_r \vec{i}_r^g + \frac{d\vec{\lambda}_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r)\vec{\lambda}_r^g \quad (2.25)$$

$$\vec{\lambda}_s^g = l_s \vec{i}_s^g + l_m \vec{i}_r^g \quad (2.26)$$

$$\vec{\lambda}_r^g = l_r \vec{i}_r^g + l_m \vec{i}_s^g \quad (2.27)$$

$$c_e = P\Im\{\lambda_r^g i_r^{g\dagger}\} = P(i_{rd}^g \lambda_{rq}^g - \lambda_{rd}^g i_{rq}^g) \quad (2.28)$$

em que:

$$\vec{v}_s^g = \frac{1}{\sqrt{2}}(v_{sd}^g + jv_{sq}^g) \quad (2.29) \quad \vec{i}_s^g = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_{sd}^g + ji_{sq}^g) \quad (2.30) \quad \vec{\lambda}_s^g = \frac{1}{\sqrt{2}}(\lambda_{sd}^g + j\lambda_{sq}^g) \quad (2.31)$$

$$\vec{v}_r^g = \frac{1}{\sqrt{2}}(v_{rd}^g + jv_{rq}^g) \quad (2.32) \quad \vec{i}_r^g = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_{rd}^g + ji_{rq}^g) \quad (2.33) \quad \vec{\lambda}_r^g = \frac{1}{\sqrt{2}}(\lambda_{rd}^g + j\lambda_{rq}^g) \quad (2.34)$$

### 2.2.1 Modelo mecânico

Por fim, o conjugado eletromagnético e o conjugado mecânico podem ser relacionados por meio de:

$$c_e - c_m = F_m \omega_r + J_m \frac{d\omega_r}{dt} \quad (2.35)$$

em que  $c_m$  é o conjugado mecânico;  $F_m$  representa o coeficiente de atrito; e  $J_m$  o momento de inércia da máquina.

### 2.2.2 Transformação de planos de referência odq

O sistema *odq* pode ser submetido a diferentes referenciais por vez. Eles estão relacionados com as variáveis da máquina como: estator, rotor, fluxo do estator, fluxo do rotor, entre outras. Na Figura 2.4, é possível observar os referenciais mais utilizados da literatura.

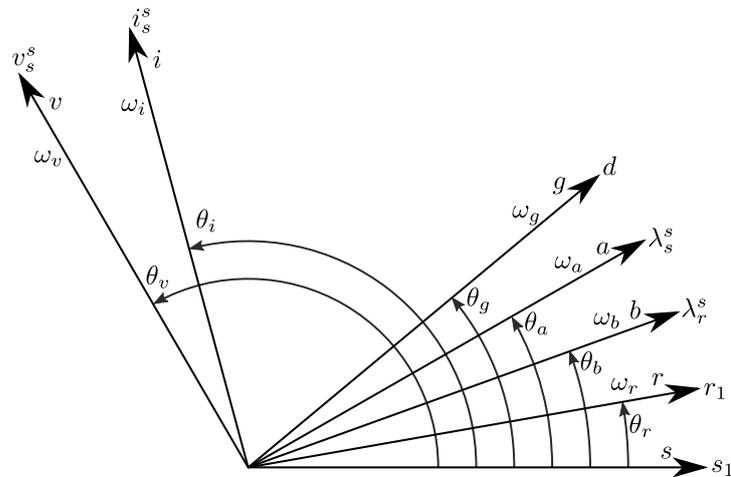
Durante o desenvolvimento matemático, é possível transferir as equações de um referencial para outro. Assim, conforme pode ser visualizado na Figura 2.5, a transformação de um referencial  $x$  para  $y$ , como em Krause et al. (2013), decorre por:

$$\bar{x}_{odq}^y = \bar{T}_{xy} \bar{x}_{odq}^x \quad (2.36)$$

$$\bar{T}_{xy} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\theta_y - \theta_x) & \text{sen}(\theta_y - \theta_x) \\ 0 & -\text{sen}(\theta_y - \theta_x) & \cos(\theta_y - \theta_x) \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

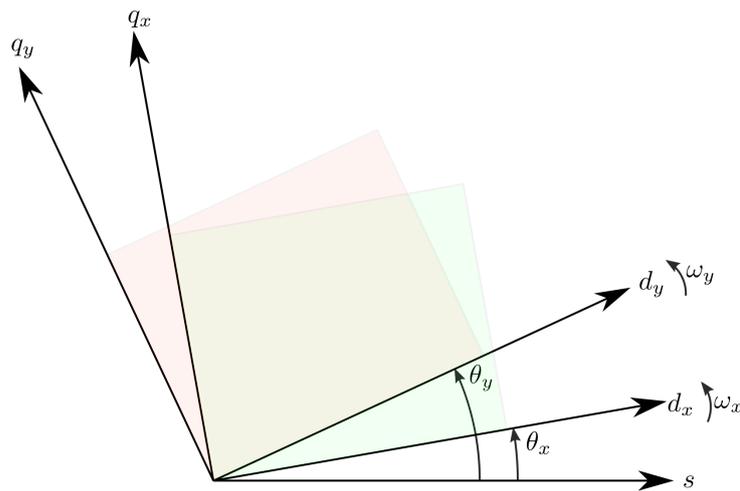
Para o sistema DFIG-DC, os circuitos do rotor são alimentados através do RSC que é conectado ao barramento CC, enquanto seus circuitos estáticos são conectados ao mesmo

Figura 2.4 – Possíveis referenciais para a transformada  $dq$ .



Fonte: adaptado de Jacobina (2005).

Figura 2.5 – Transformação entre dois planos de referência.



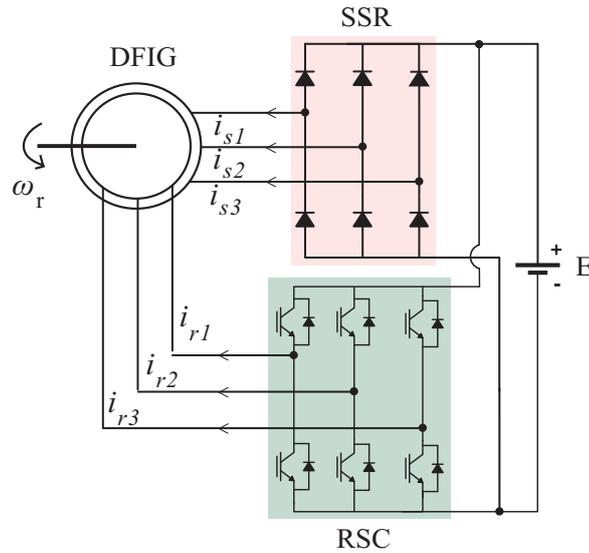
Fonte: elaborada pelo autor.

barramento CC através de um retificador a diodos trifásico representado pelo SSR, como pode ser visualizado na Figura 2.6. O RSC é responsável pelo controle que ajusta: a corrente do rotor para o controle preditivo de corrente; e o fluxo do rotor e o torque, para o controle preditivo de fluxo e conjugado. O controle é implementado no referencial do rotor, e todas as variáveis do estator são transformadas nesse referencial usando o ângulo de posição do rotor medido.

### 2.3 ESTIMADOR DE FLUXO ROTÓRICO

O DFIG, se comparado à máquina de indução gaiola de esquilo quanto à estimação do fluxo, apresenta uma considerável facilidade por ser possível obter as correntes do estator e do rotor, simplificando a estrutura e reduzindo a ordem do estimador. Entretanto, com o objetivo de mitigar a influência de ruídos provindos da máquina e do conversor de potência, além de

Figura 2.6 – Circuito do sistema DFIG-DC.



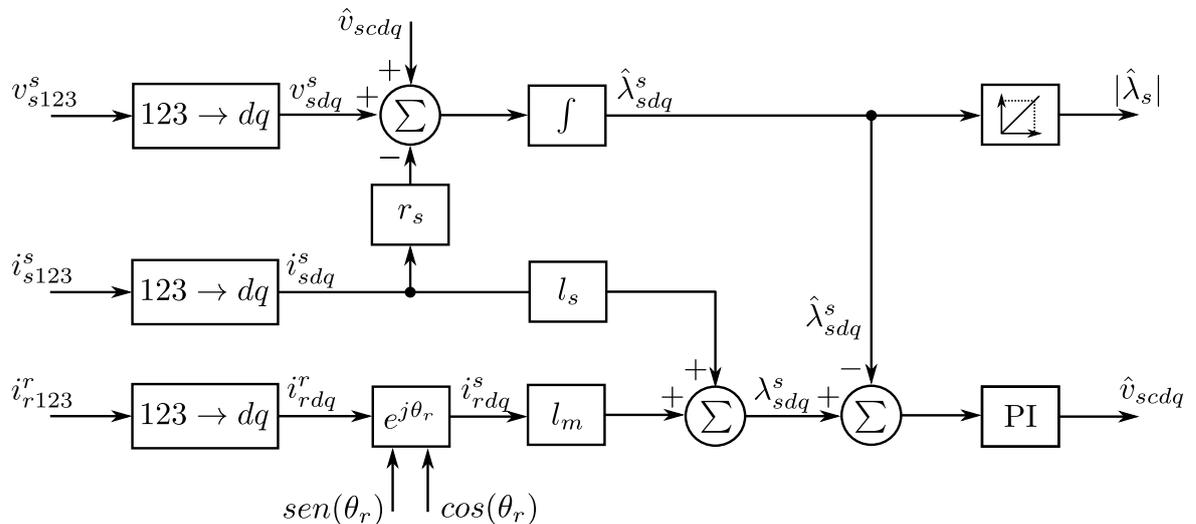
Fonte: elaborada pelo autor.

minimizar algum possível erro paramétrico, foi implementado nesse trabalho o estimador de fluxo rotórico, o qual emprega o observador paralelo do estimador de fluxo do estator desenvolvido por Lascu et al. (2013) e o detector de posição do rotor desenvolvido em Soares et al. (2018). Com isso, primeiro será detalhado o observador do fluxo do estator, seguido do detector de posição do rotor, para então obter o fluxo rotórico estimado.

### 2.3.1 Observador do fluxo do estator

O diagrama de blocos do observador paralelo do estimador de fluxo do estator por ser visualizado na Figura 2.7.

Figura 2.7 – Diagrama de blocos do observador paralelo do estimador de fluxo do estator.



Fonte: adaptado de Lascu et al. (2013).

As entradas desse estimador são as componentes de tensão ( $v_{sd}^s$  e  $v_{sq}^s$ ) e de corrente ( $i_{sd}^s$  e  $i_{sq}^s$ ) do estator e as correntes do rotor ( $i_{rd}^s$  e  $i_{rq}^s$ ) são obtidas no referencial estacionário da transformada de Park com  $\omega_g = \theta_g = 0$ . Para que as correntes do rotor possam ir para esse referencial utilizando a Equação (2.37), é necessário determinar a posição do rotor  $\theta_r$ , o qual será discutido no tópico 2.3.2.

O diagrama desse estimador advém das Equações (2.24) e (2.26). Para o fluxo estatórico calculado ( $\lambda_{sdq}^s$ ), suas componentes  $dq$  são:

$$\lambda_{sd}^s = l_s i_{sd}^s + l_m i_{rd}^s \quad (2.38)$$

$$\lambda_{sq}^s = l_s i_{sq}^s + l_m i_{rq}^s. \quad (2.39)$$

Já o fluxo o estimado ( $\hat{\lambda}_{sdq}^s$ ) é obtido através de um integrador com compensador ( $\hat{v}_{scdq}$ ) o qual colabora para minimizar algum possível erro paramétrico e retirar um indesejável nível CC, caso apareça na sua medição. As componentes  $dq$  desse fluxo estimado são:

$$\hat{\lambda}_{sd}^s = \int (v_{sd}^s - r_s i_{sd}^s + \hat{v}_{scd}) dt \quad (2.40)$$

$$\hat{\lambda}_{sq}^s = \int (v_{sq}^s - r_s i_{sq}^s + \hat{v}_{scq}) dt. \quad (2.41)$$

O erro entre as componentes  $dq$  do fluxo calculado e do fluxo estimado são as entradas do controlador PI cuja saída ( $\hat{v}_{scd}$  e  $\hat{v}_{scq}$ ) são as compensações realimentadas no cálculo do estimador de fluxo.

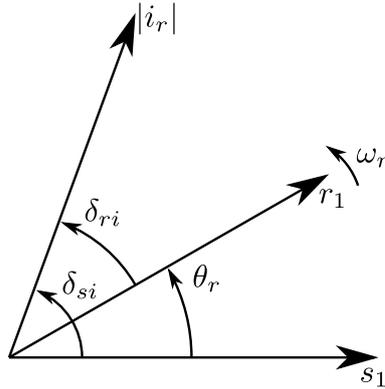
### 2.3.2 Detecção da posição do rotor

A detecção da posição do rotor é fundamental para diversos controles de máquina e normalmente é adquirida através de um sensor inserido no seu eixo (DATTA; RANGANATHAN, 2001; CRUZ et al., 2018). Com o avanço de pesquisas, já é possível obter a posição do rotor de forma robusta sem necessitar de sensor (*sensorless*), diminuindo custos e manutenção, problemas de alinhamento e espaços de instalação (GAYENA; CHATTERJEEB; GOSWAMIB, 2015; SOARES et al., 2018; PRASAD; MULLA, 2021). Em virtude da bancada experimental onde foram realizados os testes deste trabalho não possuir sensor de posição, foi empregado no estudo o *sensorless* desenvolvido em Soares et al. (2018) o qual utiliza partes do observador paralelo do estimador de fluxo do estator já mencionado neste trabalho.

A posição do rotor estimada ( $\hat{\theta}_r$ ) pode ser obtida pela subtração entre a posição angular entre o vetor corrente do rotor e o eixo do estator ( $\delta_{si}$ ) e a posição do primeiro em relação ao eixo do rotor ( $\delta_{ri}$ ), conforme Equação 2.42. Estes ângulos são definidos conforme a ilustração da Figura 2.8.

$$\hat{\theta}_r = \delta_{si} - \delta_{ri} \quad (2.42)$$

Figura 2.8 – Diagrama vetorial da posição rotorica.



Fonte: adaptado de Soares et al. (2018).

As componentes trigonométricas da posição do rotor podem ser obtidas a partir das expressões a seguir (SOARES, 2018; SOARES et al., 2018):

$$\begin{aligned} \cos(\hat{\theta}_r) &= \cos(\delta_{si} - \delta_{ri}) \\ &= \cos(\delta_{si}) \cos(\delta_{ri}) + \text{sen}(\delta_{si}) \text{sen}(\delta_{ri}) \end{aligned} \quad (2.43)$$

$$\begin{aligned} \text{sen}(\hat{\theta}_r) &= \text{sen}(\delta_{si} - \delta_{ri}) \\ &= \text{sen}(\delta_{si}) \cos(\delta_{ri}) - \text{sen}(\delta_{ri}) \cos(\delta_{si}). \end{aligned} \quad (2.44)$$

onde  $\cos(\delta_{ri})$  e  $\text{sen}(\delta_{ri})$  decorrem das componentes  $dq$  da corrente rotórica no referencial rotórico:

$$\cos(\delta_{ri}) = \frac{i_{rd}^r}{|i_r^r|} \quad \text{sen}(\delta_{ri}) = \frac{i_{rq}^r}{|i_r^r|} \quad |i_r^r| = \sqrt{(i_{rd}^r)^2 + (i_{rq}^r)^2}. \quad (2.45)$$

Já as componentes  $\cos(\delta_{si})$  e  $\text{sen}(\delta_{si})$  advêm das correntes rotóricas estimadas no referencial estacionário:

$$\cos(\delta_{si}) = \frac{\hat{i}_{rd}^s}{|\hat{i}_r^s|} \quad \text{sen}(\delta_{si}) = \frac{\hat{i}_{rq}^s}{|\hat{i}_r^s|} \quad |\hat{i}_r^s| = \sqrt{(\hat{i}_{rd}^s)^2 + (\hat{i}_{rq}^s)^2}. \quad (2.46)$$

Assim, para obter  $\theta_r$  basta realizar o cálculo trigonométrico do arco cosseno da Equação (2.43) ou do arco seno da Equação (2.44).

### 2.3.3 Fluxo rotórico estimado

Após os equacionamentos do observador do fluxo do estator e da obtenção da posição do rotor, é possível determinar o fluxo rotórico estimado. Primeiro são calculadas as correntes do rotor no referencial estacionário a partir das expressões (2.38) e (2.39) utilizando os fluxos

estimados das Equações (2.40) e (2.41). Ao isolar as componentes, têm-se:

$$\hat{i}_{rd}^s = \frac{1}{l_m} (\hat{\lambda}_{sd}^s - l_s i_{sd}^s) \quad (2.47)$$

$$\hat{i}_{rq}^s = \frac{1}{l_m} (\hat{\lambda}_{sq}^s - l_s i_{sq}^s). \quad (2.48)$$

Então, o fluxo rotórico estimado no referencial estacionário pode ser obtido através de:

$$\hat{\lambda}_{rd}^s = \frac{l_m}{l_s} \hat{\lambda}_{sd}^s + \left(1 - \frac{l_m^2}{l_s l_r}\right) l_r \hat{i}_{rd}^s, \quad (2.49)$$

$$\hat{\lambda}_{rq}^s = \frac{l_m}{l_s} \hat{\lambda}_{sq}^s + \left(1 - \frac{l_m^2}{l_s l_r}\right) l_r \hat{i}_{rq}^s. \quad (2.50)$$

Por fim, para obter os fluxos rotóricos estimados no referencial rotórico ( $\hat{\lambda}_{rd}^r$ ) e ( $\hat{\lambda}_{rq}^r$ ), basta fazer a transformação de planos de referência, como mostrada na Seção 2.2.2, utilizando o  $\theta_r$  detectado. Esses fluxos serão utilizados nas equações do PCC e do PTC como  $\lambda_{rd(k)}^r$  e  $\lambda_{rq(k)}^r$ .

## 2.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo, o modelo da máquina trifásica foi abordado detalhando as expressões matemáticas para o sistema elétrico e mecânico. Para simplificar o sistema tradicional 123 da máquina, o modelo *odq* foi discutido levando as equações matemáticas para o referencial bifásico genérico. Em seguida foi mostrado como realizar a mudança de um plano de referência para um outro sem necessitar da intermediação do sistema 123. Por fim, foram deduzidos o observador de fluxo e o detector da posição do rotor para obter o fluxo rotórico estimado, que será empregado nesse trabalho pela necessidade de utilizar para obtenção dos resultados experimentais. Essas simplificações, transformações e deduções são fundamentais para o equacionamento do controle o qual é discutido nos próximos capítulos.

### 3 CONTROLE PREDITIVO

Este capítulo detalha inicialmente, de forma genérica, o funcionamento do controle preditivo de modelo com conjunto de controle finito (FCS-MPC), explicando também conceitos como compensação de atraso, discretização, função custo e seleção do estado de chaveamento. Junto a isso, são apresentados os controles preditivos de corrente (PCC) e de fluxo e conjugado (PTC) aplicados no sistema DFIG-DC.

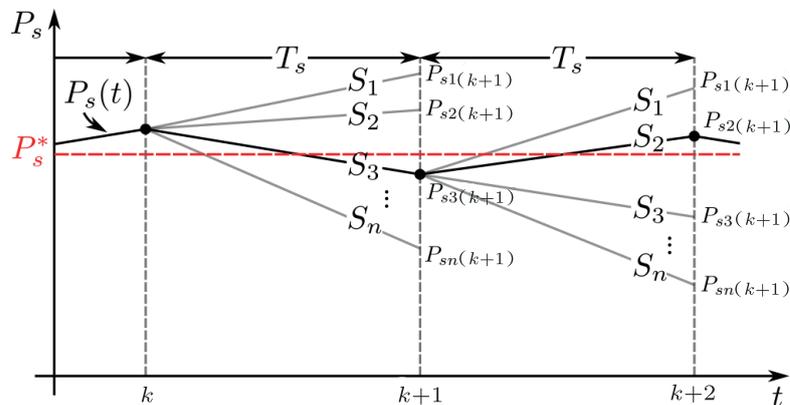
#### 3.1 CONCEITOS

##### 3.1.1 FCS-MPC

O FCS-MPC é uma técnica de controle capaz de prever eventos futuros e escolher o melhor estado de chaveamento dentre uma finita quantidade de possibilidades, tomando como base o conversor aplicado. Para isso, a minimização da função custo (também conhecida como função de qualidade ou de decisão), normalmente formada pela variável que se deseja controlar, determina qual o chaveamento ótimo a ser aplicado (KOURO et al., 2009; RODRIGUEZ et al., 2007).

Na Figura 3.1, pode ser observado o princípio de funcionamento desse controle, em que  $P_s$  simboliza a variável de controle do sistema.

Figura 3.1 – Operação ideal do controle preditivo.



Fonte: adaptada de Kouro et al. (2009)

A função custo depende da diferença entre os resultados previstos em cada chaveamento e os valores de referência. O estado de chaveamento que minimizar essa função é empregado no conversor. Contudo, dependendo do sistema, o tempo gasto entre a aquisição de dados e a geração dos gatilhos pode ser alto, podendo gerar um atraso na aplicação dos sinais de gatilho. Para isso, é fundamental compensar esse atraso.

### 3.1.2 Compensação de Atraso

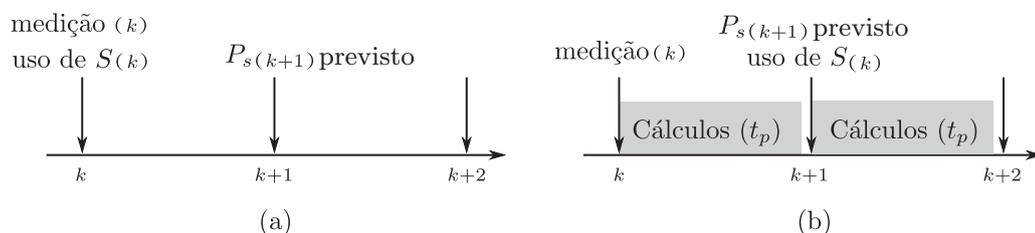
De forma geral, o dispositivo de controle e processamento necessita realizar as seguintes tarefas:

1. Adquirir as tensões, as correntes, a velocidade e outras variáveis necessárias do sistema;
2. Analisar o comportamento futuro do sistema ao computar todas as possibilidades de chaveamento do conversor;
3. Determinar mediante a função custo qual chaveamento gera o menor valor para a função;
4. Aplicar o estado de chaveamento escolhido no conversor.

Todos esses passos precisam ser realizados dentro dos intervalos de amostragem. O atraso pode ser atribuído a vários fatores: (1) plataforma de controle digital; (2) cálculo do algoritmo; (3) sensores de tensão, corrente e velocidade de realimentação; (4) placa de interface contendo drivers de porta; (5) comutação dos dispositivos. Em todas as taxas de amostragem, o retardo associado aos fatores 3 a 5 é insignificante em comparação com o atraso causado pela plataforma de controle digital e cálculo do algoritmo. Dessa forma, em sistemas de tempo real, esse atraso pode comprometer o desempenho do controlador, caso não seja previsto no projeto. (YARAMASU; WU, 2017).

Para melhor entender esse retardo, na Figura 3.2, é mostrado como o controle atua em dois ambientes diferentes: na simulação ideal e em tempo real. No primeiro ambiente, Figura 3.2(a), todas as etapas do controle ocorrem em um único instante de tempo. Nesse caso, o estado de chaveamento determinado pela função custo  $S(k)$  é aplicado no mesmo instante da medição. Assim, esse estado se mantém durante todo o intervalo de amostragem, alcançando a situação do sistema prevista pelo controle.

Figura 3.2 – Operação do controle preditivo. a) Ideal. b) Real com atraso.



Fonte: adaptado de Miranda et al. (2009).

Em tempo real, Figura 3.2(b), a medição, o cálculo e a análise efetuada pelo dispositivo de controle e processamento demandam um determinado tempo. Dessa maneira, para executar esses passos, o processador leva um tempo  $t_p$ , que é diferente de zero. Isso reflete no fato de não ser possível impor o chaveamento otimizado no mesmo instante da medição. Por conta disso, o

valor real de  $P_{s(k+1)}$ , ao efetuar o chaveamento  $S_{(k)}$  com atraso, se distancia do aguardado pelo controle, tornando-o impreciso.

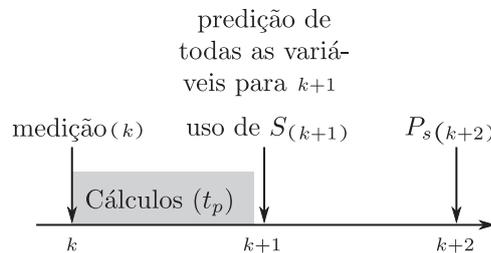
Existem diferentes formas de compensar o atraso de tempo entre a amostragem das diferentes grandezas e a aplicação do novo estado de chaveamento ao conversor (YARAMASU; WU, 2017). Neste trabalho, é utilizada a abordagem de expandir o horizonte que, devido à sua simplicidade, pode ser aplicado a qualquer topologia de conversor de potência. Assim, esse procedimento típico e eficiente amplia o horizonte de predição para o instante  $k + 2$ . Para essa abordagem, as variáveis do sistema são estimadas para o instante  $k + 1$  utilizando as medições disponíveis no instante  $k$  e, em seguida, é selecionada a atuação ótima para prever as variáveis a serem controladas no instante  $k + 2$ , mediante os valores estimados em  $k + 1$ .

O algoritmo do FCS-MPC com compensação de atraso pode ser descrito por:

1. Adquirir as variáveis necessárias do sistema;
2. Estimar os valores do sistema para o instante  $k + 1$ , considerando a aplicação do estado de chaveamento atual;
3. Analisar o comportamento futuro do sistema ao computar todas as possibilidades de chaveamento do conversor para  $k + 2$ ;
4. Determinar mediante a função custo qual chaveamento gera o menor valor para a função;
5. Aplicar o estado de chaveamento escolhido no conversor.

Na Figura 3.3, são mostrados os intervalos de tempo para o FCS-MPC com compensação de atraso. Os cálculos iniciados no instante  $k$ , os quais devem ser concluídos antes de  $k + 1$  realizam as predições das grandezas em  $k + 1$  e  $k + 2$ .

Figura 3.3 – Instantes de tempo para o controle de um caso real com compensação.



Fonte: adaptado de Miranda et al. (2009).

### 3.1.3 Discretização

O método de discretização utilizado nesse trabalho, com o objetivo de se realizar a previsão dos valores, foi o tradicional Euler progressivo. Esse método pode ser definido por:

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x_{(k+1)} - x_k}{T_s} \quad (3.1)$$

em que  $x_{(k)}$  é a variável no momento presente,  $x_{(k+1)}$  é a variável no próximo instante de amostragem, e  $T_s$  é o período de amostragem. A Equação (3.1) é aplicada ao longo do controle, principalmente para a predição das variáveis a serem controladas.

### 3.1.4 Função custo

A função custo é uma equação simples e flexível e pode lidar com sistemas multivariáveis com diferentes naturezas físicas, magnitudes, frequências e ângulos de fase (YARAMASU; WU, 2017). Nela se encontram as variáveis de controle, com seus pesos e restrições, e é fundamental para que se possa determinar o vetor de tensão ótimo a ser aplicado nas chaves controladas, como será explicado na Seção 3.4. É interessante que diferentes grandezas podem estar envolvidas numa mesma equação cabendo ao projetista informar os pesos para cada uma. Além disso, é possível inserir limitações na função para que o sistema não ultrapasse tal restrição. Isso torna o sistema mais robusto e orientado para a resposta esperada.

As Equações (3.2), (3.3) e (3.4) são as formas mais usuais que representam a função custo (RODRIGUEZ; CORTES, 2012; ABDELRAHEM et al., 2020). A primeira é chamada de erro absoluto; a segunda de erro quadrático e a última de integral do erro em um período de amostragem.

$$F_c = |x^* - x_{(k+1)}| \quad (3.2)$$

$$F_c = (x^* - x_{(k+1)})^2 \quad (3.3)$$

$$F_c = \left| \int_k^{k+1} (x^*(t) - x_{(k+1)}(t)) dt \right| \quad (3.4)$$

em que  $x^*$  representa a referência da variável e  $x_{(k+1)}$  a variável prevista pelo controle.

Dentre essas funções, a de erro absoluto e erro quadrático apresentam resultados equivalentes, caso haja apenas uma grandeza a ser controlada. Todavia, para o controle de mais grandezas, o erro quadrático consegue um melhor desempenho, e as variáveis de controle seguem a sua referência de maneira mais efetiva (RODRIGUEZ; CORTES, 2012; YARAMASU; WU, 2017). Por isso, e pela facilidade de implementação, a função custo utilizada no sistema deste trabalho foi baseada em erro quadrático. Já a Equação (3.5), representa uma função custo com diferentes variáveis, pesos e limitações.

$$F_c = A \left( x_1^* - x_{1(k+1)} \right)^2 + B \left( x_2^* - x_{2(k+1)} \right)^2 + C \left( x_{3(k+1)} > x_3^{max} \right) \quad (3.5)$$

Os fatores de ponderação ( $A$  e  $B$ ) definem qual a variável ( $x_1$  ou  $x_2$ ) tem a prioridade no controle. Eles são escolhidos de acordo com objetivo do controle, de tal forma que as constantes são inversamente proporcionais ao erro de sua variável. A restrição, relacionada com a variável  $x_3$ , adiciona um fator de peso  $C$ , desde que exceda um limite determinado por  $x_3^{max}$ . Essa restrição pode ser total, em que, caso o valor da variável prevista ultrapasse o valor limite, o estado de chaveamento em questão nunca será aplicado ( $C = \infty$ ), ou parcial, aumentando o custo de

maneira proporcional ao excedente do limitador ( $C \neq 0$ ). Caso não haja restrição, basta fazer  $C = 0$ .

### 3.2 CONTROLE PREDITIVO DE CORRENTE PARA O DFIG-DC

O controle preditivo de corrente (PCC) utilizado neste trabalho consiste em controlar a corrente do rotor do sistema DFIG-DC, representado na Figura 2.6, mediante à técnica FCS-MPC no referencial rotórico  $r$ . O equacionamento da corrente rotórica foi realizado no modelo  $dq$  para simplificar o sistema. Com base nas Equações (2.24) - (2.27) referente ao DFIG no referencial genérico, ao transferi-las para referencial rotórico, obtém-se:

$$\vec{v}_s^r = r_s \vec{i}_s^r + \frac{d\vec{\lambda}_s^r}{dt} + j\omega_r \vec{\lambda}_s^r \quad (3.6)$$

$$\vec{v}_r^r = r_r \vec{i}_r^r + \frac{d\vec{\lambda}_r^r}{dt} \quad (3.7)$$

$$\vec{\lambda}_s^r = l_s \vec{i}_s^r + l_m \vec{i}_r^r \quad (3.8)$$

$$\vec{\lambda}_r^r = l_r \vec{i}_r^r + l_m \vec{i}_s^r. \quad (3.9)$$

Com o objetivo de retirar o fluxo estatórico do equacionamento da corrente rotórica, é preciso substituí-lo por uma equação que dependa do fluxo do rotor e da corrente do rotor. Para isso, isolando  $i_s$  na Equação (3.9), tem-se:

$$\vec{i}_s^r = \frac{\vec{\lambda}_r^r - l_r \vec{i}_r^r}{l_m}. \quad (3.10)$$

Ao inserir (3.10) em (3.8), obtém-se:

$$\begin{aligned} \vec{\lambda}_s^r &= \frac{l_s}{l_m} (\vec{\lambda}_r^r - l_r \vec{i}_r^r) + l_m \vec{i}_r^r \rightarrow \vec{\lambda}_s^r = \frac{l_s}{l_m} (\vec{\lambda}_r^r - l_r \vec{i}_r^r + \frac{l_m^2}{l_s} \vec{i}_r^r) \\ \vec{\lambda}_s^r &= \frac{l_s}{l_m} (\vec{\lambda}_r^r - (1 - \frac{l_m^2}{l_s l_r}) l_r \vec{i}_r^r) \rightarrow \vec{\lambda}_s^r = \frac{l_s}{l_m} (\vec{\lambda}_r^r - \sigma l_r \vec{i}_r^r) \end{aligned} \quad (3.11)$$

em que  $\sigma = 1 - \frac{l_m^2}{l_s l_r}$  é o coeficiente de dispersão. Dessa forma, o fluxo do estator depende do fluxo do rotor e da corrente rotórica. O próximo passo é substituir (3.11) em (3.6):

$$\begin{aligned} \vec{v}_s^r &= r_s \vec{i}_s^r + \frac{d[\frac{l_s}{l_m} (\vec{\lambda}_r^r - \sigma l_r \vec{i}_r^r)]}{dt} + j\omega_r \frac{l_s}{l_m} (\vec{\lambda}_r^r - \sigma l_r \vec{i}_r^r) \\ \vec{v}_s^r &= r_s \vec{i}_s^r + \frac{l_s}{l_m} \frac{d\vec{\lambda}_r^r}{dt} - \frac{l_s}{l_m} \sigma l_r \frac{d\vec{i}_r^r}{dt} + j\omega_r \frac{l_s}{l_m} (\vec{\lambda}_r^r - \sigma l_r \vec{i}_r^r). \end{aligned} \quad (3.12)$$

Para que o termo diferencial esteja aplicado apenas na corrente do rotor  $i_r$ , pode-se isolar  $\frac{d\vec{\lambda}_r^r}{dt}$  na Equação (3.7) e substituir em (3.12). Dessa forma:

$$\vec{v}_s^r = r_s \vec{i}_s^r + \frac{l_s}{l_m} (\vec{v}_r^r - r_r \vec{i}_r^r) - \frac{l_s}{l_m} \sigma l_r \frac{d\vec{i}_r^r}{dt} + j\omega_r \frac{l_s}{l_m} (\vec{\lambda}_r^r - \sigma l_r \vec{i}_r^r). \quad (3.13)$$

Isolando o termo da derivada da corrente  $\frac{d\vec{i}_r^r}{dt}$ , tem-se:

$$\frac{d\vec{i}_r^r}{dt} = \frac{-r_r - j\omega_r}{\sigma l_r} \vec{i}_r^r + \frac{j\omega_r}{\sigma l_r} \vec{\lambda}_r^r + \frac{\vec{v}_r^r}{\sigma l_r} - \frac{l_m}{\sigma l_r l_s} (\vec{v}_s^r - r_s \vec{i}_s^r). \quad (3.14)$$

Aplicando a discretização de Euler progressiva, determinada pela Equação (3.1), na Equação (3.14), é obtida a seguinte expressão:

$$\vec{i}_{r(k+1)}^r = \frac{1 - r_r T_s - j\omega_r T_s}{\sigma l_r} \vec{i}_{r(k)}^r + \frac{j\omega_r T_s}{\sigma l_r} \vec{\lambda}_{r(k)}^r + \frac{T_s \vec{v}_{r(k)}^r}{\sigma l_r} - \frac{l_m T_s}{\sigma l_r l_s} (\vec{v}_{s(k)}^r - r_s \vec{i}_{s(k)}^r) \quad (3.15)$$

em que os subíndices  $(k)$  e  $(k+1)$  se referem ao estado atual e a predição em um horizonte da variável correspondente, respectivamente. Já o termo  $T_s$  é o tempo de amostragem do controle.

Desenvolvendo a Equação (3.15) para  $dq$ :

$$\vec{i}_{rd(k+1)}^r = \frac{1 - r_r T_s}{\sigma l_r} \vec{i}_{rd(k)}^r + \frac{\omega_r T_s}{\sigma l_r} \vec{i}_{rq(k)}^r - \frac{\omega_r T_s}{\sigma l_r} \vec{\lambda}_{rq(k)}^r + \frac{T_s \vec{v}_{rd(k)}^r}{\sigma l_r} - \frac{l_m T_s}{\sigma l_r l_s} (\vec{v}_{sd(k)}^r - r_s \vec{i}_{sd(k)}^r) \quad (3.16)$$

$$\vec{i}_{rq(k+1)}^r = \frac{1 - r_r T_s}{\sigma l_r} \vec{i}_{rq(k)}^r - \frac{\omega_r T_s}{\sigma l_r} \vec{i}_{rd(k)}^r + \frac{\omega_r T_s}{\sigma l_r} \vec{\lambda}_{rd(k)}^r + \frac{T_s \vec{v}_{rq(k)}^r}{\sigma l_r} - \frac{l_m T_s}{\sigma l_r l_s} (\vec{v}_{sq(k)}^r - r_s \vec{i}_{sq(k)}^r). \quad (3.17)$$

Os termos  $i_{r(k)}^r$  e  $i_{s(k)}^r$  são obtidos pela medição das correntes do rotor e do estator do DFIG em 123 e, em seguida, transformados para  $dq$  no referencial do rotor. O fluxo rotórico  $\lambda_{r(k)}^r$  decorre do estimador observador comentado na Seção 2.3. A obtenção da tensão  $v_{s(k)}^r$  para o PCC é discutida na Seção 3.2.1. Já a tensão  $v_{r(k)}^r$  decorre do estado de chaveamento atual do conversor do rotor.

As Equações (3.16) e (3.17) são as correntes rotóricas previstas em um horizonte no referencial do rotor. Como já discutido na Seção 3.1.2, é necessário compensar o atraso do controle e fazer a previsão da expressão para dois horizontes. Assim, têm-se:

$$\vec{i}_{rd(k+2)}^r = \frac{1 - r_r T_s}{\sigma l_r} \vec{i}_{rd(k+1)}^r + \frac{\omega_r T_s}{\sigma l_r} \vec{i}_{rq(k+1)}^r - \frac{\omega_r T_s}{\sigma l_r} \vec{\lambda}_{rq(k+1)}^r + \frac{T_s \vec{v}_{rd(k+2)}^r}{\sigma l_r} - \frac{l_m T_s}{\sigma l_r l_s} (\vec{v}_{sd(k+1)}^r - r_s \vec{i}_{sd(k+1)}^r) \quad (3.18)$$

$$\vec{i}_{rq(k+2)}^r = \frac{1 - r_r T_s}{\sigma l_r} \vec{i}_{rq(k+1)}^r - \frac{\omega_r T_s}{\sigma l_r} \vec{i}_{rd(k+1)}^r + \frac{\omega_r T_s}{\sigma l_r} \vec{\lambda}_{rd(k+1)}^r + \frac{T_s \vec{v}_{rq(k+2)}^r}{\sigma l_r} - \frac{l_m T_s}{\sigma l_r l_s} (\vec{v}_{sq(k+1)}^r - r_s \vec{i}_{sq(k+1)}^r), \quad (3.19)$$

em que  $i_{rd(k+1)}^r$  e  $i_{rq(k+1)}^r$  vêm das Equações (3.16) e (3.17);  $i_{sd(k+1)}^r$ ,  $i_{sq(k+1)}^r$ ,  $v_{sd(k+1)}^r$  e  $v_{sq(k+1)}^r$  são os mesmos valores do instante  $k$ ;  $\lambda_{r(k+1)}^r$  decorre do fluxo previsto no primeiro horizonte como é mostrado na Equação (3.59). Já a tensão  $v_{r(k+2)}^r$  decorre do estado de chaveamento do conversor do rotor durante os testes de comutação do controle preditivo que é explicado na Seção 3.4.

### 3.2.1 Corrente rotórica de referência

Conforme descrito em Yaramasu e Wu (2017), as correntes rotóricas de referência podem ser obtidas no referencial da tensão estatórica de forma a controlar o conjugado eletromagnético e obter fator de potência unitário. Para isso, as Equações (2.24, 2.26 e 2.28) foram levadas ao referencial síncrono da tensão considerando a operação em regime permanente, no qual as derivadas do fluxo são nulas. Com isso, o fluxo estatórico pode ser obtido através da Equação (3.20):

$$\lambda_s^e = \frac{v_s^e - r_s i_s^e}{j\omega_s}, \quad (3.20)$$

em que  $\omega_s$  é a velocidade angular síncrona e o índice  $e$  indica o referencial síncrono da tensão estatórica. Essa equação pode ser decomposta nos eixos  $dq$ , obtendo-se:

$$\lambda_{sd}^e = \frac{v_{sq}^e - r_s i_{sq}^e}{\omega_s} \quad \lambda_{sq}^e = \frac{-v_{sd}^e + r_s i_{sd}^e}{\omega_s}. \quad (3.21)$$

Assim também, o fluxo estatórico  $dq$  é definido no referencial síncrono por:

$$\lambda_{sd}^e = l_s i_{sd}^e + l_m i_{rd}^e \quad \lambda_{sq}^e = l_s i_{sq}^e + l_m i_{rq}^e. \quad (3.22)$$

O conjugado eletromagnético pode ser obtido por:

$$c_e = P \Re \{ j \lambda_s^e i_s^{e\dagger} \} = P (\lambda_{sd}^e i_{sq}^e - \lambda_{sq}^e i_{sd}^e). \quad (3.23)$$

E as potências ativa e reativa do DFIG expressas por:

$$\begin{aligned} P_s &= \Re \{ v_s^e i_s^{e\dagger} \} = (v_{sd}^e i_{sd}^e + v_{sq}^e i_{sq}^e) = (v_{sd}^e i_{sd}^e) \\ Q_s &= \Im \{ v_s^e i_s^{e\dagger} \} = (v_{sq}^e i_{sd}^e - v_{sd}^e i_{sq}^e) = (-v_{sd}^e i_{sq}^e), \end{aligned} \quad (3.24)$$

atentando-se que no referencial síncrono:  $v_{sq}^e = 0$ .

Para se obter as correntes rotóricas de referência no referencial síncrono alguns passos são necessários. Primeiramente foram substituídos os fluxos estatóricos da Equação (3.23) pelos da Equação (3.22), obtendo:

$$c_e = P l_m (i_{rd}^e i_{sq}^e - i_{rq}^e i_{sd}^e). \quad (3.25)$$

Em seguida, os fluxos estatóricos da Equação (3.21) são inseridos na Equação (3.22), e então, isolam-se as correntes estatóricas  $d$  e  $q$ :

$$i_{sd}^e = \frac{v_{sq}^e - r_s i_{sq}^e - \omega_s l_m i_{rd}^e}{\omega_s l_s} \quad i_{sq}^e = \frac{-v_{sd}^e + r_s i_{sd}^e - \omega_s l_m i_{rq}^e}{\omega_s l_s}. \quad (3.26)$$

E então, substituindo as correntes da Equação (3.26) na Equação (3.25), o conjugado eletromagnético é expresso por:

$$c_e = \frac{Pl_m}{\omega_s l_s} (-v_{sd}^e i_{rd}^e - v_{sq}^e i_{rq}^e + r_s i_{sd}^e i_{rd}^e + r_s i_{sq}^e i_{rq}^e). \quad (3.27)$$

Por estar no referencial síncrono,  $v_{sq}^e = 0$ . Além disso, segundo Yaramasu e Wu (2017) para o DFIG com elevada potência, a resistência do estator ( $r_s$ ) pode ser considerada aproximadamente zero. Apesar da potência do DFIG usado neste trabalho ser relativamente baixa, ainda assim, esta simplificação foi utilizada. Dessa forma, o conjugado eletromagnético da Equação (3.27) se reduz a:

$$c_e = -\frac{Pl_m}{\omega_s l_s} (v_{sd}^e i_{rd}^e). \quad (3.28)$$

Com isso, percebe-se que o conjugado eletromagnético ( $c_e$ ) é diretamente proporcional à corrente rotórica de eixo direto ( $i_{rd}^e$ ).

Ademais é possível obter uma expressão direta entre os termos  $dq$  da corrente rotórica e a potência ativa e reativa. Para isso, assim como no caso anterior, necessita-se relacionar algumas equações. Inicialmente as Equações (3.20) e (3.22) são igualadas pelo fluxo estatórico. Em seguida, isolam-se as correntes estatóricas  $dq$  obtendo:

$$i_{sd}^e = \frac{v_{sq}^e - r_s i_{sq}^e - l_m \omega_s i_{rd}^e}{\omega_s l_s} \quad i_{sq}^e = \frac{-v_{sd}^e + r_s i_{sd}^e - l_m \omega_s i_{rq}^e}{\omega_s l_s}. \quad (3.29)$$

Assim, substituindo as correntes do estator da Equação (3.29) na Equação das potências (3.24), e em seguida, isolando as correntes rotóricas, tem-se:

$$i_{rd}^e = -\frac{l_s P_s}{v_{sd}^e l_m} - \frac{r_s i_{sq}^e}{\omega_s l_m} \quad i_{rq}^e = \frac{l_s Q_s}{v_{sd}^e l_m} + \frac{r_s i_{sd}^e}{\omega_s l_m} - \frac{v_{sd}^e}{\omega_s l_m}. \quad (3.30)$$

Negligenciando a resistência do estator, essas equações se reduzem a:

$$i_{rd}^e = -\frac{l_s P_s}{v_{sd}^e l_m} \quad (3.31)$$

$$i_{rq}^e = \frac{l_s Q_s}{v_{sd}^e l_m} - \frac{v_{sd}^e}{\omega_s l_m}. \quad (3.32)$$

Dessa maneira, nota-se que a potência ativa ( $P_s$ ) é diretamente proporcional à corrente rotórica de eixo direto ( $i_{rd}^e$ ) e a potência reativa ( $Q_s$ ) é diretamente proporcional à corrente rotórica de quadratura ( $i_{rq}^e$ ). Então há a possibilidade de controlar de maneira desacoplada tanto o conjugado eletromagnético quanto a potência ativa pela corrente rotórica de eixo direto, assim como a potência reativa pela corrente rotórica em quadratura.

Pelo fato do controle de velocidade utilizado neste trabalho gerar em sua saída o conjugado eletromagnético de referência, conforme é demonstrado na Seção 3.2.3, a corrente rotórica de

referência de eixo direto será decorrente da Equação (3.28). Além disso, a fim de se obter o fator de potência unitário ( $Q_s = 0$ ), a Equação (3.32) é simplificada ainda mais. Com isso, as correntes rotóricas de referência no referencial síncrono da tensão do estator são definidas nas Equações (3.33 e 3.34), em que  $V_s = v_{sd}^e$ , sabendo que  $v_{sq}^e = 0$ , é a amplitude do vetor de tensão do estator.

$$i_{rd(k)}^{e*} = \frac{-C_e^* \omega_s l_s}{P l_m V_s} \quad (3.33) \quad i_{rq(k)}^{e*} = \frac{-V_s}{\omega_s l_m}, \quad (3.34)$$

As correntes de referência no referencial rotórico podem ser obtidas aplicando a Equação (2.37) em (3.33) e em (3.34) como é expresso a seguir:

$$i_{rd(k)}^{r*} = i_{rd(k)}^{e*} \cos(\theta_e - \theta_r) - i_{rq(k)}^{e*} \sin(\theta_e - \theta_r) \quad (3.35)$$

$$i_{rq(k)}^{r*} = i_{rd(k)}^{e*} \sin(\theta_e - \theta_r) + i_{rq(k)}^{e*} \cos(\theta_e - \theta_r), \quad (3.36)$$

em que  $\theta_e$  é a posição do vetor tensão do estator e  $\theta_r$  é a posição rotórica.

A posição do vetor tensão do estator  $\theta_e$  é determinada a partir da tangente entre a tensão  $dq$  do estator, Equação (3.41). Como o sistema implementado possui o estator do DFIG conectado ao retificador a diodos, foi utilizada a componente fundamental da tensão desse conversor que tem amplitude de  $2E/\pi$ , de modo que essa aproximação não prejudica o sistema de controle proposto (WU et al., 2019; WU et al., 2020a). Assim, para que se pudesse obter  $\theta_e$ , foram consideradas as componentes fundamentais das tensões nas bobinas do estator como:

$$v_{s1} = (2E/\pi) \sin(\theta_s) \quad (3.37)$$

$$v_{s2} = (2E/\pi) \sin(\theta_s - 2\pi/3) \quad (3.38)$$

$$v_{s3} = (2E/\pi) \sin(\theta_s - 4\pi/3), \quad (3.39)$$

em que  $\theta_s = \omega_s t$  é a posição estatórica e  $E$  é a tensão do barramento CC. Aplicando a transformada expressa em (2.22) no conjunto de Equações (3.37) - (3.39), têm-se as tensões  $v_{sd}^s$  e  $v_{sq}^s$ . O módulo da tensão decorre da Equação (3.40) e o ângulo da Equação (3.41).

$$V_s = \sqrt{v_{sd}^s{}^2 + v_{sq}^s{}^2} \quad (3.40)$$

$$\theta_e = \arctan\left(\frac{v_{sq}^s}{v_{sd}^s}\right). \quad (3.41)$$

Por fim, as tensões  $v_{sd(k)}^r$  e  $v_{sq(k)}^r$  são determinadas pela transformada de Park no referencial do rotor a partir das Equações (3.37) - (3.39).

### 3.2.2 Função custo do PCC

A função custo escolhida para o controle preditivo de corrente utiliza o erro quadrático da corrente  $dq$  de referência do rotor e a corrente  $dq$  rotórica, ambas no referencial rotórico:

$$F_c = (i_{rd}^{r*} - i_{rd(k+2)}^r)^2 + (i_{rq}^{r*} - i_{rq(k+2)}^r)^2. \quad (3.42)$$

Nesse caso, os pesos são unitários por ser apenas uma grandeza a ser controlada, atribuindo igual importância entre as correntes.

### 3.2.3 Controle de velocidade e conjugado de referência

A velocidade da máquina é controlada através de um controle PI (proporcional-integral) convencional. Ele gera, em sua saída, o conjugado eletromagnético de referência, o qual é utilizado para o equacionamento das referências da corrente no PCC. A planta da malha de velocidade decorre da Equação (2.35), a qual relaciona o conjugado eletromagnético e a velocidade da máquina. Considerando o conjugado mecânico  $c_m$  como uma perturbação, o conjugado eletromagnético de referência é expresso por:

$$c_e^* = k_{pw}e_{wr} + k_{iw} \int e_{wr} dt \quad (3.43)$$

em que  $c_e^*$  é o conjugado de referência;  $e_{wr}$  é o erro da velocidade, resultado da diferença entre a velocidade de referência  $\omega_r^*$  e a velocidade medida  $\omega_r$ . E aplicando a transformada de Laplace, tem-se (JACOBINA, 2005):

$$C_e(s) = F_m \Omega_r(s) + sJ_m \Omega_r(s), \quad (3.44)$$

em que  $C_e$  e  $\Omega_r$  representam  $c_e$  e  $\omega_r$  no domínio da frequência, respectivamente;  $J_m$  é o momento de inércia;  $F_m$  é o coeficiente de atrito viscoso. Manipulando a Equação (3.44), a função de transferência da malha de velocidade é:

$$G_w(s) = \frac{\Omega_r(s)}{C_e(s)} = \frac{\beta_{wr}}{s\tau_{wr} + 1}, \quad (3.45)$$

em que:

$$\tau_{wr} = \frac{J_m}{F_m} \quad (3.46)$$

$$\beta_{wr} = \frac{1}{F_m} \quad (3.47)$$

em que  $\tau_{wr}$  representa a constante de tempo mecânica do gerador; e  $\beta_{wr}$  é o ganho mecânico. Já a função de transferência do controle PI é dada por:

$$PI(s) = k_{pw} + \frac{k_{iw}}{s} = \frac{sk_{pw} + k_{iw}}{s}. \quad (3.48)$$

Com isso, a função de transferência em malha aberta do sistema de controle de velocidade é definida pela equação:

$$G_{ma}(s) = PI(s)G_w(s) = \frac{sk_{pw} + k_{iw}}{s} \frac{\beta_{wr}}{s\tau_{wr} + 1} \quad (3.49)$$

Aplicando a realimentação negativa unitária em (3.49), obtém-se a função de transferência de malha fechada que é expressa por:

$$G_{mf}(s) = \frac{s \frac{k_{pw}\beta_{wr}}{\tau_{wr}} + \frac{k_{iw}\beta_{wr}}{\tau_{wr}}}{s^2 + s \left( \frac{1+k_{pw}\beta_{wr}}{\tau_{wr}} \right) + \frac{k_{iw}\beta_{wr}}{\tau_{wr}}}. \quad (3.50)$$

Essa função de transferência em malha fechada trata-se de um sistema de segunda ordem. Assim, é possível determinar o comportamento do controle a partir da função característica de sistemas de segunda ordem que é dada por:

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (3.51)$$

em que  $\xi$  é o fator de amortecimento; e  $\omega_n$  é a frequência natural de oscilação.

A Equação (3.50) não coincide exatamente com a função característica (3.51), devido à presença de um zero naquela expressão. Isso provocará um *overshoot* de acordo com a resposta do controle, contudo não prejudicará no desempenho do tempo de acomodação do sistema ( $\tau_s$ ) (SOARES, 1990; NISE, 2015). Esse tempo representa a duração para que a resposta do sistema alcance uma faixa de 2% em torno de seu valor final e é expresso por (NISE, 2015):

$$\tau_s = \frac{4}{\xi\omega_n}. \quad (3.52)$$

Ao comparar os termos do denominador de (3.50) e (3.51) da forma:

$$s^2 + s\left(\frac{1 + k_{pw}\beta_{wr}}{\tau_{wr}}\right) + \frac{k_{iw}\beta_{wr}}{\tau_{wr}} = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2, \quad (3.53)$$

os ganhos proporcional ( $k_{pw}$ ) e integral ( $k_{iw}$ ) são definidos por:

$$k_{pw} = \frac{2\xi\omega_n\tau_{wr} - 1}{\beta_{wr}} \quad (3.54)$$

$$k_{iw} = \frac{\tau_{wr}\omega_n^2}{\beta_{wr}}. \quad (3.55)$$

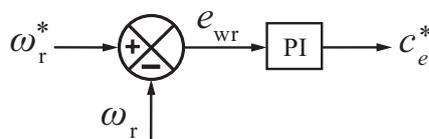
Isolando a variável  $\omega_n$  na Equação (3.52) e substituindo em (3.54) e (3.55), os ganhos do controle PI de velocidade se tornam:

$$k_{pw} = \frac{8\tau_{wr} - \tau_s}{\tau_s\beta_{wr}} \quad (3.56)$$

$$k_{iw} = \frac{16\tau_{wr}}{\tau_s^2\xi^2\beta_{wr}}. \quad (3.57)$$

Por fim, na Figura 3.4, é ilustrado o diagrama simplificado do controle de velocidade.

Figura 3.4 – Diagrama simplificado do controle de velocidade e obtenção do conjugado de referência.



Fonte: adaptado de Oliveira (2021).

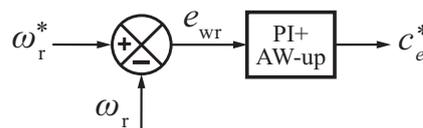
### 3.2.4 Anti Wind-up

Com as equações da máquina trifásica modeladas na convenção motor, para o sistema operar como gerador, o conjugado deve ser negativo, não podendo, então, sua referência ser positiva ( $c_e^* \leq 0$ ). Assim, quando o valor da variável de controle atinge o limite máximo (valor zero, para esse caso do conjugado), ocorre a saturação do sinal de controle. Com isso, ao ser utilizado o controlador com ação integral, o erro continuará a ser integrado e o termo da integral tende a se tornar muito grande, crescendo excessivamente, o chamado *wind-up*. Neste caso, para que o controlador volte a trabalhar na região linear, saindo da saturação, é necessário que o termo da integral diminua. Para tanto, é preciso esperar que o valor do erro troque de sinal e, por um relativo longo período de tempo, aplicar na entrada do controlador um sinal de erro de sinal oposto. A consequência disto é que a resposta transitória do sistema tenderá a ficar lenta e oscilatória, característica extremamente indesejável.

Para evitar esse fato, foi implementada a técnica *anti wind-up* (AW-up) de integração condicional cujo objetivo básico é impedir que o integrador continue a aumentar quando a saturação ocorre. Para isso, é feita a verificação do valor da variável de controle de referência com seu valor limite, que para este trabalho, verifica-se o conjugado eletromagnético de referência dado pela Equação (3.43). Esta equação pode ser decomposta em dois termos: termo proporcional ( $k_{pw}e_{wr}$ ) e termo integrativo ( $k_{iw} \int e_{wr} dt$ ). Se  $c_e^* \leq 0$ , ou seja, o sistema estiver operando normal, gerando energia, o termo referente a integração atua de maneira usual. Mas se  $c_e^* > 0$ , o AW-up age fazendo o conjugado de referência ficar saturado em zero ( $c_e^* = 0$ ) e todo o termo integrativo é ajustado para seu valor imediatamente anterior do instante de saturação. Desta forma, garante-se que as variáveis internas do controlador mantenham-se limitadas enquanto for mantida a saturação (MICHELS; RECH, 2010; SOARES; MEZARROBA, 2010).

Quando a saturação acabar, o termo integrativo volta a agir normalmente e o controle atua conforme projetado. Com isso, o controle PI tradicional acrescido com a técnica AW-up possui o diagrama de controle apresentado na Figura 3.5.

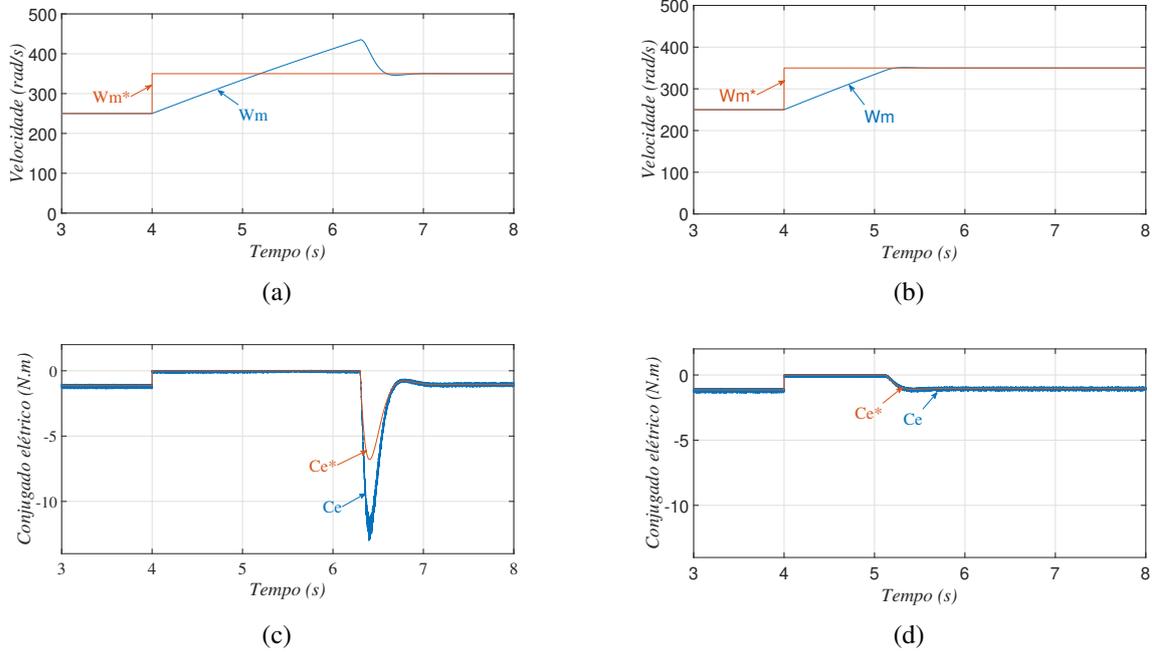
Figura 3.5 – Diagrama simplificado do controle PI tradicional acrescido da técnica AW-up para controlar a velocidade e obter do conjugado de referência.



Fonte: elaborada pelo autor.

Para demonstrar a eficácia da técnica, na Figura 3.6, é mostrada uma comparação entre a resposta de transição com e sem o *anti wind-up*. Nessa situação, o sistema, após atingir o regime permanente, possui sua referência de velocidade alterada no instante de 4 segundos, saindo de 250 rad/s para 350 rad/s, conforme Figuras 3.6a e 3.6b. Nas Figuras 3.6c e 3.6d, é mostrado o

Figura 3.6 – Comparação da simulação com e sem a técnica de anti wind-up. (a) Velocidade da máquina e sua referência sem anti wind-up. (b) Velocidade da máquina e sua referência com anti wind-up. (c) Conjugado elétrico e sua referência sem anti wind-up. (d) Conjugado elétrico e sua referência com anti wind-up.



Fonte: elaborado pelo autor.

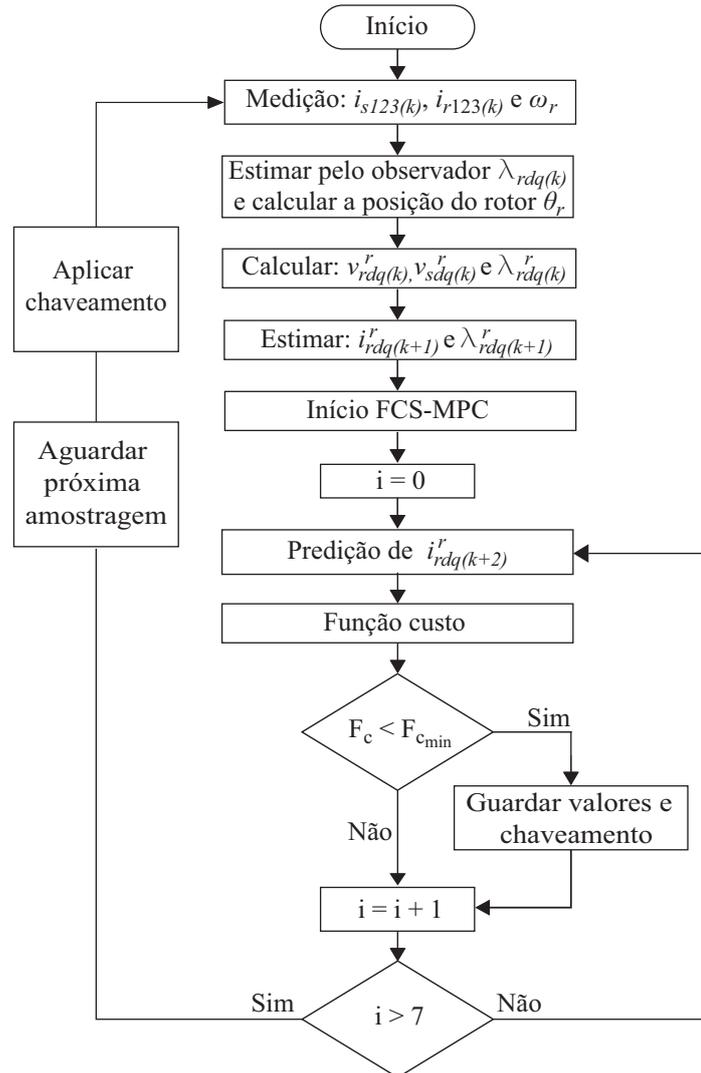
comportamento do conjugado eletromagnético da máquina e sua referência durante essa transição de velocidade, sem e com a implementação do AW-up, respectivamente. Nota-se que o sistema com AW-up possui uma resposta muito mais rápida e quase não apresenta *undershoot* comparado ao sistema sem a técnica.

### 3.2.5 Fluxograma e diagrama de controle PCC

O fluxograma de controle do PCC é mostrado na Figura 3.7. Os passos de implementação podem ser resumidos em:

1. A rotina de controle inicia-se com a medição das correntes do estator  $i_{s123}$  e do rotor  $i_{r123}$  e da velocidade da máquina  $\omega_r$ ;
2. Estima-se o fluxo rotórico  $\lambda_{rdq}^r(k)$  pelo estimador observador e calcula-se a posição do rotor  $\theta_r$ , conforme Seção 2.3;
3. Realiza-se a transformação para  $dq$  no referencial rotórico das correntes do estator e do rotor; calculam-se as tensões do rotor  $v_{rdq}^r(k)$  utilizando o chaveamento recém aplicado; as tensões do estator  $v_{sdq}^r(k)$  são obtidas pela imposição da tensão e da frequência do estator transformadas para o referencial rotórico (Equações (3.37-3.39));
4. Realiza-se a estimação em  $(k+1)$  da corrente rotórica  $i_{rdq}^r(k+1)$  e do fluxo rotórico  $\lambda_{rdq}^r(k+1)$ ;

Figura 3.7 – Fluxograma do PCC.



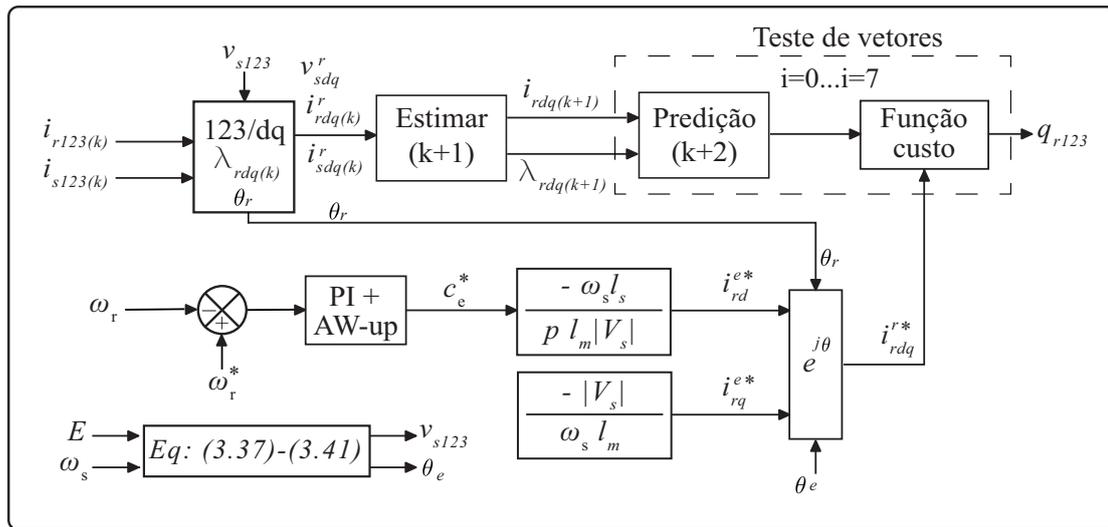
Fonte: elaborada pelo autor.

5. É iniciado o *loop* do controle preditivo de corrente realizando a predição da corrente rotórica  $i_{rdq}^r(k+2)$  para o primeiro vetor de tensão  $v_{rdq}^r(k+2)$ ;
6. A função custo é calculada utilizando a corrente rotórica de referência  $i_{rdq}^{r*}$  e a prevista  $i_{rdq}^r(k+2)$ ;
7. Caso a função custo para o vetor tensão imposto seja menor que a função custo mínima ( $F_c < F_{cmin}$ ), o valor da função custo mínima é armazenado com esse novo valor, assim como o vetor de tensão com seu estado de chaveamento;
8. Caso a função custo para o vetor tensão imposto seja maior que a função custo mínima ( $F_c > F_{cmin}$ ), o valor da função custo mínima não é alterado, como também não é salvo o vetor de tensão com seu estado de chaveamento;
9. Esse processo do *loop* continua até que todos os vetores sejam testados;

- Finalizado o *loop*, o vetor de tensão que minimizou a função custo será aplicado no RSC no próximo período de amostragem para, então, reiniciar todo o processo.

Já o diagrama de controle do PCC está representado na Figura 3.8, o qual foi detalhado ao longo dessa seção.

Figura 3.8 – Diagrama de controle do PCC.



Fonte: elaborada pelo autor.

### 3.3 CONTROLE PREDITIVO DE FLUXO E CONJUGADO PARA O DFIG-DC

O controle preditivo de fluxo e conjugado (PTC) descrito neste trabalho consiste em controlar o fluxo rotórico da máquina e o conjugado utilizando a estratégia FCS-MPC no referencial rotórico  $r$  para o sistema DFIG-DC, representado na Figura 2.6. Essa técnica pode usar, atrelado ao controle de conjugado, tanto os fluxos do estator como do rotor. Contudo, um motivo para controlar o fluxo do rotor em vez do fluxo do estator é que o quinto e o sétimo harmônicos são inevitáveis nas correntes do estator, pois são introduzidos pela ponte retificadora de diodos que conecta os enrolamentos do estator ao barramento CC (CRUZ et al., 2018).

O PTC depende das equações que modelam a máquina para prever seu comportamento futuro e, assim, selecionar com antecedência a atuação ideal para obter o fluxo desejado e o conjugado eletromagnético de referência. A sua implementação no DFIG-DC, diferentemente do PCC que tem a tensão estatórica e a frequência síncrona impostas, o PTC necessita medir essa tensão através de sensores e possui a frequência síncrona não fixa, sendo modificada com outras grandezas, como o fluxo e o conjugado. Aproveitando o detalhamento das equações da Seção 3.2, as expressões no segundo horizonte do fluxo rotórico e do conjugado eletromagnético são demonstradas a seguir.

### 3.3.1 Predição do fluxo rotórico

O fluxo rotórico  $dq$  pode ser definido por meio das Equações: (3.9), de forma direta; e de (3.7), manipulando-a para obter:

$$\lambda_r^r = \int (v_r^r - r_r i_r^r) dt, \quad (3.58)$$

que ao discretizar utilizando Euler progressivo, tem-se:

$$\lambda_{r(k+1)}^r = \lambda_{r(k)}^r + (v_{r(k)}^r - r_r i_{r(k)}^r) T_s. \quad (3.59)$$

No entanto, a aplicação desse estimador pode ocasionar nível CC (*offsets*) no fluxo, que associado com a queda de tensão das chaves de potência do RSC, leva a problemas de determinar o fluxo do rotor caso ele seja calculado somente por (3.59) (YING et al., 2006). Uma solução para este problema é mediante a utilização do estimador observador, comentado na Seção 2.3, para o cálculo de  $\lambda_r(k)$ , e utilizar (3.59) para estimar o fluxo do rotor para o próximo passo de tempo.

Então, para o instante ( $k$ ), o fluxo é calculado pelo estimador observador, e em seguida, para compensar o atraso, conforme discutido na Seção 3.1.2, o fluxo é estimado em ( $k + 1$ ) através da Equação (3.59). Logo depois, é previsto em ( $k + 2$ ) nas componentes  $dq$ :

$$\lambda_{rd(k+2)}^r = \lambda_{rd(k+1)}^r + (v_{rd(k+2)}^r - r_r i_{rd(k+1)}^r) T_s, \quad (3.60)$$

$$\lambda_{rq(k+2)}^r = \lambda_{rq(k+1)}^r + (v_{rq(k+2)}^r - r_r i_{rq(k+1)}^r) T_s, \quad (3.61)$$

em que  $\lambda_{rd(k+1)}^r$  e  $\lambda_{rq(k+1)}^r$  decorrem das componentes  $dq$  da Equação (3.59). As correntes  $i_{rd(k+1)}^r$  e  $i_{rq(k+1)}^r$  vêm das Equações (3.16) e (3.17), entretanto, diferentemente do PCC, no PTC as variáveis  $v_{sd(k)}^r$  e  $v_{sq(k)}^r$  dessas equações procedem das medições das tensões do estator em 123 e transformação para o referencial  $dq$  do rotor pela transformada de Park. Já  $v_{rd(k+2)}^r$  e  $v_{rq(k+2)}^r$  são obtidos através do estado de chaveamento do conversor do rotor durante os testes de comutação do controle preditivo que é explicado na Seção 3.4. Por fim, o módulo do fluxo rotórico previsto é determinado por:

$$\lambda_{r(k+2)}^r = \sqrt{\lambda_{rd(k+2)}^r{}^2 + \lambda_{rq(k+2)}^r{}^2}. \quad (3.62)$$

### 3.3.2 Predição do conjugado elétrico

O conjugado eletromagnético é calculado através da corrente rotórica e do fluxo rotórico, conforme (2.28). Dessa forma, a sua predição em dois horizontes necessita dessas variáveis previstas nesse mesmo instante. Assim, o conjugado elétrico é determinado por:

$$c_e(k+2) = P(i_{rd(k+2)}^r \lambda_{rq(k+2)}^r - \lambda_{rd(k+2)}^r i_{rq(k+2)}^r), \quad (3.63)$$

em que  $i_{rd(k+2)}^r$ ,  $i_{rq(k+2)}^r$ ,  $\lambda_{rd(k+2)}^r$  e  $\lambda_{rq(k+2)}^r$  decorrem das Equações (3.18), (3.19), (3.60) e (3.61), respectivamente, e  $P$  é o número de par de polos da máquina.

### 3.3.3 Função custo do PTC

A função custo selecionada considera dois objetivos de controle: 1) impor um conjugado eletromagnético constante; 2) regular a amplitude do fluxo do rotor. A referência de conjugado  $c_e^*$  decorre do controle de velocidade explicado na Seção 3.2.3, que junto com a técnica *anti wind-up*, é calculada pela Equação (3.43). Esse conjugado de referência regula a velocidade da máquina e a potência ativa enviada ao barramento CC pelo estator do DFIG. O fluxo do rotor de referência  $\lambda_r$  regula indiretamente a frequência do estator (CRUZ et al., 2018). Para esse caso, foi utilizado o erro quadrático do conjugado de referência e do conjugado previsto, junto com o erro quadrático do fluxo rotórico de referência e do fluxo rotórico previsto:

$$F_c = (c_e^* - c_{e(k+2)})^2 + k_\lambda (\lambda_r^* - \lambda_{r(k+2)})^2. \quad (3.64)$$

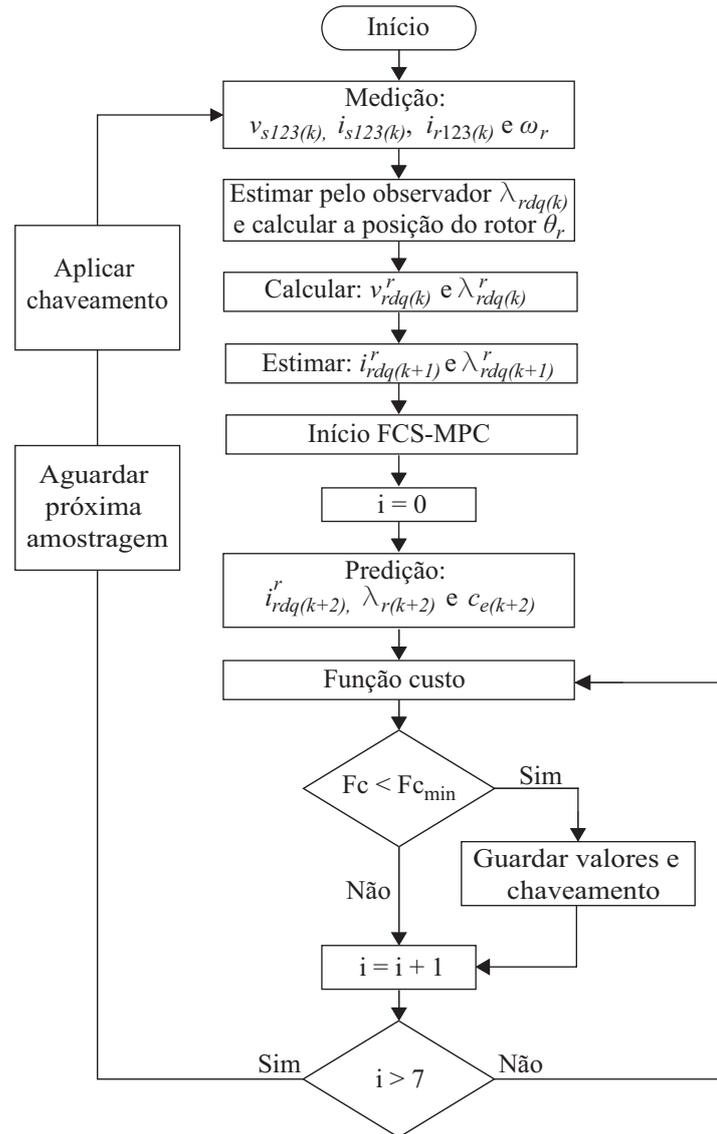
Para esse caso, há um fator de ponderação para o fluxo rotórico expresso por  $k_\lambda$ , enquanto o peso do conjugado é unitário.

### 3.3.4 Fluxograma e diagrama de controle PTC

O fluxograma de controle do PTC está ilustrado na Figura 3.9. A lógica de implementação pode ser sintetizada nos seguintes passos:

1. A rotina de controle inicia-se com a medição das tensões do estator  $v_{s123}$ , das correntes do estator  $i_{s123}$  e do rotor  $i_{r123}$  e da velocidade da máquina  $\omega_r$ ;
2. Estima-se o fluxo rotórico  $\lambda_{rdq(k)}^r$  pelo estimador observador e calcula-se a posição do rotor  $\theta_r$ , conforme Seção 2.3;
3. Realiza-se a transformação para  $dq$  no referencial rotórico das correntes do estator e do rotor; calcula-se as tensões do rotor  $v_{rdq(k)}^r$  utilizando o chaveamento recém aplicado;
4. Realiza-se a estimação em  $(k+1)$  da corrente rotórica  $i_{rdq(k+1)}^r$  e do fluxo rotórico  $\lambda_{rdq(k+1)}^r$ ;
5. É iniciado o *loop* do controle preditivo de fluxo e conjugado realizando a predição das correntes rotóricas  $i_{rdq(k+2)}^r$  e dos fluxos rotóricos  $\lambda_{rdq(k+2)}^r$  para determinar, em seguida, o conjugado previsto  $c_{e(k+2)}$  para o primeiro vetor de tensão  $v_{rdq(k+2)}^r$ ;
6. A função custo é calculada utilizando o módulo do fluxo rotórico de referência  $\lambda_r^*$  e o módulo do fluxo rotórico previsto  $\lambda_{r(k+2)}^r$ , como também, o conjugado eletromagnético de referência  $c_e^*$  e o previsto  $c_{e(k+2)}$ ;
7. Caso a função custo para o vetor tensão imposto seja menor que a função custo mínima ( $F_c < F_{c_{min}}$ ), o valor da função custo mínima é armazenado com esse novo valor, assim como o vetor de tensão com seu estado de chaveamento;

Figura 3.9 – Fluxograma do PTC.

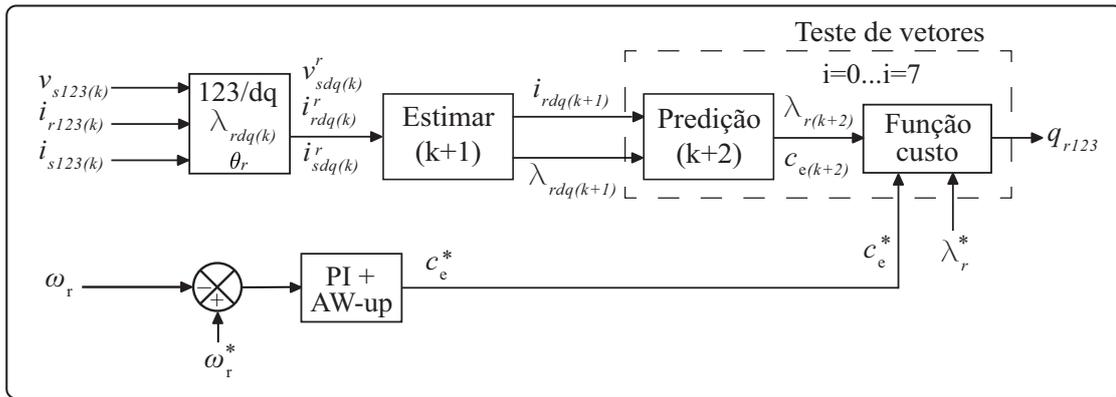


Fonte: elaborada pelo autor.

8. Caso a função custo para o vetor tensão imposto seja maior que a função custo mínima ( $F_c > F_{c_{min}}$ ), o valor da função custo mínima não é alterado, nem é salvo o vetor de tensão com seu estado de chaveamento;
9. Esse processo do *loop* continua até que todos os vetores sejam testados;
10. Finalizado o *loop*, o vetor de chaveamento que minimizou a função custo será aplicado no RSC no próximo período de amostragem para, então, reiniciar todo o processo.

O diagrama de controle do PTC está representado na Figura 3.10, conforme discutido nessa seção.

Figura 3.10 – Diagrama de blocos do PTC.



Fonte: elaborada pelo autor.

### 3.4 SELEÇÃO DO ESTADO DE CHAVEAMENTO

O FCS-MPC realiza o cálculo das variáveis previstas de cada controle testando todos os possíveis estado de chaveamento da tensão do conversor. Para o inversor de dois níveis utilizado no rotor da máquina trifásica analisada, existem 8 possíveis combinações, sendo 6 vetores ativos e dois vetores nulos ( $\vec{v}_0$  ou  $\vec{v}_7$ ). A partir das Equações (3.65) e (3.66) que representam as tensões rotóricas  $dq$  no referencial do rotor em função dos estados das chaves, a Tabela 3.1 foi montada.

$$v_{rd}^r = \sqrt{\frac{2}{3}}(q_1 - \frac{q_2}{2} - \frac{q_3}{2})E \quad (3.65)$$

$$v_{rq}^r = \frac{1}{\sqrt{2}}(q_2 - q_3)E \quad (3.66)$$

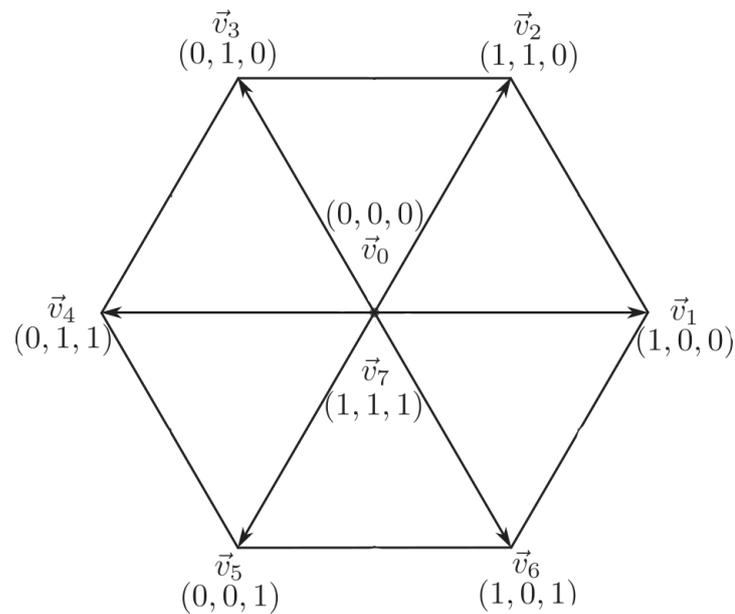
Tabela 3.1 – Vetores de tensão em função dos estados de chaveamento.

Vetor	$q_1$	$q_2$	$q_3$	$v_{rd}^r$	$v_{rq}^r$
$\vec{v}_0$	0	0	0	0	0
$\vec{v}_1$	1	0	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0
$\vec{v}_2$	1	1	0	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$
$\vec{v}_3$	0	1	0	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$
$\vec{v}_4$	0	1	1	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0
$\vec{v}_5$	0	0	1	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$
$\vec{v}_6$	1	0	1	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$
$\vec{v}_7$	1	1	1	0	0

Fonte: elaborada pelo autor.

Na Figura 3.11, é mostrada a distribuição dos vetores de tensão sobre um plano vetorial. As tensões obtidas das Equações (3.65) e (3.66) são inseridas nas Equações (3.18) e (3.19) para

Figura 3.11 – Plano dos vetores de tensão.



Fonte: elaborada pelo autor.

o PCC e PTC, e (3.60) e (3.61) apenas para o PTC, através das variáveis  $v_{rd(k+2)}^r$  e  $v_{rq(k+2)}^r$ , a fim de determinar as variáveis de controle previstas para o instante  $k + 2$ . Após testar todas as 8 combinações, o vetor de tensão que minimizar a função custo é o que é imposto nas chaves do conversor.

### 3.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo, foi detalhado o funcionamento do FCS-MPC para o sistema DFIG-DC. As técnicas de controle preditivo de corrente e preditivo de fluxo e conjugado necessitam das equações básicas do modelo do sistema para que possam realizar seu algoritmo no conversor controlado no lado do rotor (RSC). Todos os equacionamentos necessários para o funcionamento das técnicas PCC e PTC foram detalhados passo a passo, sendo mostrado também seus fluxogramas e diagramas. O PCC controla as correntes do rotor no referencial rotórico, enquanto o PTC controla o fluxo rotórico e o conjugado da máquina. Explicou-se também como o controlador de velocidade foi projetado, obtendo em sua saída o conjugado de referência. Junto a isso, a técnica de *anti wind-up* foi apresentada como forma de aprimorar o tempo de resposta do controle quando a variável de referência satura. Por fim, foi relatado como ocorre a seleção do estado de chaveamento mediante a minimização da função custo.

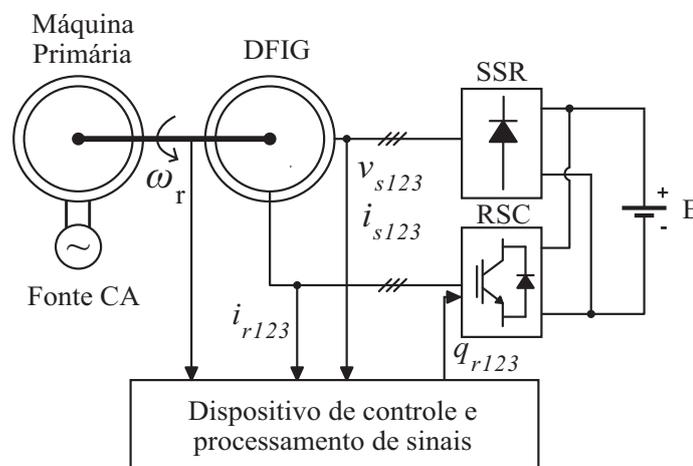
## 4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Neste capítulo, são apresentadas simulações do sistema de geração composto pelo DFIG-DC, SSR e RSC, utilizando o controle preditivo de corrente (PCC), apresentado na Seção 3.2, e o controle preditivo de fluxo e conjugado (PTC), relatado na Seção 3.3. Primeiramente, são especificados os parâmetros do sistema e do modelo de controle utilizados. Em seguida, os resultados em regime permanente são abordados, além dos resultados transitórios para um degrau de velocidade, realizando comparações e discussões entre as duas topologias de controle retratadas.

### 4.1 PARÂMETROS DA SIMULAÇÃO

A simulação possui seus parâmetros baseados nos equipamentos presentes no Laboratório de Otimização de Sistemas Elétricos da Universidade Federal da Paraíba, os quais foram utilizados na parte experimental deste trabalho. O esquema geral utilizado na simulação pode ser visualizado na Figura 4.1. O DFIG possui seu estator conectado ao retificador a diodos, representado pelo SSR, e seu rotor conectado ao conversor controlado, apresentado pelo RSC, ambos interligados ao mesmo barramento CC. Da conexão do DFIG ao SSR, são medidas as correntes do estator necessárias para os controles PCC e PTC, e as tensões do estator, exigidas apenas para o PTC, conforme explicado no Capítulo 3. Da ligação do DFIG ao RSC, são obtidas as correntes do rotor para os controles. A velocidade da máquina é adquirida por meio de um sensor no seu eixo. Essas grandezas são enviadas para o dispositivo de controle e processamento de sinais responsável por realizar os passos mostrados nas Figuras 3.8 e 3.10 referentes aos diagramas de blocos dos controles PCC e PTC, respectivamente, e fornecer os sinais de gatilho do RSC. O sistema foi simulado utilizando os *softwares* PSIM<sup>®</sup>, Matlab<sup>®</sup> e DevC++<sup>®</sup>.

Figura 4.1 – Esquema geral das simulações.



Fonte: elaborada pelo autor.

Os parâmetros da simulação estão presentes na Tabela 4.1, referentes ao sistema geral, e na Tabela 4.2, quanto ao DFIG. Além disso, foi introduzido um atraso do controle, retratando o que acontece em um sistema real, conforme descrito com detalhes na Seção 3.1.2, aproximando ainda mais a simulação com o experimental. Com isso, o passo de cálculo do controle empregado foi de  $100 \mu s$  para corresponder com período de amostragem do dispositivo de controle e processamento utilizado nos testes de bancada do laboratório. Já o passo de cálculo das variáveis referentes ao sistema, foi utilizado  $0,1 \mu s$ .

O barramento CC foi considerado um barramento infinito, conseguindo fornecer e absorver toda a potência do sistema sem sofrer alterações no seu valor. Dependendo do cenário da simulação, que será explicado posteriormente, o barramento CC pode ter tensão de 250 V ou 300 V. Para a função custo do PTC, foi aplicado um fator de ponderação  $k_\lambda = 5$  para o fluxo rotórico. Este valor foi escolhido através de uma análise criteriosa de múltiplas simulações, sendo ele o que demonstrou melhores resultados para as variáveis do controle, fluxo rotórico e de conjugado, com menor *ripple*. A frequência síncrona utilizada para o controle do PCC foi de 50 Hz e, com isso, a velocidade síncrona é 314 Hz. O objetivo de usar essa velocidade síncrona é para observar o comportamento do sistema em velocidades abaixo desse valor (subsíncronas), e acima desse valor (supersíncronas), sem comprometer a máquina. Por fim, o conjugado mecânico, na simulação, foi imposto pelo usuário.

Tabela 4.1 – Parâmetros do sistema e do controle utilizados na simulação.

	Parâmetro	Valor
$E$	Tensão do barramento CC	250 V ou 300 V
$T_s$	Passo de cálculo do controle	$100 \mu s$
$h$	Passo de cálculo do sistema	$0.1 \mu s$
$\tau_s$	Tempo de acomodação do controle	0,65 s
$\xi$	Fator de amortecimento	0,7
$\lambda_r$	Fluxo rotórico de referência para PTC	0,93 Wb
$k_\lambda$	Peso para o fluxo rotórico	5
$k_{p\lambda}$	Ganho proporcional do estimador de fluxo	350
$k_{i\lambda}$	Ganho integrador do estimador de fluxo	1000
$\omega_s$	Velocidade síncrona para PCC	314 rad/s

Fonte: elaborada pelo autor.

## 4.2 SIMULAÇÃO DO DFIG-DC

### 4.2.1 Regime permanente

Nesta seção, são apresentados os resultados de simulação em regime permanente do PCC e do PTC. Eles foram divididos em quatro cenários conforme descrito na Tabela 4.3. Para cada um, foram obtidos dados de velocidades, conjugado, fluxo rotórico, correntes do rotor e tensão e corrente do estator. Eles, além de serem comparados entre as duas técnicas, PCC e PTC, foram comparados de modo quantitativo através dos valores de distorção harmônica total (do inglês,

Tabela 4.2 – Parâmetros do DFIG.

	Parâmetro	Valor
$P_n$	Potência nominal da máquina	560 W
$r_s$	Resistência ohmica estatórica	15,1 $\Omega$
$l_s$	Indutância do estator	563,7 mH
$r_r$	Resistência ohmica rotórica	6,22 $\Omega$
$l_r$	Indutância do rotor	563,7 mH
$l_m$	Indutância magnetizante	523,8 mH
$J_m$	Momento de inércia	0,013 kg·m <sup>2</sup>
$F_m$	Constante de atrito viscoso	0,001 N·sm <sup>2</sup>
$N_s/N_r$	Relação de espiras do estator e do rotor	1,82/1
$\omega_n$	Velocidade nominal	400 rad/s

Fonte: elaborada pelo autor.

Tabela 4.3 – Cenários das simulações

Cenário	Barramento CC (V)	Velocidade (rad/s)
1	250	270
2	250	300
3	250	340
4	300	300

Fonte: elaborada pelo autor.

*Total Harmonic Distortion*, com sigla THD), *ripple* de fluxo e de conjugado eletromagnético e frequência média de chaveamento. A THD é calculada pela Equação (4.1):

$$THD(\%) = \frac{\sqrt{x_{ef}^2 - x_1^2}}{x_1} 100\% \quad (4.1)$$

em que  $x_{ef}$  é o valor eficaz geral da variável da qual se deseja calcular a THD e  $x_1$  é o valor eficaz da sua componente fundamental.

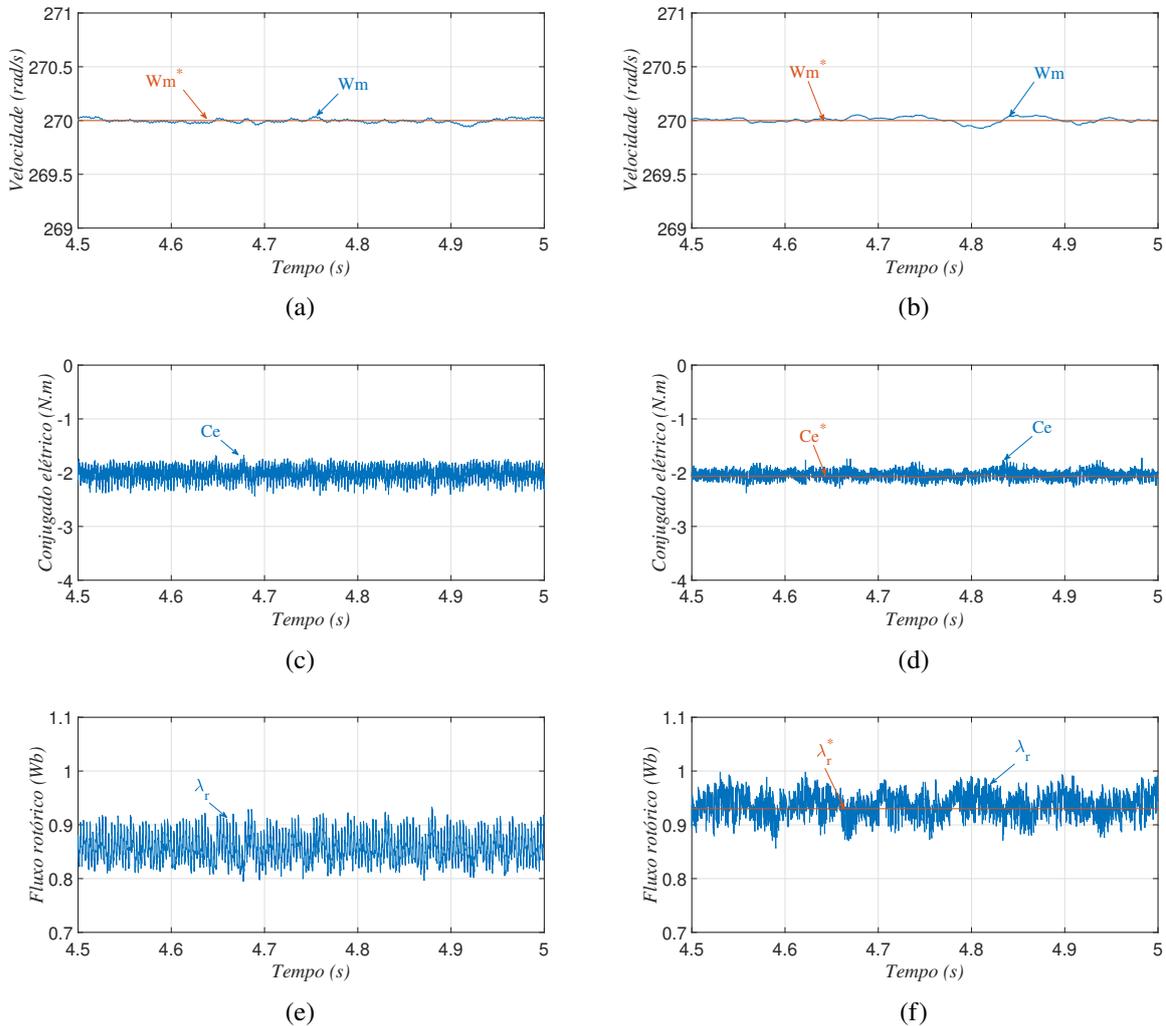
Já o *ripple* ou ondulação é determinada pela Equação (4.2), onde *rip* é o *ripple* em porcentagem;  $x$  representa qualquer variável;  $x_{max}$ ,  $x_{min}$  e  $x_{med}$  são os valores máximo, mínimo e médio da variável no período de amostra, respectivamente.

$$rip(\%) = \frac{x_{max} - x_{min}}{x_{med}} 100\% \quad (4.2)$$

#### 4.2.1.1 Cenário 1

Nas Figuras 4.2a e 4.2b, é mostrada a velocidade da máquina e sua referência de 270 rad/s para o PCC e o PTC, respectivamente. Nota-se que ambos os controles permanecem na velocidade de referência. Além disso, nesta velocidade a máquina está operando em cerca de 14% abaixo da velocidade síncrona de 314 rad/s, o que faz o sistema operar no modo subsíncrono.

Figura 4.2 – Resultados de simulação do controle preditivo em regime permanente para  $E=250$  V e  $\omega_m=270$  rad/s. (a) Velocidade da máquina PCC. (b) Velocidade da máquina PTC. (c) Conjugado PCC. (d) Conjugado PTC. (e) Fluxo rotórico PCC (f) Fluxo rotórico PTC.

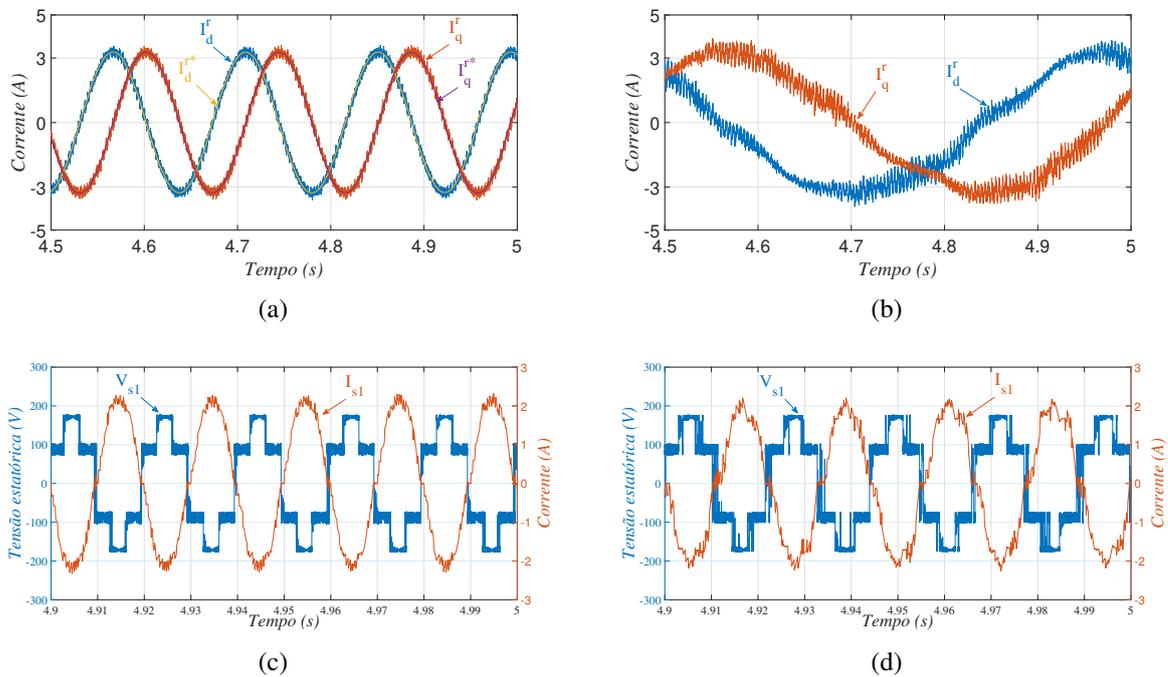


Fonte: resultados de simulação.

Pode-se ver através das Figuras 4.2c e 4.2e, para o PCC, e na Figuras 4.2d e 4.2f, para o PTC, que os *ripples* de conjugado e fluxo gerados pelo PTC são menores que aqueles gerados pelo PCC.

Nas Figuras 4.3a e 4.3b é exposta a corrente do rotor no referencial rotórico  $dq$  para o PCC e PTC, respectivamente. O PCC utiliza as correntes rotóricas de referência no referencial rotórico  $dq$  na função custo para determinar os estados de chaveamento e controlar o sistema. Com isso, percebe-se na Figura 4.3a que a corrente do sistema segue bem a sua referência com baixa distorção. Todavia, o PTC apresenta correntes com maiores distorções. Um outro detalhe é que as frequências das correntes rotóricas são diferentes devido à diferença na frequência síncrona determinada em cada controle. O PTC mostra uma frequência menor, o que indica que a velocidade de 270 rad/s está mais próxima da sua frequência síncrona comparado ao PCC. Além

Figura 4.3 – Resultados de simulação do controle preditivo em regime permanente para  $E=250$  V e  $\omega_m=270$  rad/s. (a) Corrente do rotor PCC. (b) Corrente do rotor PTC. (c) Tensão e corrente do estator PCC. (d) Tensão e corrente do estator PTC.



Fonte: resultados de simulação.

disso, pelo fato do eixo  $d$  estar adiantado do eixo  $q$  neste cenário, a velocidade que a máquina está é considerada subsíncrona para ambas as técnicas.

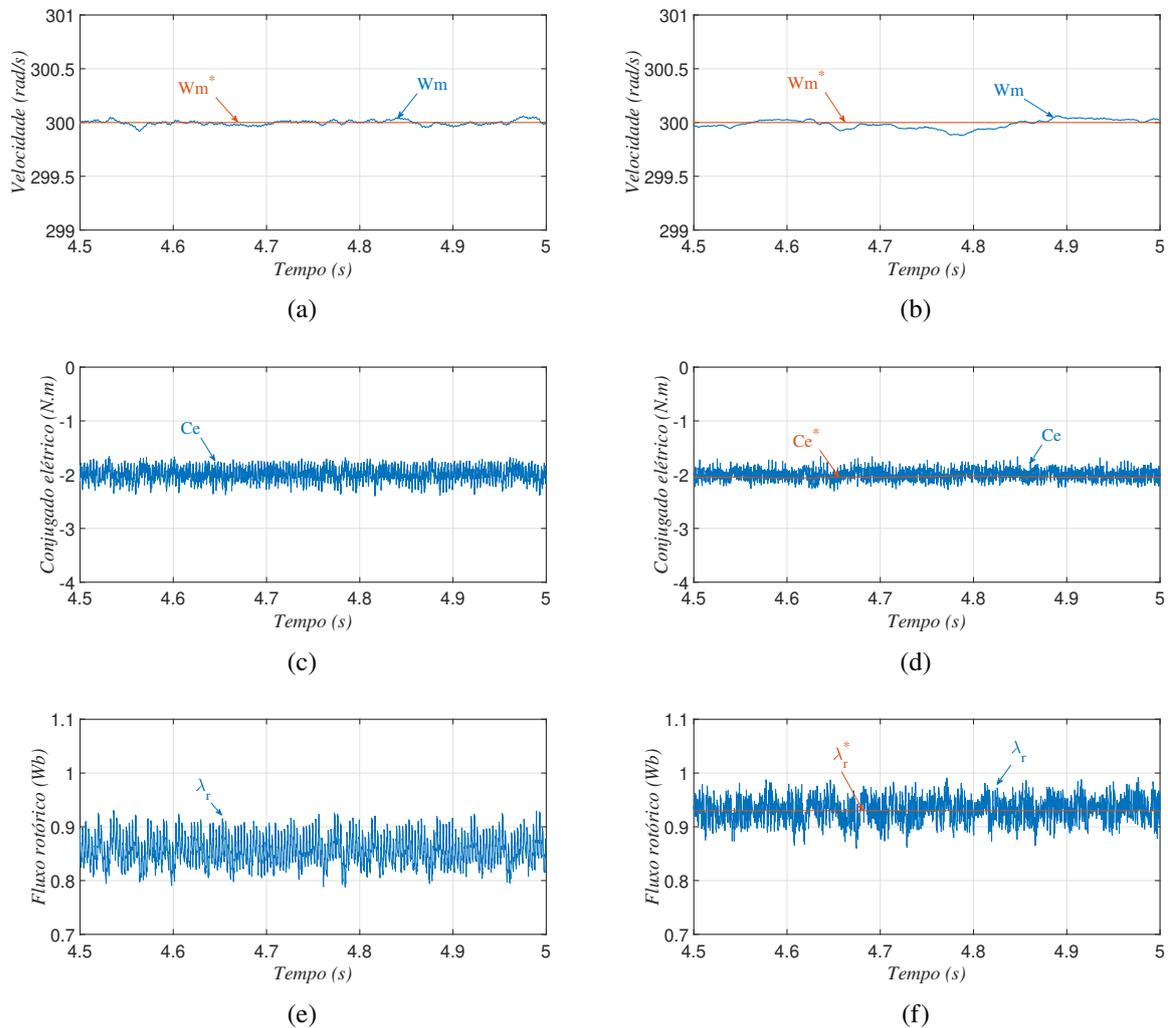
Por fim, nas Figuras 4.3c e 4.3d são mostradas a tensão e a corrente do estator para o PCC e PTC, respectivamente. Consta-se que as correntes estão  $180^\circ$  defasadas da tensão, representado o fator de potência unitário, como também, que o gerador está injetando potência na rede. Além disso, pelo fato do estator da máquina estar conectado à ponte de diodos, as correntes do estator apresentam elevado THD.

#### 4.2.1.2 Cenário 2

Para este cenário, é mostrada a velocidade da máquina e sua referência para 300 rad/s para o PCC e o PTC, respectivamente, nas Figuras 4.4a e 4.4b. Neste cenário o PCC opera bem mais próximo da velocidade síncrona, no modo subsíncrono. O PTC, entretanto, está no modo supersíncrono, como é comentado mais adiante.

O conjugado eletromagnético é mostrado nas Figuras 4.4c e 4.4d para o PCC e PTC, respectivamente. Apesar da variação da velocidade, o valor médio continuou em  $-2$  N.m. Para fluxo rotórico exposto na Figura 4.4e para o PCC e na Figura 4.4f para o PTC, o comportamento é similar ao do cenário 1.

Figura 4.4 – Resultados de simulação do controle preditivo em regime permanente para  $E=250$  V e  $\omega_m=300$  rad/s. (a) Velocidade da máquina PCC. (b) Velocidade da máquina PTC. (c) Conjugado PCC. (d) Conjugado PTC. (e) Fluxo rotórico PCC (f) Fluxo rotórico PTC.

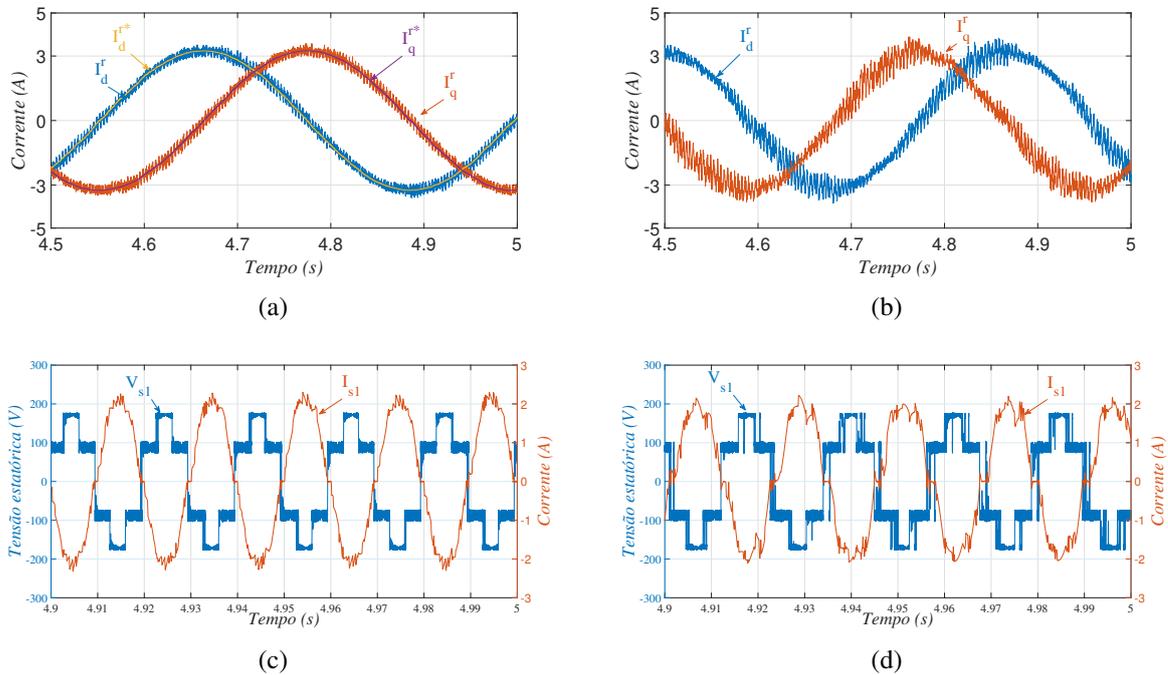


Fonte: resultados de simulação.

Nas Figuras 4.5a e 4.5b, é mostrada a corrente do rotor no referencial rotórico  $dq$  para o PCC e PTC, respectivamente. Percebe-se neste cenário que a frequência da corrente rotórica no PCC está bem menor, comparado com o cenário anterior, e a do PTC continua baixa, pelo fato da velocidade da máquina estar próxima da síncrona. Entretanto, no PCC o eixo  $d$  está adiantado do eixo  $q$ , mas no PTC o inverso acontece. Esse fato constata que o modo de operação nesse cenário para o PCC é o subsíncrono e para o PTC é o supersíncrono.

Já nas Figuras 4.5c e 4.5d, a tensão e a corrente do estator para o PCC e PTC são apresentadas, respectivamente. O fator de potência unitário e a injeção de potência na rede é demonstrado pela defasagem de  $180^\circ$ .

Figura 4.5 – Resultados de simulação do controle preditivo em regime permanente para  $E=250$  V e  $\omega_m=300$  rad/s. (a) Corrente do rotor PCC. (b) Corrente do rotor PTC. (c) Tensão e corrente do estator PCC. (d) Tensão e corrente do estator PTC.



Fonte: resultados de simulação.

#### 4.2.1.3 Cenário 3

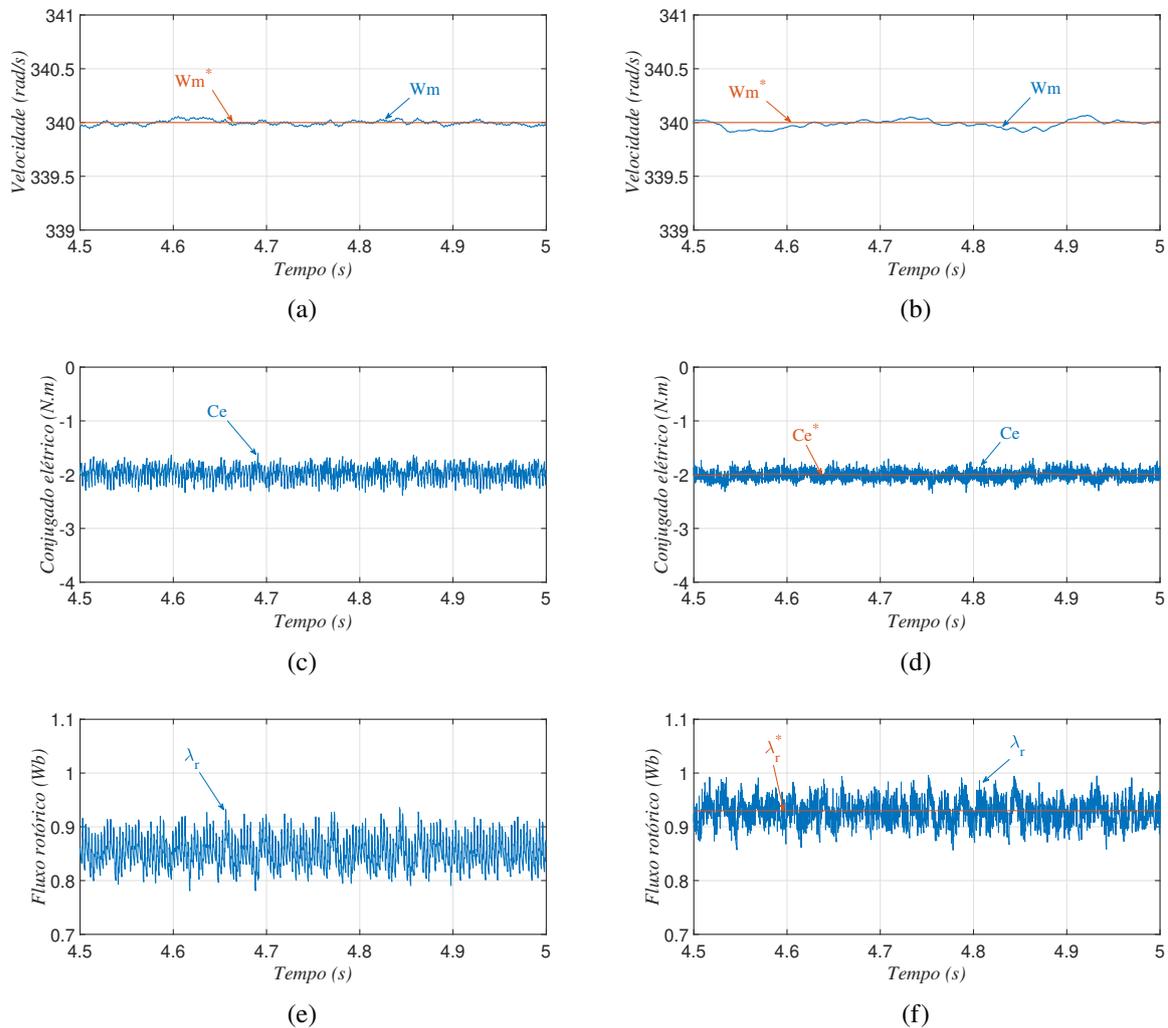
Neste cenário, a máquina opera com velocidade de 340 rad/s para o PCC e o PTC, conforme mostrado nas Figuras 4.6a e 4.6b, respectivamente. Neste cenário o PCC e o PTC operam acima da velocidade síncrona, no modo supersíncrono.

O conjugado eletromagnético é exposto nas Figuras 4.6c e 4.6d para o PCC e PTC, respectivamente. O valor médio permanece em -2 N.m. Já o fluxo rotórico é mostrado na Figura 4.6e e 4.6f para o PCC e o PTC, respectivamente. Percebe-se que mesmo com a alteração da velocidade, o fluxo médio permanece com o mesmo valor que os cenários anteriores.

As correntes do rotor no referencial rotórico  $dq$ , para o PCC e PTC, são mostradas nas Figuras 4.7a e 4.7b, respectivamente. Neste cenário, nota-se que o eixo  $q$  está adiantado do eixo  $d$  nas duas técnicas, confirmando que estão operando no modo supersíncrono. Junto a isso, o fato da frequência da corrente ser maior no PTC, demonstra que a velocidade da máquina está mais distante da síncrona quando comparado ao PCC.

Nas Figuras 4.7c e 4.7d, a tensão e a corrente do estator para o PCC e PTC são mostradas, respectivamente. O fator de potência unitário e a injeção de potência na rede é demonstrado pela defasagem de  $180^\circ$ .

Figura 4.6 – Resultados de simulação do controle preditivo em regime permanente para  $E=250$  V e  $\omega_m=340$  rad/s. (a) Velocidade da máquina PCC. (b) Velocidade da máquina PTC. (c) Conjugado PCC. (d) Conjugado PTC. (e) Fluxo rotórico PCC (f) Fluxo rotórico PTC.



Fonte: resultados de simulação.

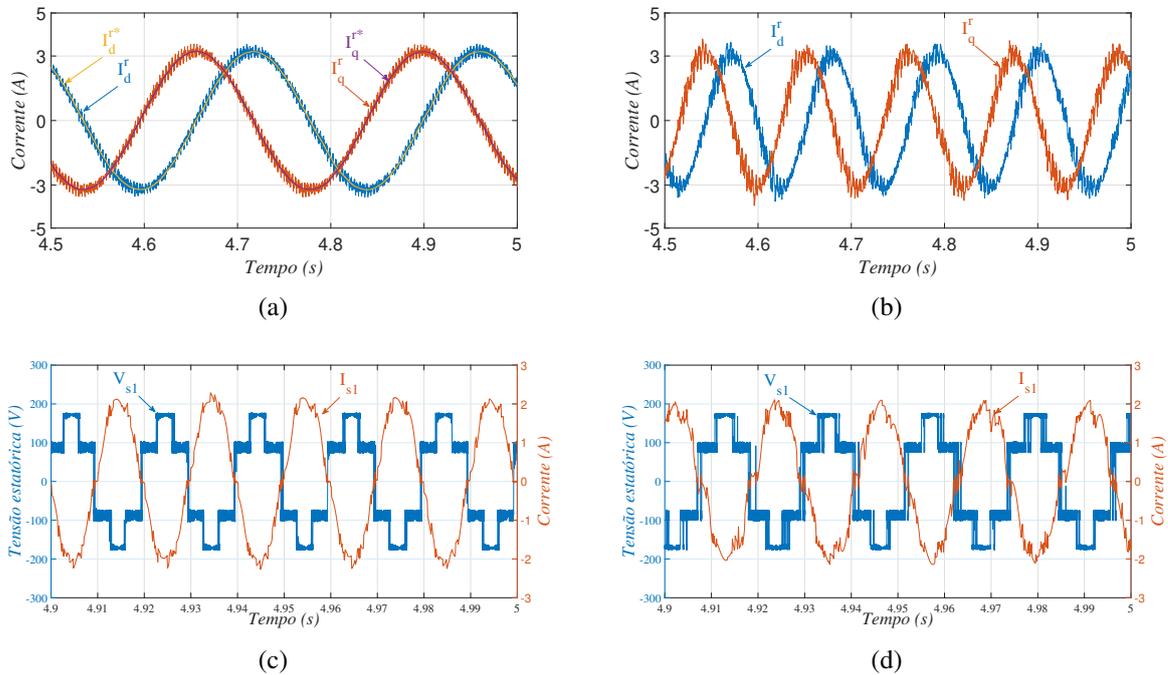
#### 4.2.1.4 Cenário 4

O principal objetivo deste cenário é comparar os resultados das variáveis quanto à mudança da tensão do barramento CC de 250 V para 300 V. Neste cenário, o sistema opera com velocidade de 300 rad/s para o PCC e o PTC, conforme mostrado nas Figuras 4.8a e 4.8b, respectivamente.

O conjugado eletromagnético é exibido nas Figuras 4.8c e 4.8d para o PCC e PTC, respectivamente. O valor médio é mantido em -2 N.m. Quanto ao *ripple* de conjugado este cenário foi o que gerou maior *ripple* em ambas as técnicas, com o PTC obtendo novamente menor valor que o PCC.

O fluxo rotórico é retratado na Figura 4.8e e 4.8f para o PCC e o PTC, respectivamente. Dois fatos relevantes nesse cenário são que o valor do fluxo rotórico médio para o PCC eleva-se

Figura 4.7 – Resultados de simulação do controle preditivo em regime permanente para  $E=250$  V e  $\omega_m=340$  rad/s. (a) Corrente do rotor PCC. (b) Corrente do rotor PTC. (c) Tensão e corrente do estator PCC. (d) Tensão e corrente do estator PTC.



Fonte: resultados de simulação.

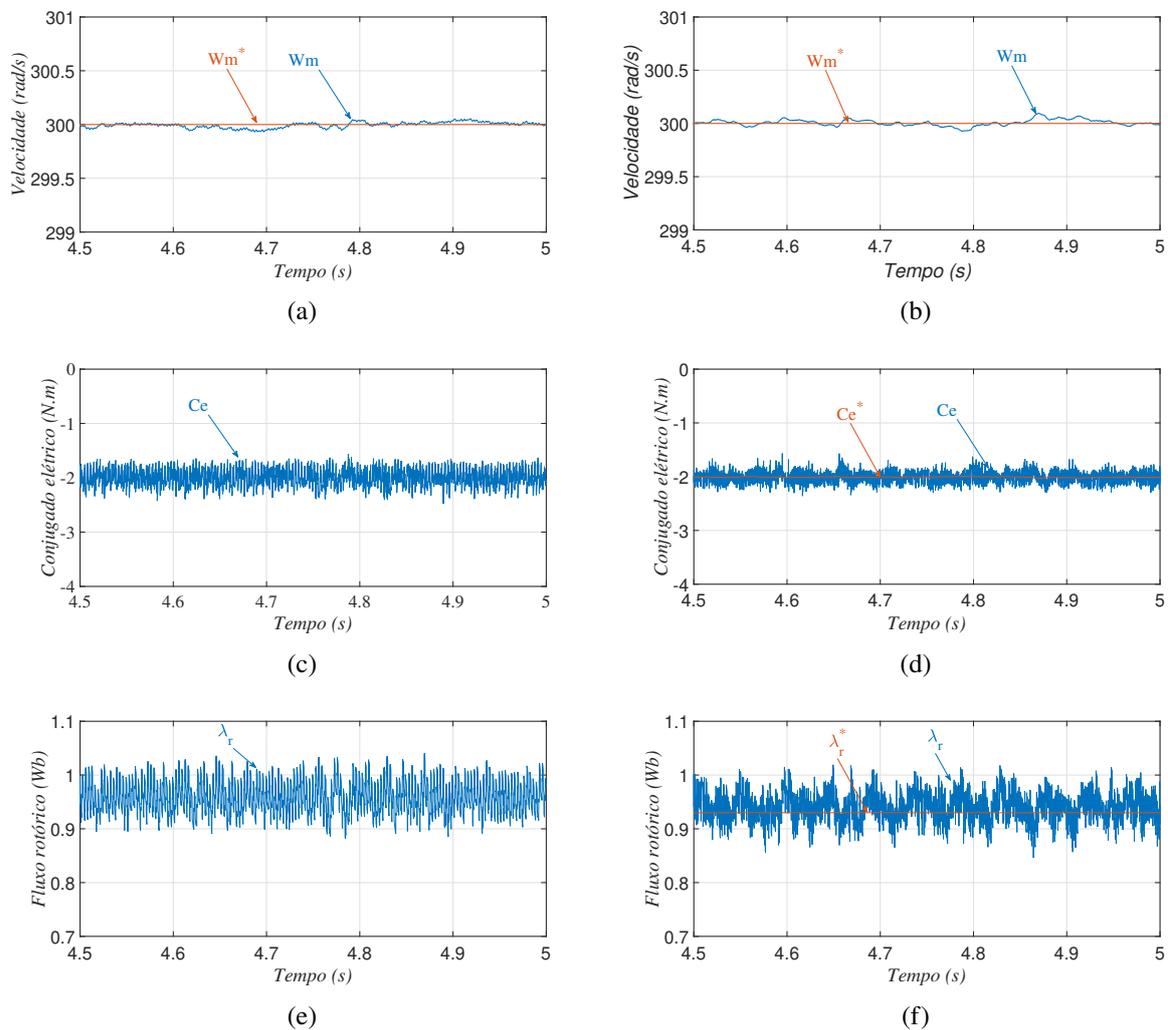
com o aumento da tensão do barramento, e que ele apresenta menor ondulação que o PTC, como é expresso na Tabela 4.4.

Já as correntes do rotor no referencial rotórico  $dq$  são mostradas nas Figuras 4.9a e 4.9b para o PCC e PTC, respectivamente. Neste cenário, nota-se que o eixo  $d$  está adiantado do eixo  $q$  nas duas técnicas, revelando que estão operando no modo subsíncrono, diferente do cenário 2 em que o PTC operava no supersíncrono. Isso demonstra que o aumento da tensão do barramento elevou a frequência síncrona do PTC, e em nada alterou para o PCC neste quesito.

Por fim, nas Figuras 4.9c e 4.9d, a tensão e a corrente do estator para o PCC e PTC são mostradas, respectivamente. Chama-se atenção o fato de a frequência dessas variáveis aumentar para o PTC, o que reflete no aumento da frequência síncrona, relatada anteriormente devido ao aumento da tensão do barramento. A injeção de potência na rede e o fator de potência unitário permanecem.

A respeito da frequência média de chaveamento, como explicado no Capítulo 1, o FCS-MPC implementado não possui modulador e nem frequência fixa de chaveamento. Entretanto, para cada cenário a frequência média de chaveamento foi mensurada e seus valores podem ser visualizados na Tabela 4.6. Consta-se que o PTC apresentou frequência maior do que o PCC em todos os cenários.

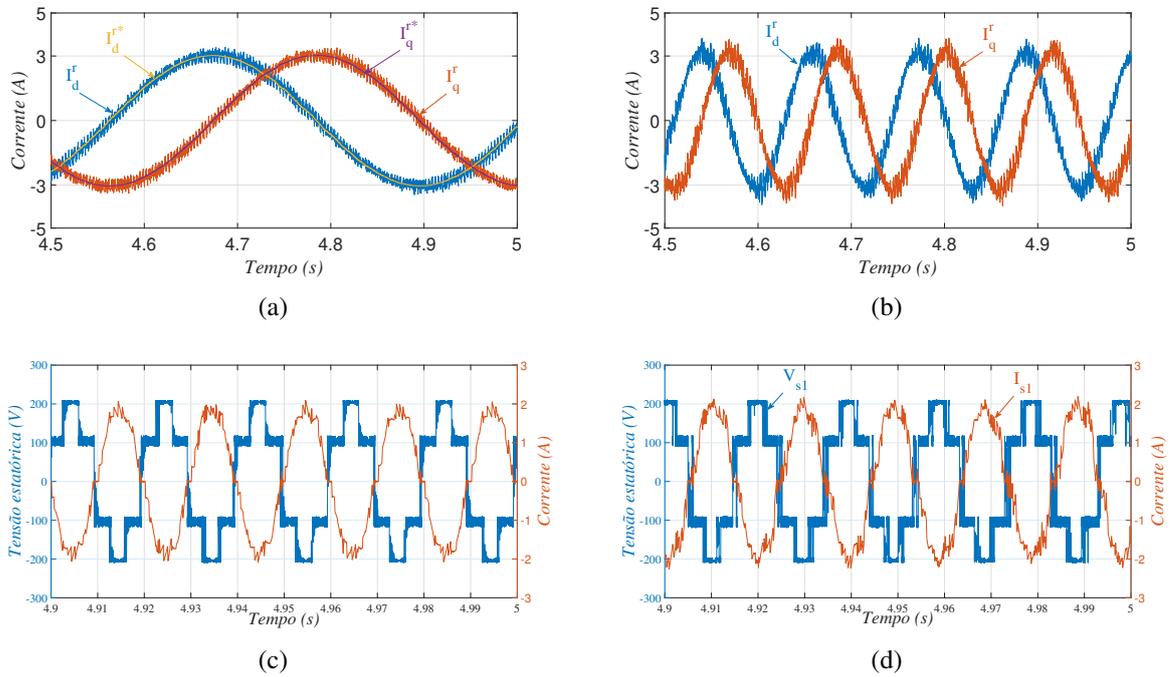
Figura 4.8 – Resultados de simulação do controle preditivo em regime permanente para  $E=300$  V e  $\omega_m=300$  rad/s. (a) Velocidade da máquina PCC. (b) Velocidade da máquina PTC. (c) Conjugado PCC. (d) Conjugado PTC. (e) Fluxo rotórico PCC (f) Fluxo rotórico PTC.



Fonte: resultados de simulação.

Na Tabela 4.4 são mostrados os valores de *ripple* de conjugado eletromagnético e de fluxo rotórico para os quatro cenários em regime permanente. Para o primeiro cenário, o PTC obteve uma menor variação tanto do *ripple* de conjugado quanto de fluxo. No cenário dois, houve uma melhora da ondulação do conjugado em ambas as técnicas, com o PTC apresentando menores resultados. Para o fluxo rotórico, o PTC apresentou melhores resultados do que o PCC. Quanto ao terceiro cenário, é demonstrado que o PCC obteve uma ondulação de conjugado 25% superior que o PTC. Além disso, esse cenário foi o que gerou menor *ripple* para o PTC, quando comparado aos outros. No fluxo rotórico, a ondulação do PCC apresentou ser 20% maior do que o PTC nesse cenário. No último cenário, com elevação da tensão do barramento para a velocidade de 30 rad/s, os valores de *ripple* de conjugado demonstram que este cenário foi o que gerou maior em ambas as técnicas. Quando comparado ao cenário dois, com a mesma velocidade, mas tensão de barramento menor, a ondulação do conjugado aumentou em 22,64% no PCC e 21,97% para o

Figura 4.9 – Resultados de simulação do controle preditivo em regime permanente para  $E=300$  V e  $\omega_m=300$  rad/s. (a) Corrente do rotor PCC. (b) Corrente do rotor PTC. (c) Tensão e corrente do estator PCC. (d) Tensão e corrente do estator PTC.



Fonte: resultados de simulação.

Tabela 4.4 – Ondulação do conjugado e do fluxo rotórico dos resultados de simulação do PCC e do PTC.

Ripple	PCC		PTC	
	$c_e$	$\lambda_r$	$c_e$	$\lambda_r$
1	37,22%	16,14%	34,92%	15,12%
2	36,74%	16,65%	32,22%	14,13%
3	40,06%	18,13%	32,19%	15,02%
4	45,06%	16,56%	39,30%	18,34%

Fonte: elaborada pelo autor.

PTC. Observa-se também que o PTC apesar de conseguir controlar o fluxo rotórico da máquina, apresenta uma maior ondulação do que o PCC neste cenário.

Portanto, em regime permanente, pode-se concluir, quanto ao *ripple* de conjugado, que PTC obteve melhores resultado em todos os cenários. Enquanto que o PCC prevaleceu no THD tanto para a corrente rotórica, quanto para a estatórica. A variação da velocidade para o modo subsíncrono ou supersíncrono permanecendo com a mesma tensão de barramento não gerou modificações relevantes no sistema. Entretanto, o aumento de tensão do barramento no cenário 4 fez alterar o valor do fluxo rotórico médio no PCC, além de deteriorar o *ripple* de conjugado e o THD da corrente estatórica de ambas as técnicas.

Na Tabela 4.5, são mostrados os resultados de THD das correntes estatóricas e rotóricas em todos os cenários. O primeiro cenário foi o que apresentou menor THD para o PCC, com

Tabela 4.5 – THD dos resultados de simulação de corrente estatórica e rotórica do PCC e do PTC.

THD	PCC		PTC	
Cenário	$I_s$	$I_r$	$I_s$	$I_r$
1	7,95%	6,02%	14,91%	12,44%
2	8,82%	6,45%	15,97%	13,50%
3	8,53%	6,52%	14,17%	11,65%
4	9,82%	7,62%	16,10%	12,30%

Fonte: elaborada pelo autor.

Tabela 4.6 – Frequência de chaveamento das simulações do PCC e do PTC em cada cenário.

Cenário	PCC (kHz)	PTC (kHz)
1	2,45	3,05
2	2,12	2,41
3	1,68	2,87
4	2,15	3,06

Fonte: elaborada pelo autor.

valores de cerca da metade do mostrado pelo PTC para as duas correntes. No segundo cenário, há uma maior distorção harmônica em ambas as técnicas das duas corrente, com o PCC apresentando melhores valores. Para o cenário 3, o PTC apresenta os menores valores comparado aos demais cenários, mas ainda bem superiores ao do PCC. No quarto cenário, com aumento da tensão de barramento, houve uma piora do THD das duas correntes do PCC, e quando comparadas ao do cenário dois, apresenta um aumento de 11,33% e de 18,14% para as correntes estatóricas e rotóricas, respectivamente. O PTC continua apresentando valores mais elevados do que o PCC, mas não foi tão impactado no THD quando comparado ao cenário 2.

Por fim, o PCC apresenta melhor qualidade de corrente tanto do rotor, como do estator, com menores valores de THD ao se comparar com o PTC. E o PTC, por sua vez, apresenta melhores resultados de fluxo rotórico e de conjugado eletromagnético, com menor *ripple* dessas variáveis em relação àquelas observadas no PCC.

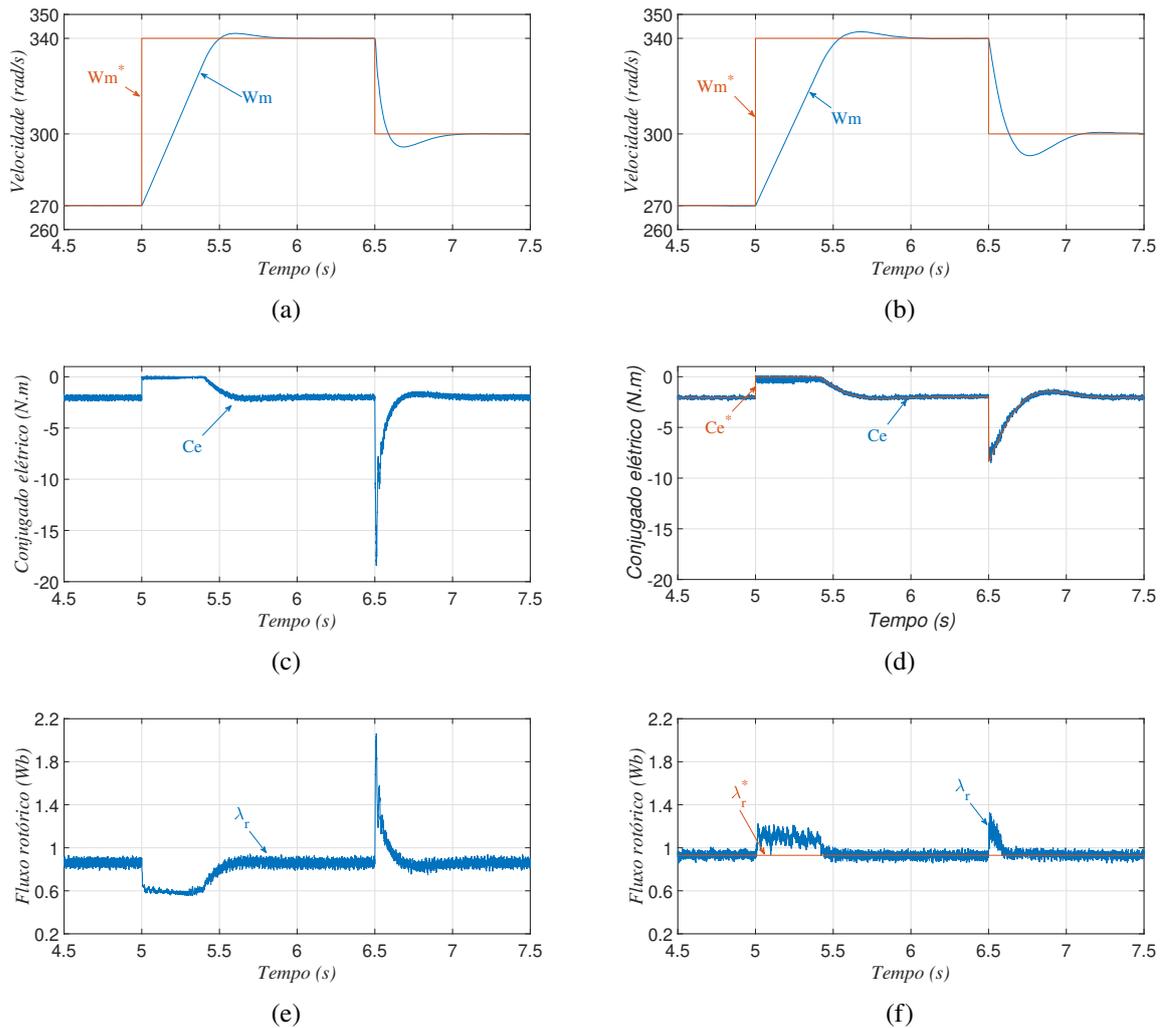
#### 4.2.2 Regime transitório

A fim de analisar e comparar o regime transitório de velocidade e variações paramétricas entre o PCC e o PTC no sistema com o DFIG-DC, foram realizados 4 diferentes testes. No primeiro teste, a velocidade da máquina de referência foi alterada de 270 rad/s para 340 rad/s e, segundos depois, para 300 rad/s. No segundo e no terceiro, variação paramétrica da resistência estatórica e rotórica, respectivamente. E no quarto, variação da indutância magnetizante. Para todos os casos, a tensão de barramento utilizada foi de 250 V, e a velocidade fixada em 300 rad/s apenas para as variações paramétricas.

## 4.2.2.1 Degrau de velocidade

Para a análise do comportamento do sistema a partir da variação de velocidade, foi inserido um degrau de velocidade saindo de 270 rad/s (2578 rpm) para 340 rad/s (3246 rpm). E, logo em seguida, outro degrau de 340 rad/s para 300 rad/s (2864 rpm).

Figura 4.10 – Resultados de simulação para o controle preditivo para degrau de velocidade. (a) Velocidade da máquina PCC. (b) Velocidade da máquina PTC. (c) Conjugado eletromagnético PCC. (d) Conjugado eletromagnético PTC. (e) Fluxo rotórico PCC. (f) Fluxo rotórico PTC.

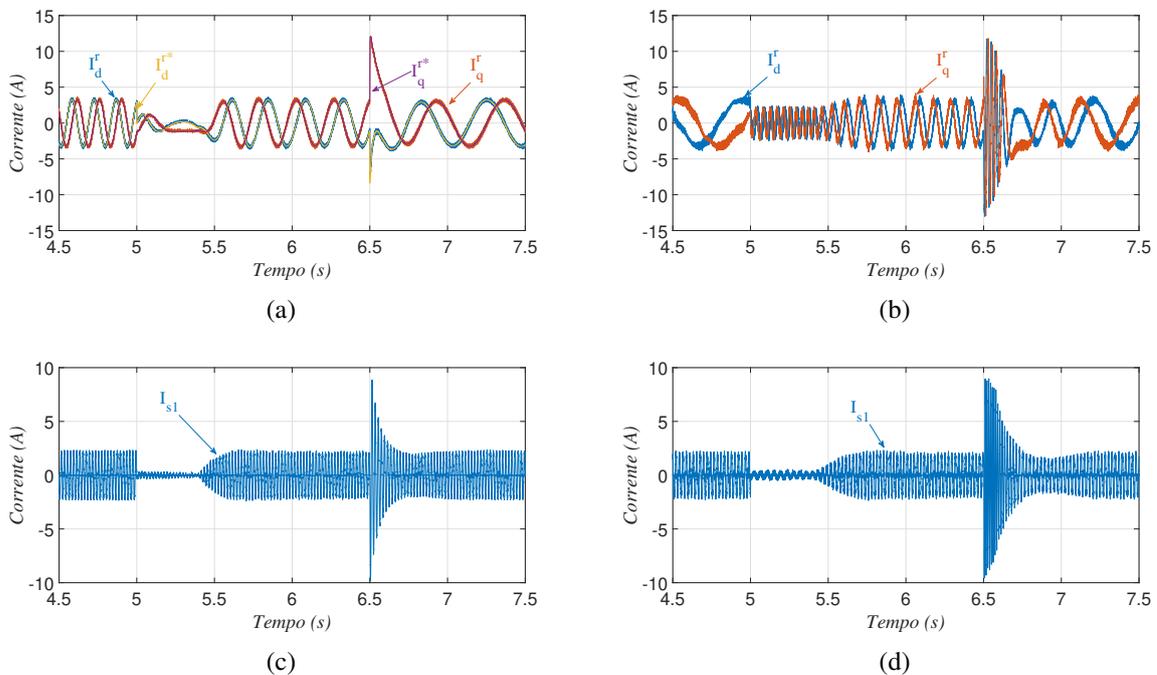


Fonte: resultados de simulação.

O degrau de velocidade é inserido em 5 segundos, alterando a velocidade de referência de 270 rad/s para 340 rad/s bruscamente como pode ser visualizado na Figura 4.10a e 4.10b para o PCC e o PTC, respectivamente. Contudo, a velocidade da máquina varia em rampa e atinge a referência pouco antes de 6 segundos em ambas situações, ou seja, em cerca de 1 segundo, a máquina mudou sua velocidade em 70 rad/s. Pouco depois, em 6,5 segundos, outro degrau é inserido modificando a velocidade para 300 rad/s. Percebe-se que o PCC atinge o regime

décimos de segundos antes que o PTC, contudo, pode-se afirmar que ambos atingem rapidamente a referência, não havendo grandes divergências para essa questão.

Figura 4.11 – Resultados de simulação para o controle preditivo para degrau de velocidade. (a) Corrente do rotor PCC. (b) Corrente do rotor PTC. (c) Corrente do estator PCC. (d) Corrente do estator PTC.



Fonte: resultados de simulação.

O conjugado eletromagnético durante a variação de velocidade pode ser para visualizado nas Figuras 4.10c e 4.10d para o PCC e PTC, respectivamente. O seu valor médio em regime para esse sistema é -2 N.m. Ao elevar a velocidade, o conjugado tende a ficar positivo com o aumento da velocidade. Contudo, para que o sistema gere energia, o conjugado não pode ser positivo ( $c_e \leq 0$ ), saturando sua referência no valor nulo até que a velocidade da máquina atinja sua referência. Ao atingi-la, o conjugado volta ao seu valor em regime. Já ao diminuir a velocidade de referência, o conjugado eleva-se negativamente até que a velocidade da máquina alcance seu novo valor. Quanto maior a variação de velocidade, maior o pico de conjugado. Nota-se que o pico do PTC é bem menor do que o do PCC.

Quanto ao fluxo rotórico, durante a variação de velocidade há uma alteração do seu valor de regime, como é mostrado nas Figuras 4.10e e 4.10f para o PCC e PTC, respectivamente. O PCC apresenta uma variação quase 3 vezes maior comparado ao PTC no instante de 6,5 segundos quando a velocidade de referência diminui.

Já nas Figuras 4.11a e 4.11b são apresentadas as correntes  $dq$  do rotor para o PCC e o PTC, respectivamente. Percebe-se que a frequência de ambas é alterada com a variação da velocidade durante o transitório e em regime, dependendo da proximidade da velocidade da

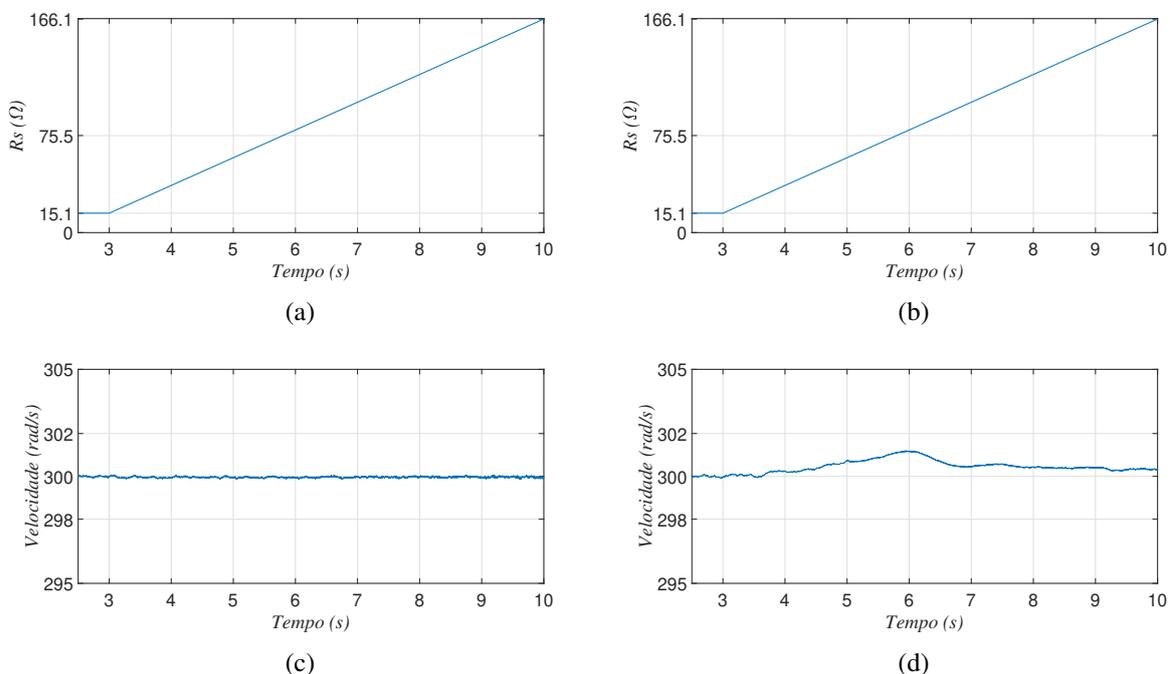
máquina à velocidade síncrona. Além disso, há o pico de corrente no instante da diminuição da velocidade com a mesma amplitude para ambas as técnicas.

Nas Figuras 4.11c e 4.11d é mostrada a corrente do estator em uma de suas fases para o PCC e o PTC, respectivamente, para esse cenário de variação de velocidade. Para o PCC, mesmo durante a transição, a frequência do estator permanece constante em 50 Hz. Já no PTC isso não acontece. Mesmo que durante o regime permanente a frequência permaneça a mesma, durante a transição ela varia. Durante a variação de velocidade positiva, houve diminuição da frequência, enquanto durante a variação negativa, ocorreu o aumento.

Assim, conclui-se que tanto o PCC quanto o PTC conseguem apresentar uma boa resposta dinâmica, atingindo a referência de velocidade rapidamente, iniciando um novo regime permanente. Durante as variações, o PTC apresentou menores variações de conjugado e fluxo comparado ao PCC, demonstrando a eficácia do seu controle. Quanto ao pico das correntes do rotor e do estator, as duas técnicas apresentam mesmo valor, contudo o PCC reduz sua amplitude para o valor de regime mais rápido do que o PTC.

#### 4.2.2.2 Variações paramétricas

Figura 4.12 – Resultados de simulação mediante variação do  $r_s$ . (a) Variação  $r_s$  PCC. (b) Variação  $r_s$  PTC. (c) Velocidade da máquina PCC. (d) Velocidade da máquina PTC.



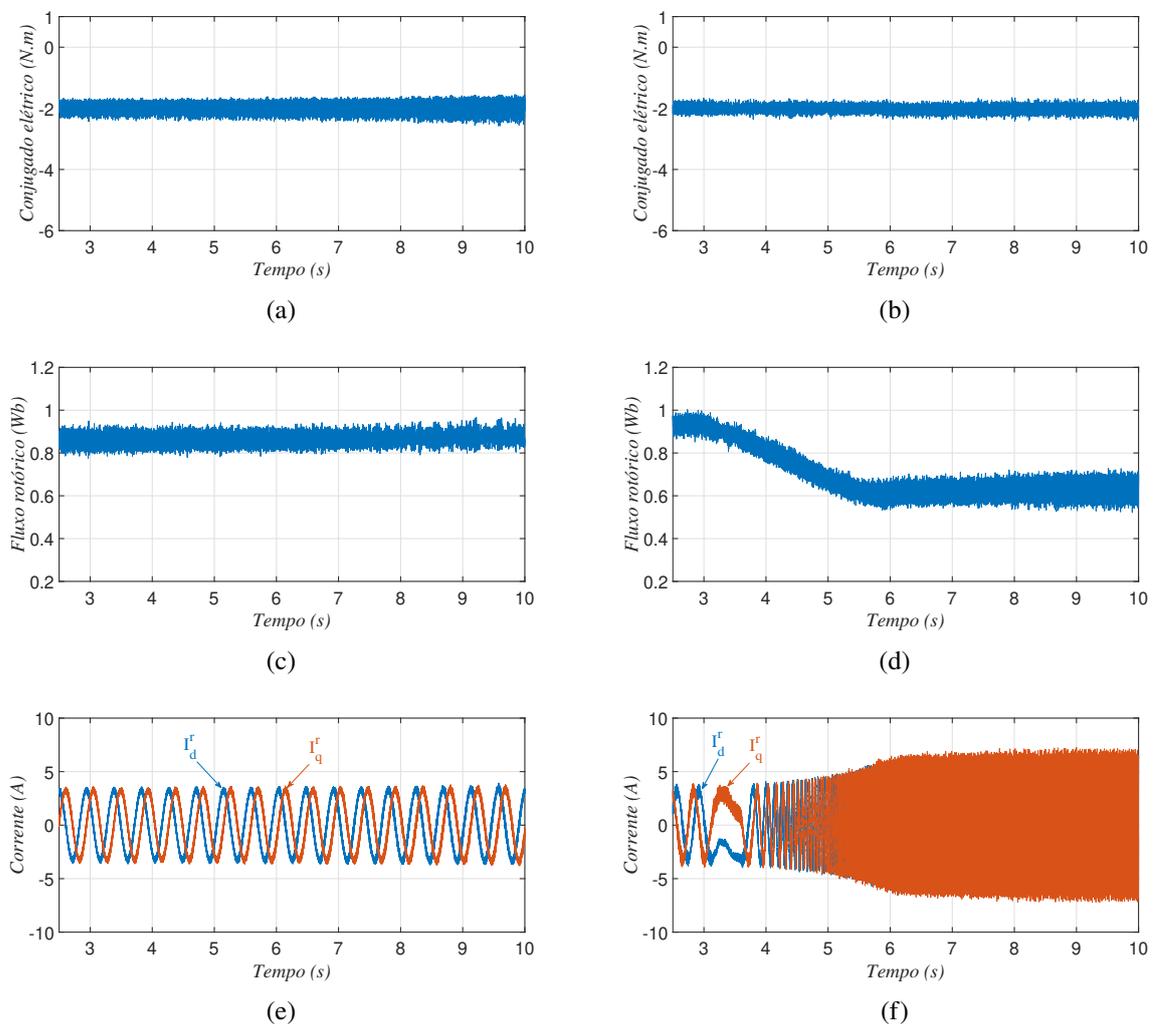
Fonte: resultados de simulação.

Os parâmetros de uma máquina são difíceis de determinar com precisão quando ela está operando, principalmente por se alterarem com a temperatura. Assim, torna-se importante verificar o comportamento do sistema para essas variações. Com esse intuito, serão apresentadas

as respostas do sistema DFIG-DC ao realizar variações de até 1000% na resistência estática ( $r_s$ ), de 2300% na resistência rotórica ( $r_s$ ) e de 750% na indutância magnetizante ( $l_m$ ) com seus valores sendo modificados a partir de três segundos, para uma velocidade de 300 rad/s e tensão de barramento de 250 V. Por não ser trivial realizar essa alteração nos componentes da máquina, os parâmetros foram alterados nos controles.

#### 4.2.2.2.1 Resistência estática

Figura 4.13 – Resultados de simulação mediante variação do  $r_s$ . (a) Conjugado eletromagnético PCC. (b) Conjugado eletromagnético PTC. (c) Fluxo rotórico PCC. (d) Fluxo rotórico PTC. (e) Corrente do rotor PCC. (f) Corrente do rotor PTC.



Fonte: resultados de simulação.

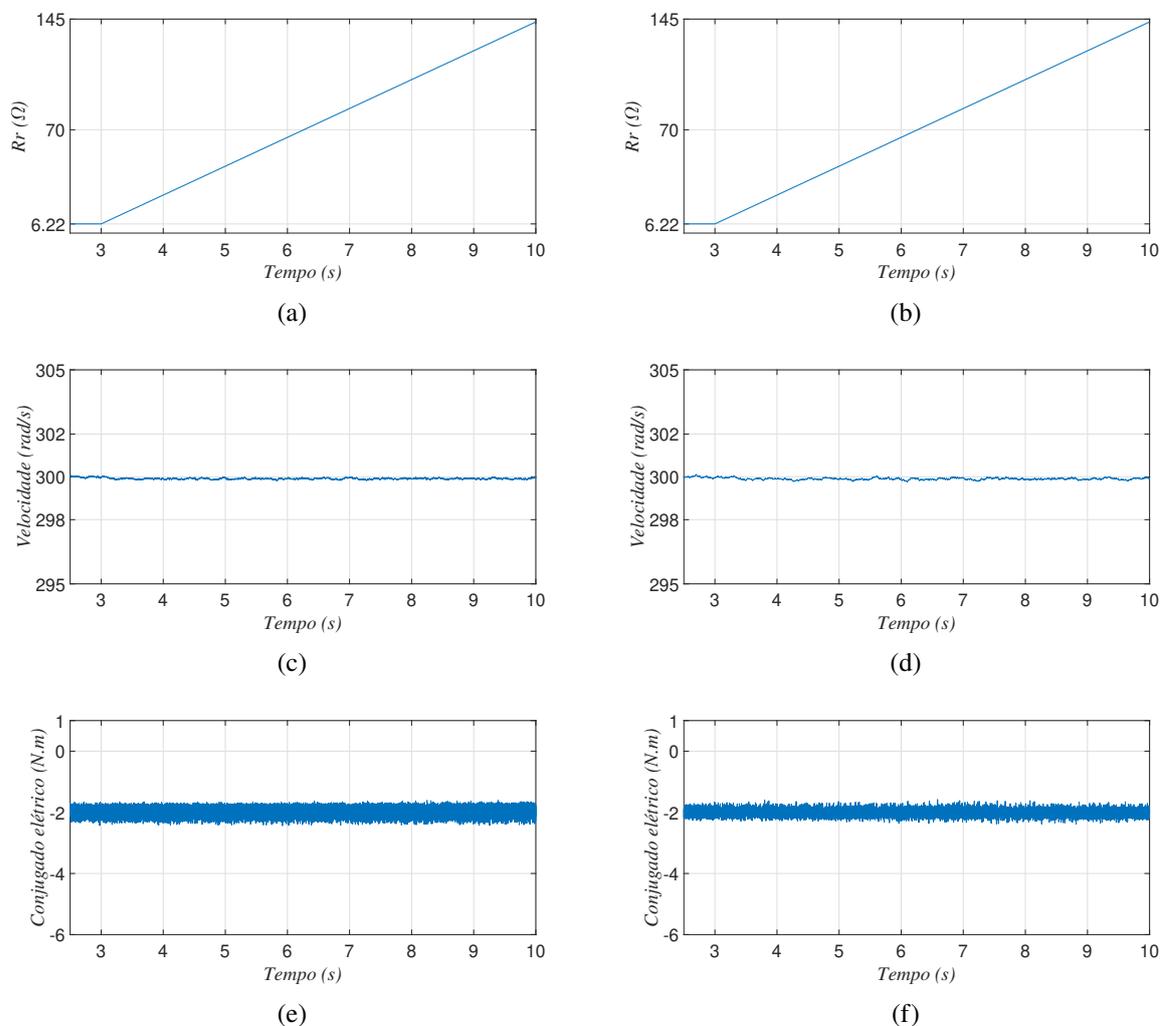
Quanto à variação da resistência estática, nas Figuras 4.12 e 4.13 são mostrados os resultados do sistema para o PCC e o PTC, respectivamente. As imagens iniciam-se com o sistema em regime e, em três segundos, o parâmetro começa a variar, como é visualizado nas Figuras 4.12a e 4.12b para o PCC e PTC, respectivamente. Nota-se que mesmo com a elevação da

resistência estática em 1000%, saindo de  $15,1 \Omega$  até cerca de  $166,1 \Omega$ , o PCC não apresentou nenhuma alteração dos principais parâmetros: velocidade, Fig. 4.12c; conjugado, Fig. 4.13a; fluxo rotórico, Fig. 4.13c; corrente rotórica, Fig. 4.13e.

Já o PTC, assim que há a mudança de  $r_s$  em 3 segundos, o fluxo rotórico (Fig. 4.13d) e a corrente rotórica (Fig. 4.13f) são afetados rapidamente. Apesar do conjugado (Fig. 4.13b) continuar em regime, há também uma pequena alteração na velocidade (Fig. 4.12d). Com isso, pode-se afirmar que o PCC é bem mais robusto à variação do parâmetro  $r_s$  do que o PTC.

#### 4.2.2.2 Resistência rotórica

Figura 4.14 – Resultados de simulação mediante variação do  $r_r$ . (a) Variação  $r_r$  PCC. (b) Variação  $r_r$  PTC. (c) Velocidade da máquina PCC. (d) Velocidade da máquina PTC. (e) Conjugado eletromagnético PCC. (f) Conjugado eletromagnético PTC.



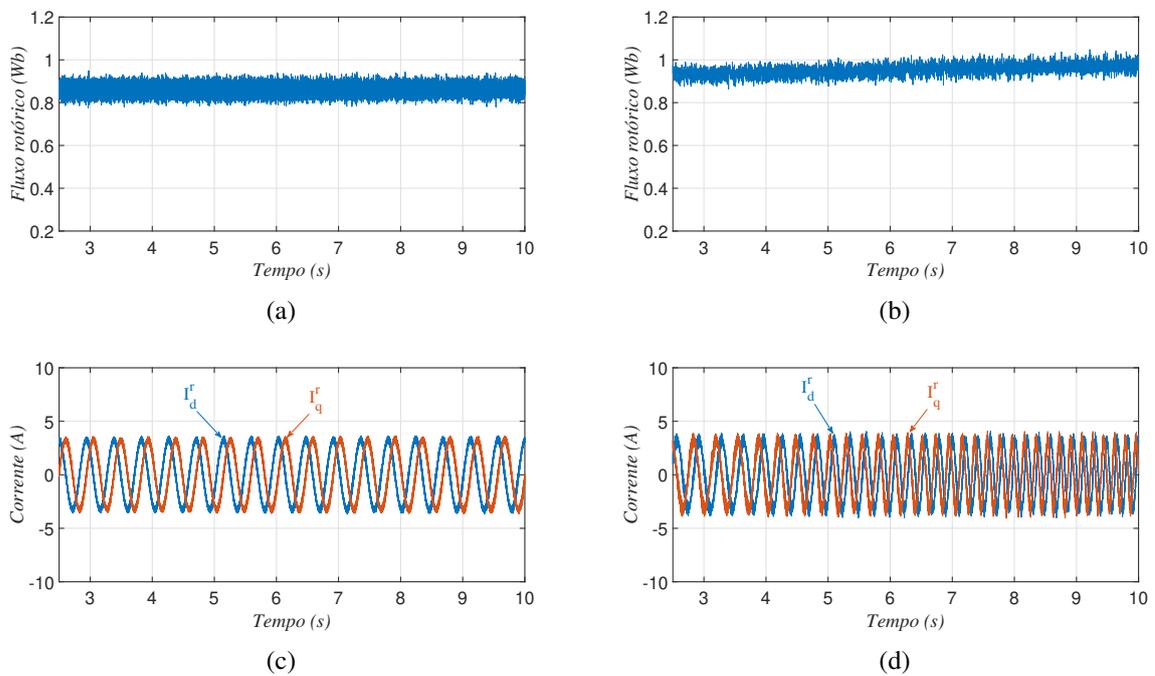
Fonte: resultados de simulação.

Para a resistência rotórica, a resposta do sistema quanto à sua elevação em até 2300%, partindo de  $6,22 \Omega$  até  $143 \Omega$ , pode ser visualizada nas Figuras 4.14 e 4.15 para o PCC e PTC. O

sistema entra em regime e, em três segundos, o parâmetro começa a variar, como é visualizado nas Figuras 4.14a e 4.14b para o PCC e PTC, respectivamente. A velocidade, o conjugado, o fluxo rotórico e a corrente rotórica do PCC mostrados nas Figuras 4.14c, 4.14e, 4.15a e 4.15c, respectivamente, permaneceram sem alteração com a variação da resistência rotórica.

Em relação ao PTC, essas variáveis são mostradas nas Figuras 4.14d, 4.14f, 4.15b e 4.15d, respectivamente. Nota-se que a elevação da resistência rotórica aumenta paulatinamente o fluxo rotórico e a frequência da corrente rotórica. Entretanto, mesmo com o aumento expressivo do valor nominal de  $r_r$ , dos valores do fluxo e da variação da frequência das correntes rotóricas, pode ser que ele não perca o controle. Desse modo, constata-se que o aumento da resistência rotórica não alterou o comportamento do sistema em geral de ambas as técnicas.

Figura 4.15 – Resultados de simulação mediante variação do  $r_r$ . (a) Fluxo rotórico PCC. (b) Fluxo rotórico PTC. (c) Corrente do rotor PCC. (d) Corrente do rotor PTC.

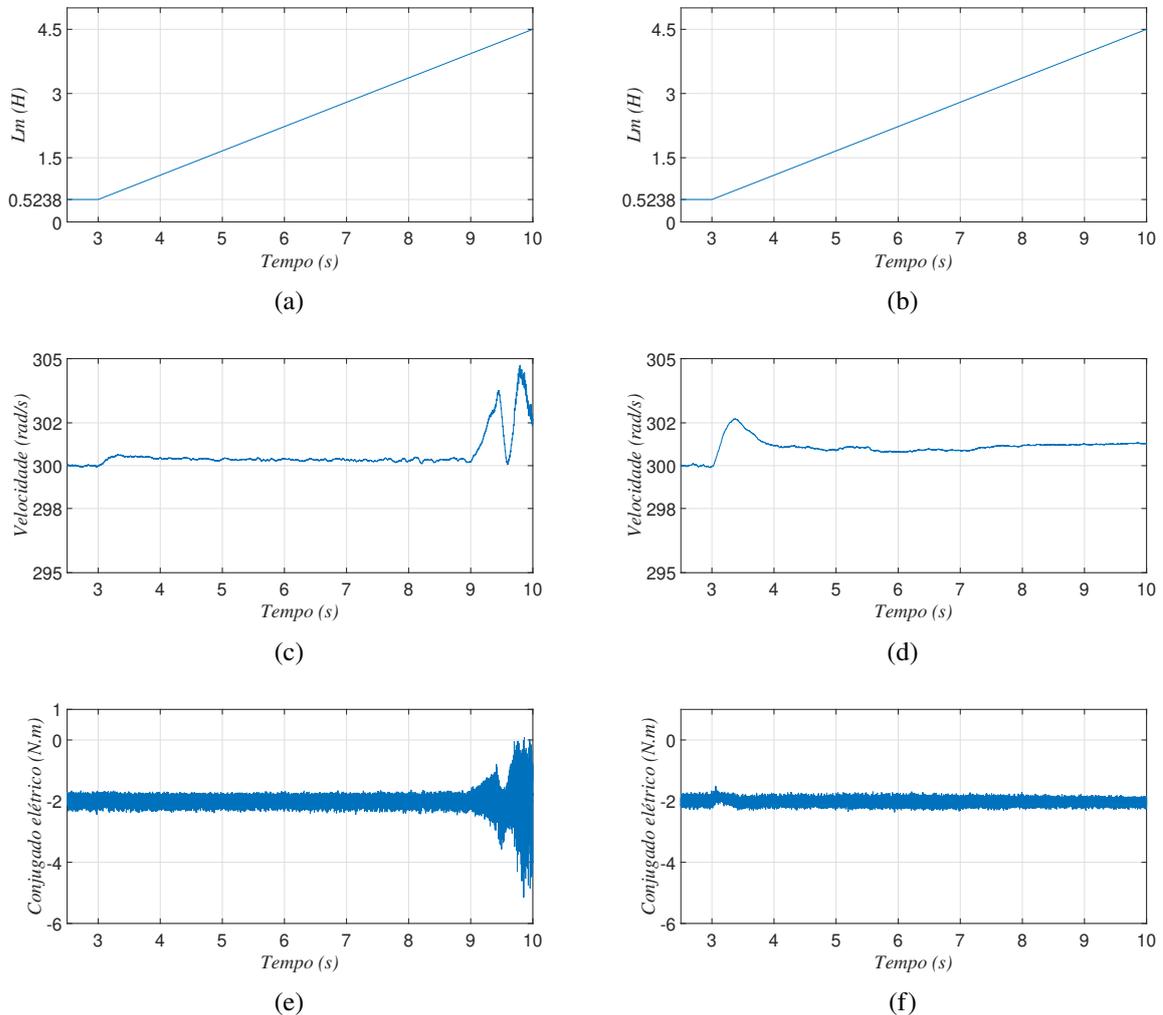


Fonte: resultados de simulação.

#### 4.2.2.2.3 Indutância magnetizante

Nas Figuras 4.16 e 4.17 são apresentados os resultados correspondentes à variação da indutância magnetizante ( $l_m$ ) do sistema para o PCC e PTC. Assim como nos casos anteriores, após o sistema atingir o regime, o parâmetro  $l_m$  começa a variar em três segundos, como é visualizado nas Figuras 4.16a e 4.16b para o PCC e o PTC, respectivamente. É possível perceber que a velocidade da máquina no PCC e no PTC mostradas nas Figuras 4.16c e 4.16d, respectivamente, tem uma leve alteração no início da variação do parâmetro, mas logo busca voltar ao seu valor de regime. Entretanto, quando a indutância magnetizante atinge o valor de 3,9

Figura 4.16 – Resultados de simulação mediante variação da  $l_m$ . (a) Variação  $l_m$  PCC. (b) Variação  $l_m$  PTC. (c) Velocidade da máquina PCC. (d) Velocidade da máquina PTC. (e) Conjugado eletromagnético PCC. (f) Conjugado eletromagnético PTC.



Fonte: resultados de simulação.

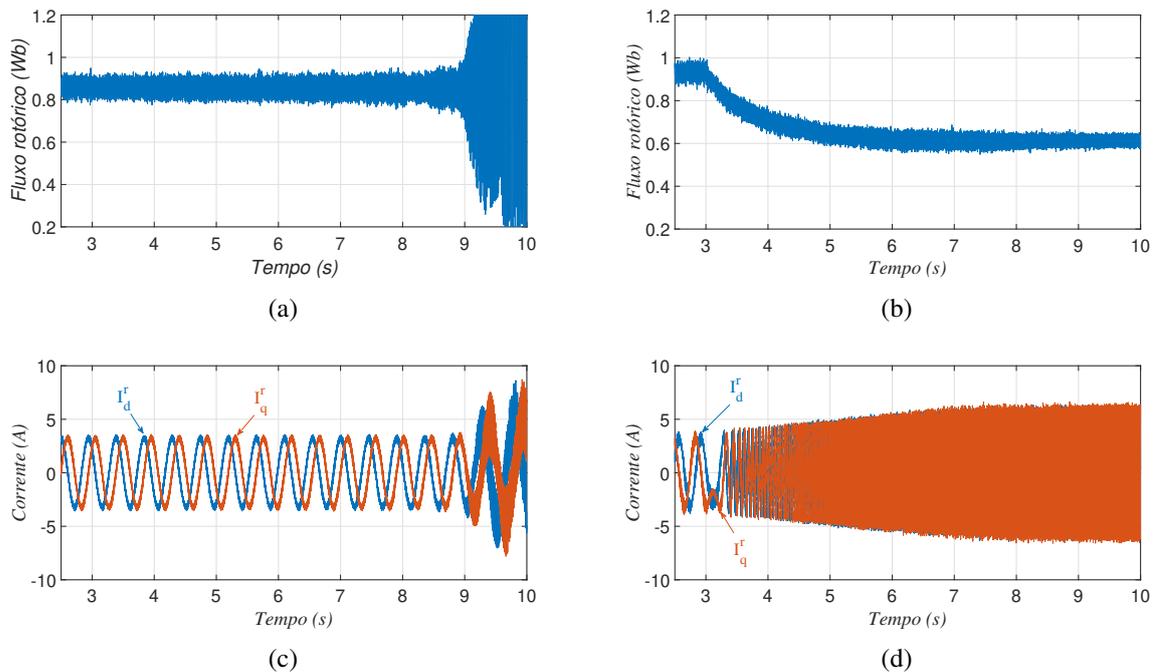
H, em 8,9 segundos, que representa um aumento cerca de 650% do valor nominal, o sistema do PCC diverge. Todavia, antes disso, o sistema consegue se manter estável por uma ampla faixa de variação de  $l_m$ .

Já no PTC, o fluxo rotórico diminui com o aumento de  $l_m$  até atingir um novo patamar próximo de 0,6 Wb, como é mostrado na Figura 4.17b, distanciando-se da sua referência. Junto a isso, a frequência da corrente rotórica eleva-se bastante, como é exposto na Figura 4.17d. O conjugado, mostrado na Figura 4.16f é a única variável que não se modifica. Desse modo, devido ao fluxo não ficar estável no valor de referência (0,93 Wb) em regime, afirma-se que o sistema do PTC perde o controle nesse cenário.

Logo, conclui-se que tanto o PCC quanto o PTC são robustos para a variação da resistência rotórica. Para a resistência estatórica, o PCC apresenta melhor desempenho que o PTC por

não variar nenhum parâmetro ao longo de toda a variação de 1000%. E quanto à indutância magnetizante, conclui-se que o PCC apresenta uma maior faixa de estabilidade em relação ao PTC. Assim, o PCC é mais robusto para controlar o sistema com a alteração paramétrica realizada para até cerca de 600% do valor nominal de  $l_m$ .

Figura 4.17 – Resultados de simulação mediante variação da  $l_m$ . (a) Fluxo rotórico PCC. (b) Fluxo rotórico PTC. (c) Corrente do rotor PCC. (d) Corrente do rotor PTC.



Fonte: resultados de simulação.

### 4.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados resultados de simulações para os controles preditivo de corrente e preditivo de fluxo e conjugado aplicados ao DFIG-DC. Foram analisados resultados em regime permanente, além de resultados de transição com variação em degrau de velocidade e de parâmetros da máquina. Os dois controles apresentaram desempenho similar em geral.

Em regime permanente, as diferenças mais notáveis nos resultados de simulação foram que o PCC apresenta melhor qualidade de corrente tanto do rotor, como do estator, e menor frequência de chaveamento, enquanto o PTC possui melhores resultados de fluxo rotórico e de conjugado eletromagnético, com menor *ripple*.

Durante o transitório de velocidade, as duas técnicas conseguem controlar a velocidade com eficiente resposta dinâmica. As maiores diferenças encontram-se nas baixas variações de conjugado e fluxo rotórico durante as transições do PTC comparado ao PCC.

Para as variações paramétricas da resistência estatórica, da resistência rotórica e da indutância mútua, o PCC mostra ser muito robusto para as variações de  $r_s$  e  $r_r$ , e robusto até 600%

de  $l_m$ . Enquanto o PTC se mostra apenas muito robusto para variação de  $r_r$ , pois há variação no fluxo rotórico com o aumento de  $r_s$  e de  $l_m$ .

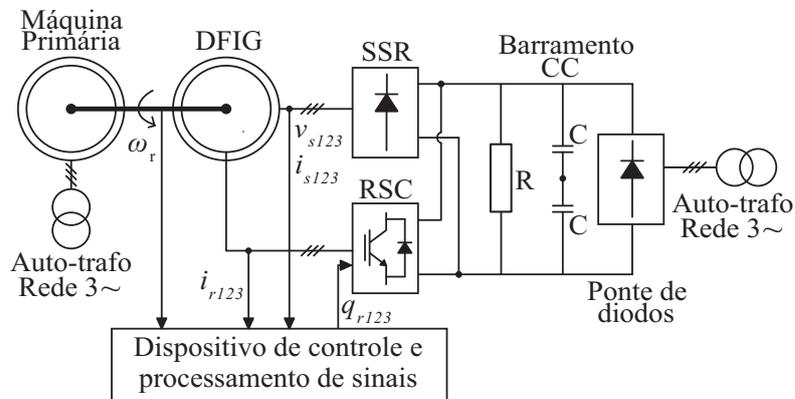
## 5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo, são apresentados os resultados experimentais para o sistema DFIG-DC com SSR e RSC, comparando as técnicas PCC e PTC. Inicialmente, os dispositivos utilizados na bancada são descritos, detalhando-se também as soluções cabíveis para melhor reproduzir o sistema de geração eólico conectado ao barramento CC. Os experimentos foram realizados para o regime permanente, transitório de velocidade e variações paramétricas da resistência do estator, do rotor e da indutância magnetizante.

### 5.1 PARÂMETROS DO EXPERIMENTO

A fim de averiguar o correto funcionamento do sistema DFIG-DC com as técnicas de FCS-MPC, foi montado o experimento conforme esquema ilustrado na Figura 5.1. O dispositivo de controle e processamento de sinais empregado é o Processador Digital de Sinais (*DSP* - do inglês *Digital Signal Processor*) TMS320F28335 equipado com quatro sensores de corrente e dois de tensão. O osciloscópio utilizado na aquisição dos resultados foi o Agilent modelo DSO-X 3014A 100 MHz e as chaves comutadoras de potência são da fabricante *Semikron* modelo SKM50GB123D. Os parâmetros utilizados no experimento são especificados na Tabela 5.1.

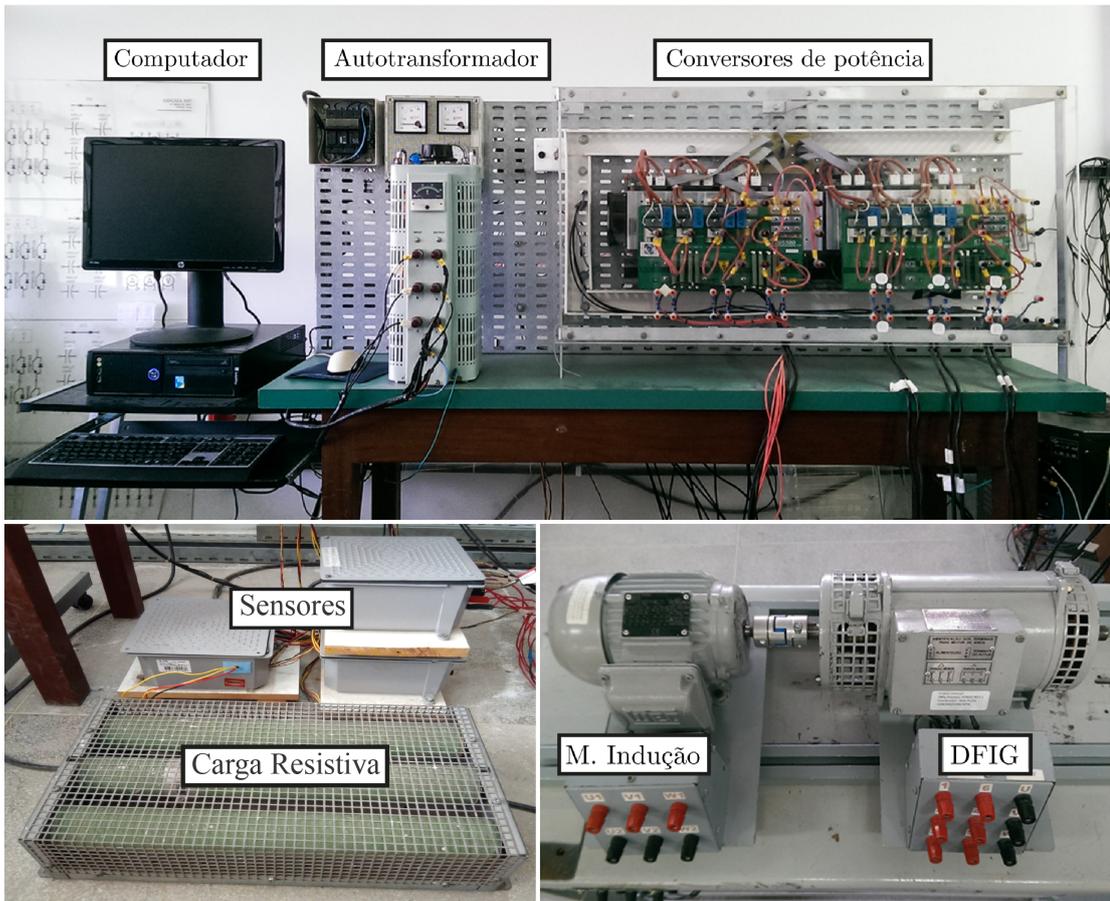
Figura 5.1 – Esquema geral da montagem experimental.



Fonte: elaborada pelo autor.

Os equipamentos usados para o experimento são mostrados na Figura 5.2. O computador aplica o programa para o DSP, o qual realiza o processamento e comando dos sinais do sistema. O período de amostragem do DSP é de  $100 \mu s$  e cada variável obtida por ele possui 500 amostras. Um autotransformador alimenta o barramento CC, através da ponte de diodos, e assim como na simulação, dependendo do cenário do experimento, o barramento CC pode ter tensão  $E$  de 250 V ou 300 V. Um outro autotransformador alimenta a máquina primária de indução, a qual possui a função de impor o conjugado mecânico do sistema, emulando o funcionamento de uma turbina eólica. A máquina primária possui seu eixo acoplado ao eixo do DFIG, fazendo-o rotacionar com a mesma velocidade. Por sua vez, o DFIG possui os seus terminais do rotor e do estator

Figura 5.2 – Computador, autotransformador e bancada experimental.



Fonte: elaborada pelo autor.

Tabela 5.1 – Parâmetros do sistema e do controle utilizados no experimento.

	Parâmetro	Valor
$E$	Tensão do barramento CC	250 V ou 300 V
$T_s$	Período de amostragem do DSP	100 $\mu$ s
$\tau_s$	Tempo de acomodação do controle	1,5 s
$\xi$	Fator de amortecimento	0,7
$\lambda_r$	Fluxo rotórico de referência	0,93 Wb
$k_\lambda$	Peso para o fluxo rotórico	5
$k_{p\lambda}$	Ganho proporcional do estimador de fluxo	20
$k_{i\lambda}$	Ganho integrador do estimador de fluxo	4000
$C$	Capacitância total do barramento CC	4400 $\mu$ F
$R$	Carga resistiva	462 $\Omega$
$\omega_s$	Velocidade síncrona para PCC	314 rad/s

Fonte: elaborada pelo autor.

conectados ao seus respectivos conversores de potência. O conversor controlado do lado do rotor (RSC) e o retificador a diodos do lado do estator (SSR) estão representados na imagem pelos conversores de potência, bem como o barramento CC, o qual é formado por dois capacitores em série, conforme visualizado na Figura 5.1. Pode-se também observar a caixa dos sensores de

Tabela 5.2 – Parâmetros do DFIG no experimento.

	Parâmetro	Valor
$P_n$	Potência nominal	0,56 kW / 0,75 HP
$r_s$	Resistência ohmica estatórica	15,1 $\Omega$
$l_{ls}$	Indutância do estator	563,7 mH
$r_r$	Resistência ohmica rotórica	6,22 $\Omega$
$l_{lr}$	Indutância de dispersão rotórica	563,7 mH
$l_m$	Indutância magnetizante	523,8 mH
$v_{sn}$	Tensão nominal do estator	220 V / 380 V
$v_{sr}$	Tensão nominal do rotor	200 V
$i_{sn}$	Corrente nominal do estator	1,9 A / 1,1 A
$i_{rn}$	Corrente nominal do rotor	1,8 A
$\omega_n$	Velocidade nominal	400 rad/s
$f_n$	Frequência nominal	60 Hz
$FP$	Fator de potência	0,77
$p$	Números de pólos	2
$N_s/N_p$	Relação de espiras do estator e do rotor	1,82/1

Fonte: elaborada pelo autor.

tensão e de corrente, assim como a carga resistiva. Esta deve ser implementada no experimento pelo fato da potência gerada pelo DFIG-DC necessitar ser dissipada, pois não há a possibilidade de ser escoada para a rede.

Os parâmetros do controle também estão presentes na Tabela 5.1. Para a função custo do PTC, foi inserido um fator de ponderação de valor 5 para o fluxo rotórico ( $k_\lambda$ ) assim como na simulação, também escolhido através de uma sequência criteriosa de testes experimentais, sendo ele o que demonstrou melhores resultados para o fluxo rotórico e o conjugado, com menor *ripple*. Com mesmo valor da simulação, também tem-se o fator de amortecimento de 0,7. Já o tempo de acomodação escolhido foi mais elevado do que a simulação, pois o sistema, durante o experimento, atingia níveis elevados de corrente nas variações. Assim, a forma escolhida para reduzir essas correntes foi deixar o controle mais lento, aumentando-se o valor do tempo de acomodação. Esse aumento, contudo, não acarretou em mudanças notáveis na dinâmica do sistema durante o experimento. Os ganhos do observador de fluxo também ficaram diferentes da simulação, sendo escolhido os valores após análises criteriosas de testes experimentais. A frequência síncrona utilizada para o controle do PCC foi de 50 Hz e, com isso, a velocidade síncrona é 314 Hz. Isso foi configurado para que pudesse ser possível observar o sistema nos modos subsíncrono e supersíncrono.

Já os parâmetros das máquinas do sistema estão detalhados nas Tabelas 5.2 e 5.3 para o DFIG e para a máquina de indução, respectivamente. O conjugado mecânico do sistema é imposto através da máquina de indução, podendo varia-lo pela tensão inserida.

Tabela 5.3 – Dados catalogados e placa de identificação do motor de indução tipo gaiola de esquilo.

	Parâmetro	Valor
$P_n$	Potência nominal	0,55 kW / 0,75 HP
$c_n$	Conjugado nominal	0,158 kgf · m
$i_p/i_n$	Corrente com rotor bloqueado	5,6
$c_p/c_n$	Conjugado de partida	2,3
$c_m/c_n$	Conjugado máximo	2,4
$\omega_{rn}$	Rotações por minuto	3400 rpm
$\eta$	Rendimento	70%
FP	Fator de potência	0,85
$f_n$	Frequência nominal	60 Hz
$v_{sn}$	Tensão nominal	220 V / 380 V
$i_{sn}$	Corrente nominal	2,43 A / 1,41 A

Fonte: Soares et al. (2018).

## 5.2 EXPERIMENTO DFIG-DC

### 5.2.1 Regime permanente

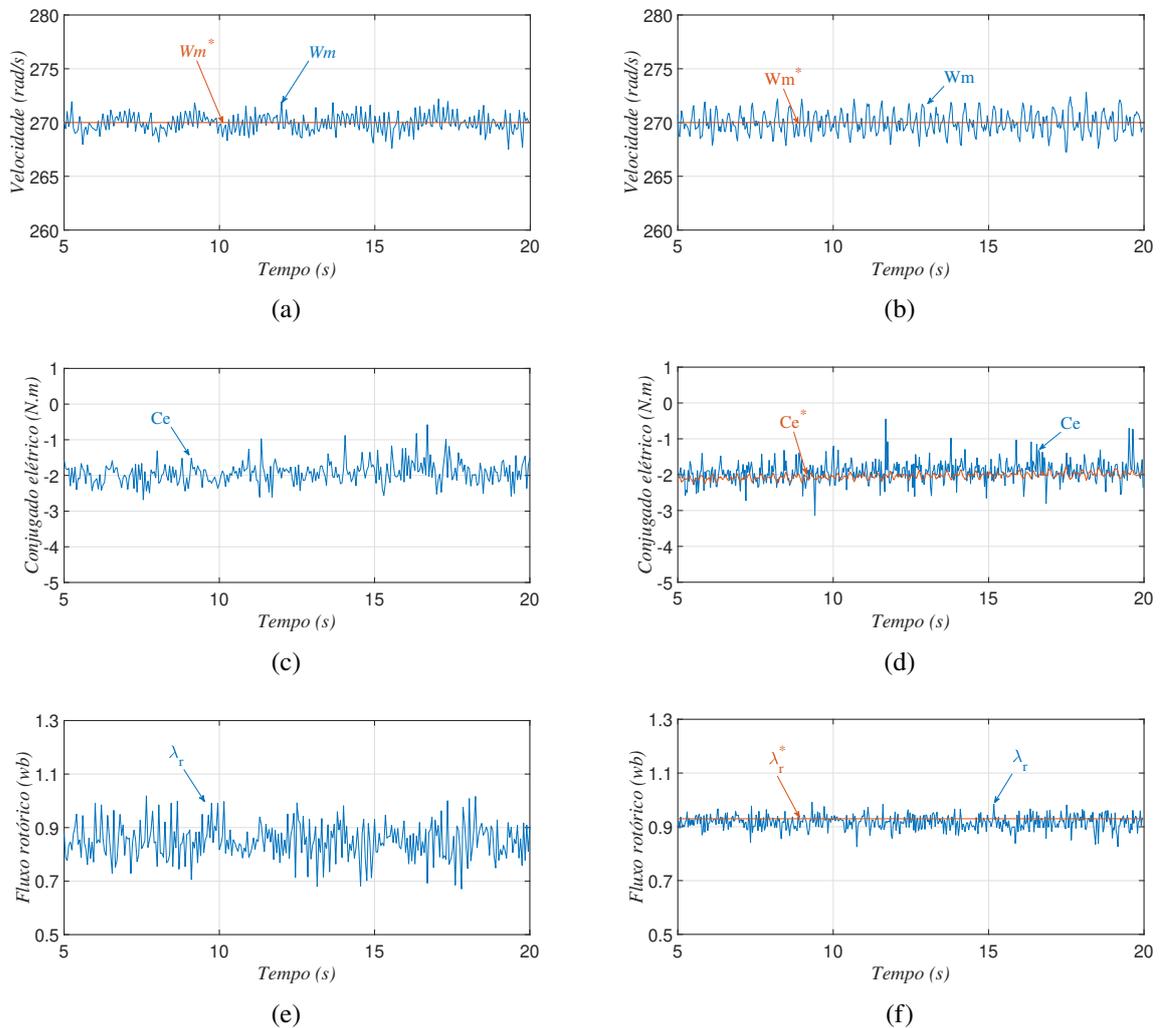
Os resultados experimentais em regime permanente podem ser visualizados da Figura 5.3 à Figura 5.10 adquiridos pelo DSP e pelo osciloscópio. Assim como na simulação, quatro cenários experimentais diferentes foram realizados e comparados entre os controles PCC e PTC. Para os três primeiros experimentos, a tensão de barramento foi fixada em 250 V e as velocidades de referência foram de 270 rad/s, 300 rad/s e 340 rad/s, respectivamente. Com isso pode-se analisar qual a influência da velocidade no sistema. No quarto experimento a tensão do barramento é elevada para 300 V e a velocidade fixada em 300 rad/s, sendo possível comparar a influência da tensão do barramento no sistema. Para facilitar a ordem desses diferentes resultados experimentais, cada um foi identificado como um cenário, como pode ser visualizado na Tabela 5.4. Para todos os casos, a frequência síncrona no PCC foi fixada em 50 Hz, para que fosse possível observar o comportamento subsíncrono e supersíncrono da máquina. Além disso, o fluxo rotórico no PTC foi fixado em seu valor nominal de 0,93 Wb.

Tabela 5.4 – Cenários dos resultados experimentais

Cenário	Barramento CC (V)	Velocidade (rad/s)
1	250	270
2	250	300
3	250	340
4	300	300

Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 5.3 – Resultados experimentais do controle preditivo em regime permanente para  $E=250$  V e  $\omega_m=270$  rad/s. (a) Velocidade da máquina PCC. (b) Velocidade da máquina PTC. (c) Conjugado PCC. (d) Conjugado PTC. (e) Fluxo rotórico PCC (f) Fluxo rotórico PTC.



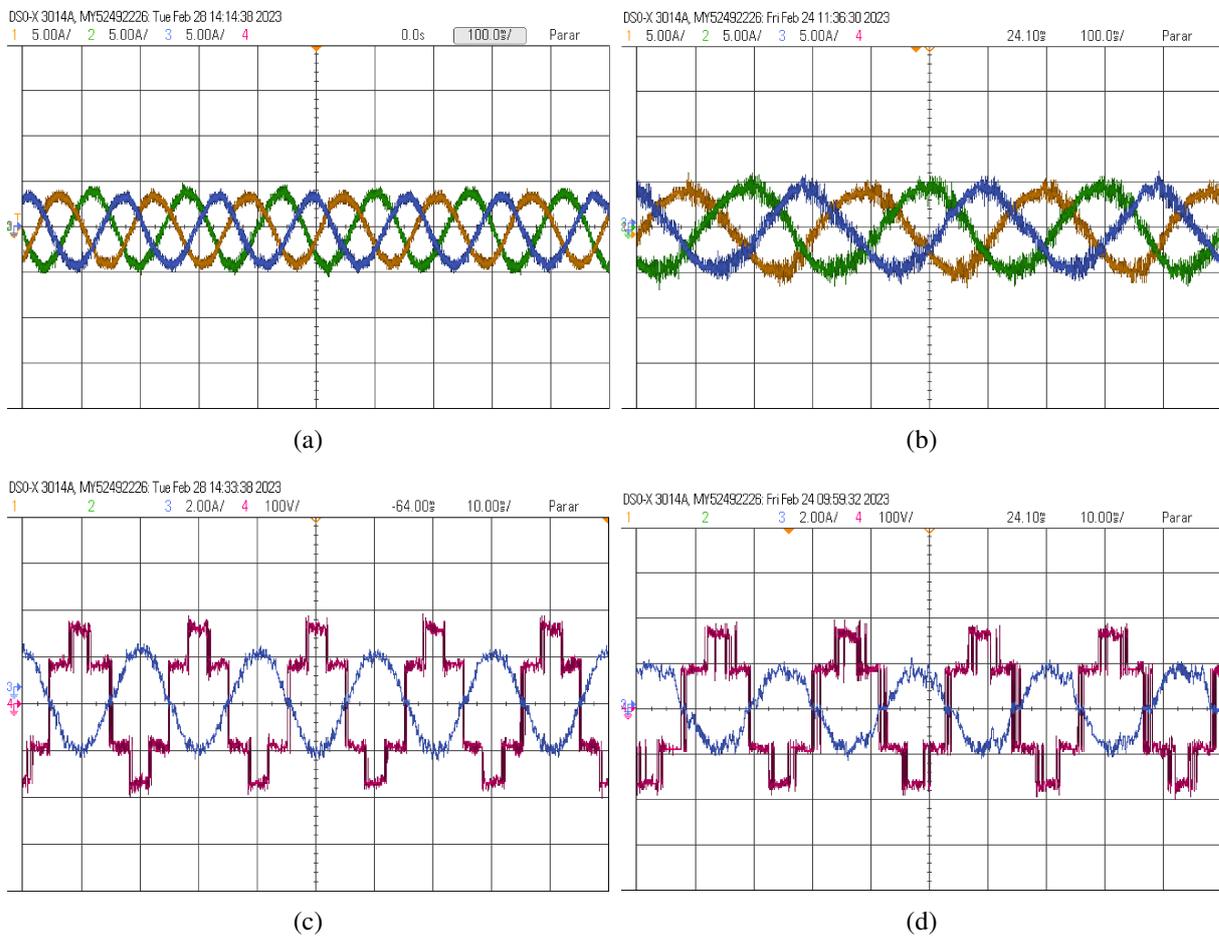
Fonte: resultados experimentais.

### 5.2.1.1 Cenário 1

Nas Figuras 5.3a e 5.3b, é mostrada a velocidade da máquina em regime permanente para o PCC e o PTC, respectivamente. Ambas as técnicas mantêm-se na velocidade de referência e operam abaixo da velocidade síncrona de 314 rad/s, fazendo o sistema trabalhar no modo subsíncrono.

Já o conjugado eletromagnético de ambos os controles apresentam comportamentos similares com média em  $-2$  N.m, como é mostrado pela Figura 5.3c, para o PCC, e Figura 5.3d, para o PTC. O fluxo rotórico é mostrado nas Figuras 5.3e e 5.3f para o PCC e o PTC respectivamente. Nota-se o excelente controle do fluxo para o PTC, além do seu baixo *ripple* comparado ao PCC.

Figura 5.4 – Resultados experimentais do controle preditivo em regime permanente para  $E=250$  V e  $\omega_m=270$  rad/s. (a) Corrente do rotor PCC. (b) Corrente do rotor PTC. (c) Tensão e corrente do estator PCC. (d) Tensão e corrente do estator PTC.



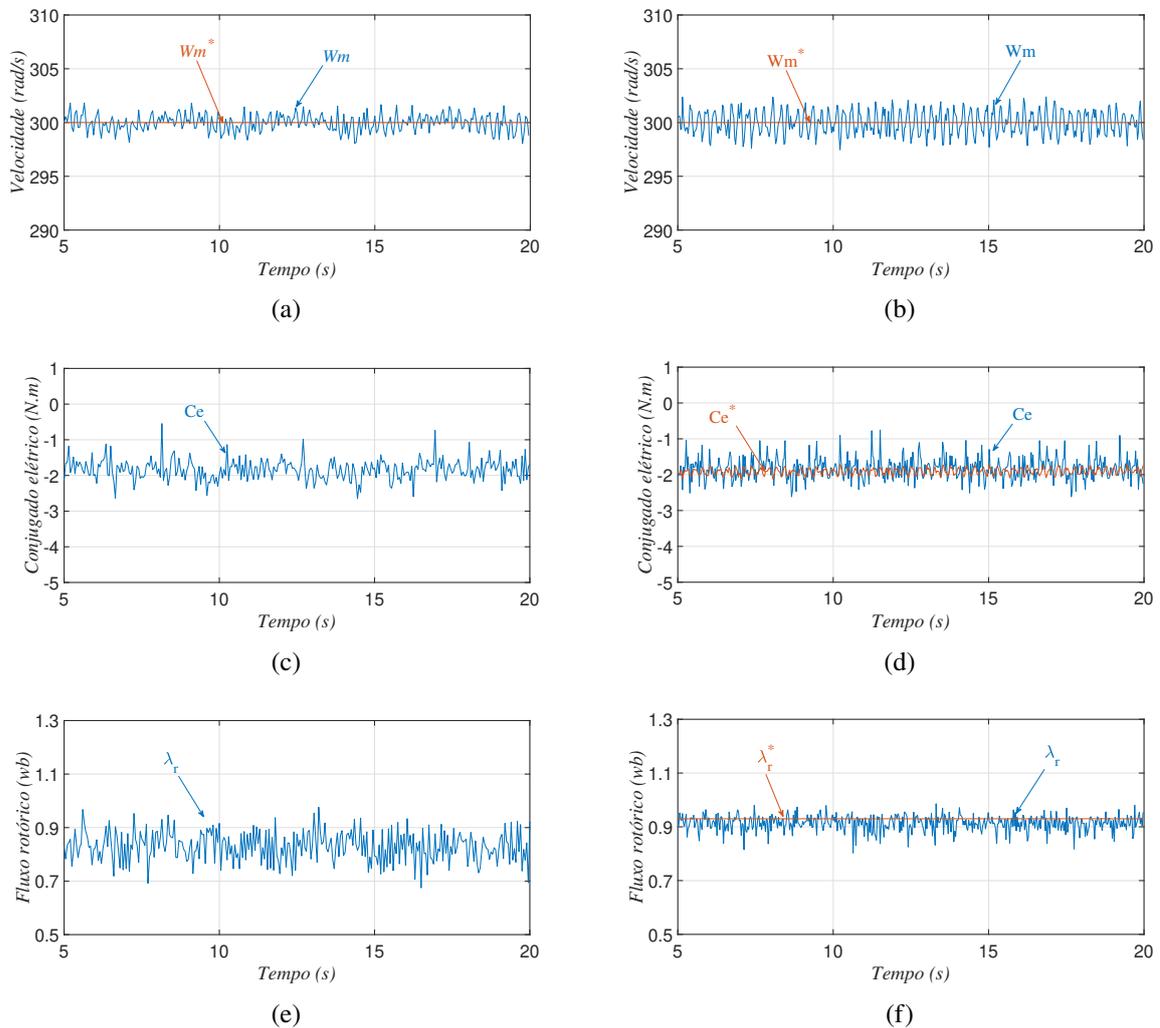
Fonte: resultados experimentais.

Quanto às correntes rotóricas, é perceptível que as frequências delas são diferentes entre o PCC e o PTC devido aos distintos pontos da velocidade síncrona. Junto a isso, nota-se a melhor qualidade das correntes do controle PCC, mostradas na Figura 5.4a, como também, da tensão e da corrente do estator, Figura 5.4c, em relação às do PTC, Figuras 5.4b e 5.4d. Quanto ao fator de potência unitário, ambas técnicas apresentam a corrente e tensão do estator defasadas em  $180^\circ$ . Chama-se atenção que as correntes estatóricas do PCC apresentam forma de onda senoidal apesar de se utilizar ponte a diodo.

### 5.2.1.2 Cenário 2

Neste cenário, a máquina opera em 300 rad/s para o PCC e o PTC, como é mostrada nas Figuras 5.5a e 5.5b, nesta ordem. Nota-se que esta última apresenta um maior *ripple* comparado àquela, apesar de ambas seguirem a referência imposta. Neste cenário, o PCC continua no modo subsíncrono, mas o PTC já ultrapassa a sua velocidade síncrona, e se enquadra no modo supersíncrono, como é discutido mais adiante.

Figura 5.5 – Resultados experimentais do controle preditivo em regime permanente para  $E=250$  V e  $\omega_m=300$  rad/s. (a) Velocidade da máquina PCC. (b) Velocidade da máquina PTC. (c) Conjugado PCC. (d) Conjugado PTC. (e) Fluxo rotórico PCC (f) Fluxo rotórico PTC.

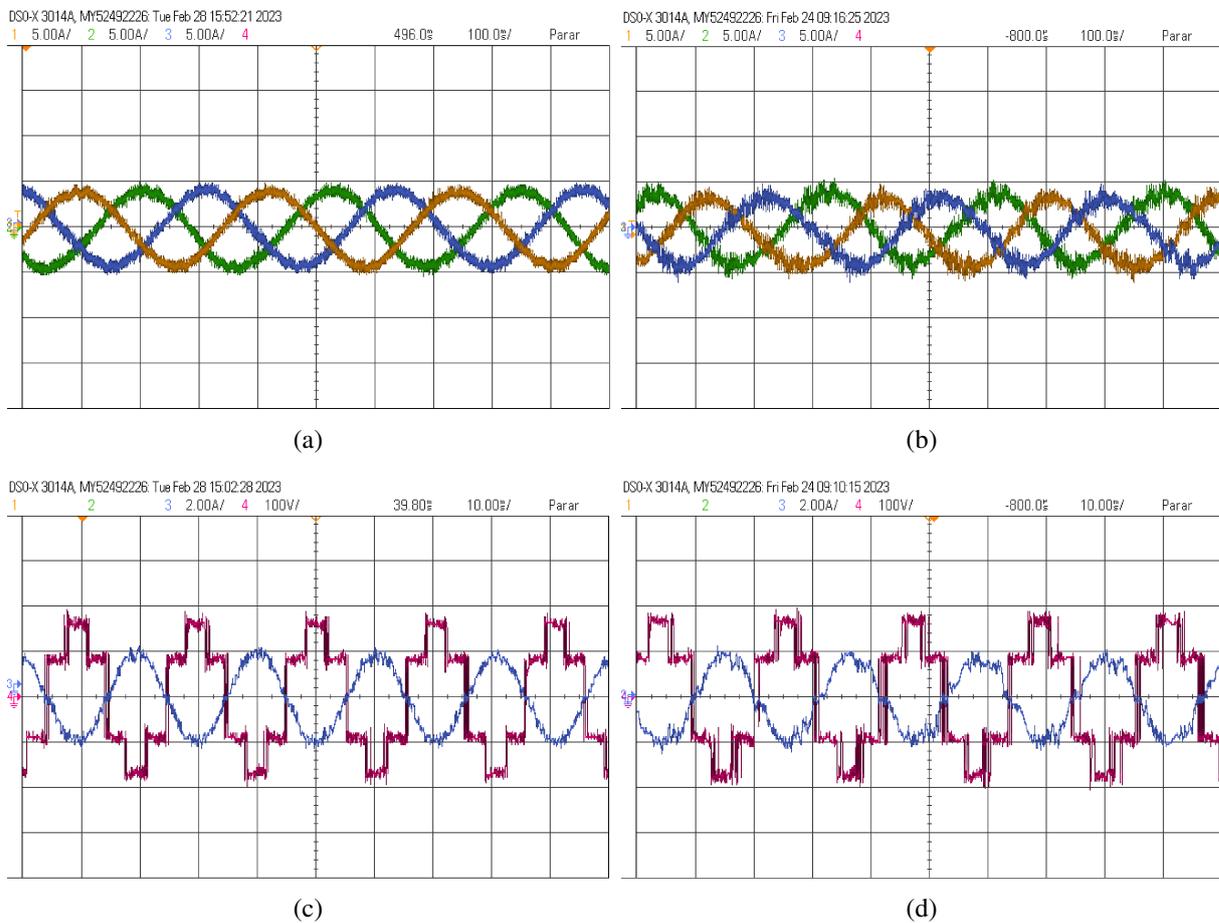


Fonte: resultados experimentais.

O conjugado eletromagnético é mostrado nas Figuras 5.5c e 5.5d para o PCC e o PTC, respectivamente. O valor médio se encontra próximo de  $-2$  N.m, e apresenta *ripple* similares entre as técnicas. O fluxo rotórico é mostrado nas Figuras 5.5e e 5.5f para o PCC e o PTC respectivamente. Percebe-se que o controle do fluxo para o PTC segue a referência e apresenta menor *ripple* comparado ao PCC.

As correntes rotóricas, exibidas nas Figuras 5.6a, para o PCC, e 5.6b, para o PTC, apresentam menores distorções naquele em relação ao último. Além disso, percebe-se que a frequência da corrente rotórica no PCC está bem menor, comparado com o cenário anterior, pelo fato da velocidade da máquina estar mais próxima da síncrona, mas ainda no modo subsíncrono. Já a frequência dessa corrente no PTC é aproximadamente a mesma da anterior. Entretanto, a sequência das fases está diferente, o que comprova que passou para o modo supersíncrono. Quanto à corrente e à tensão estatórica, em ambos os casos, apresentam defasamento de  $180^\circ$

Figura 5.6 – Resultados experimentais do controle preditivo em regime permanente para  $E=250$  V e  $\omega_m=300$  rad/s. (a) Corrente do rotor PCC. (b) Corrente do rotor PTC. (c) Tensão e corrente do estator PCC. (d) Tensão e corrente do estator PTC.



Fonte: resultados experimentais.

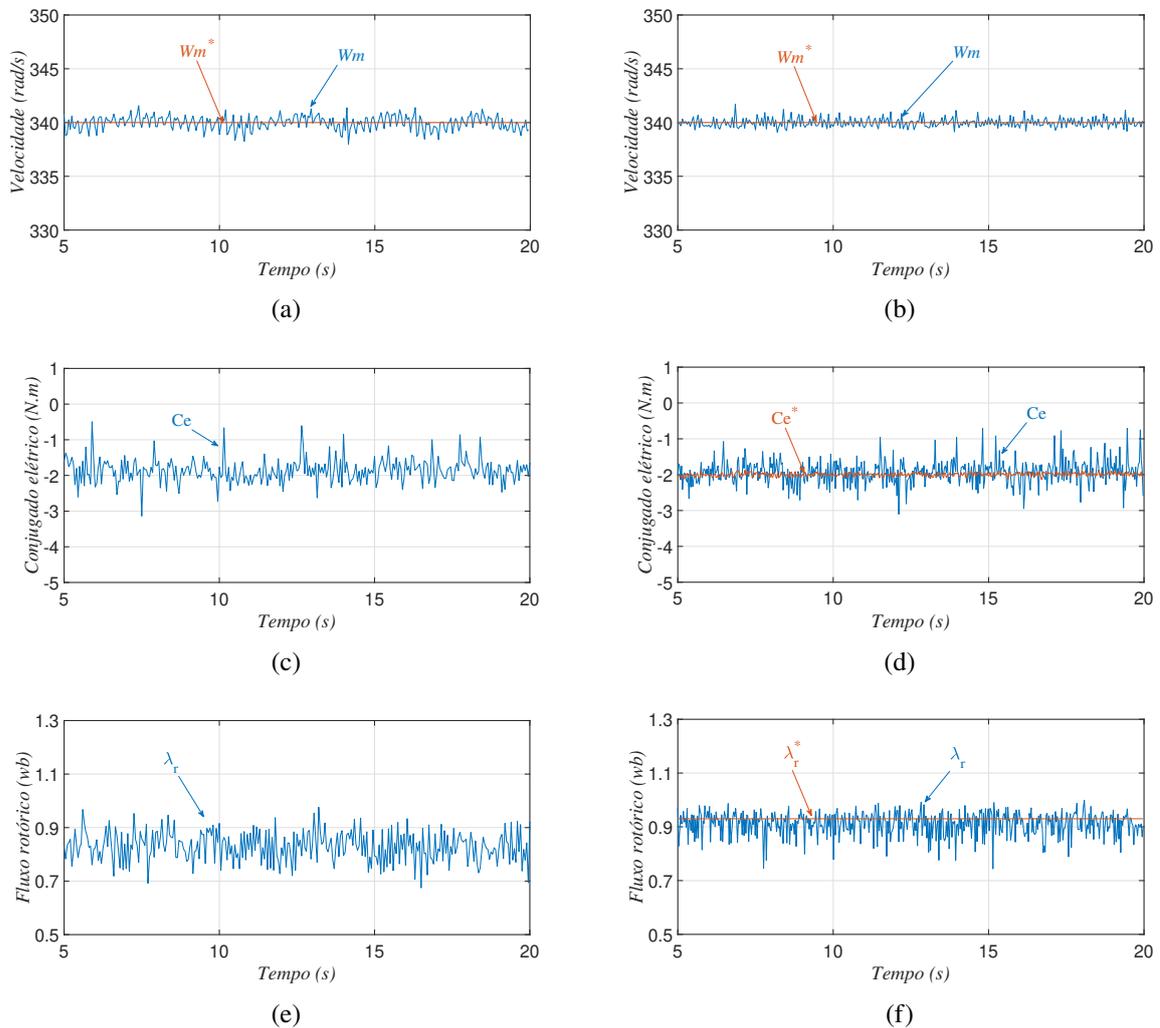
entre elas e com qualidade ao PCC. O resultado dessas variáveis para o PCC pode ser visualizado na Figura 5.6c e para o PTC, Figura 5.6d. A corrente do estator obtida com o PCC é bem melhor

### 5.2.1.3 Cenário 3

Nas Figuras 5.7a e 5.7b, é mostrada a velocidade da máquina e sua referência para 340 rad/s para o PCC e o PTC, respectivamente. Para este cenário, o PCC e o PTC operam acima da velocidade síncrona trabalhando no modo supersíncrono. O conjugado eletromagnético pode ser visualizado pelas Figuras 5.7c e 5.7d para o PCC e o PTC, respectivamente. Já o fluxo rotórico é mostrado nas Figuras 5.7e e 5.7f para o PCC e o PTC respectivamente. O PTC continua apresentando menor *ripple* do que o PCC.

Através das correntes rotóricas, mostradas nas Figuras 5.8a e 5.8b para o PCC e o PTC, nesta ordem, é possível afirmar que a máquina está operando no modo supersíncrono, em razão da mudança da sequência das fases quando comparada ao cenário 1. Junto a isso, observa-se que

Figura 5.7 – Resultados experimentais do controle preditivo em regime permanente para  $E=250$  V e  $\omega_m=340$  rad/s. (a) Velocidade da máquina PCC. (b) Velocidade da máquina PTC. (c) Conjugado PCC. (d) Conjugado PTC. (e) Fluxo rotórico PCC (f) Fluxo rotórico PTC.



Fonte: resultados experimentais.

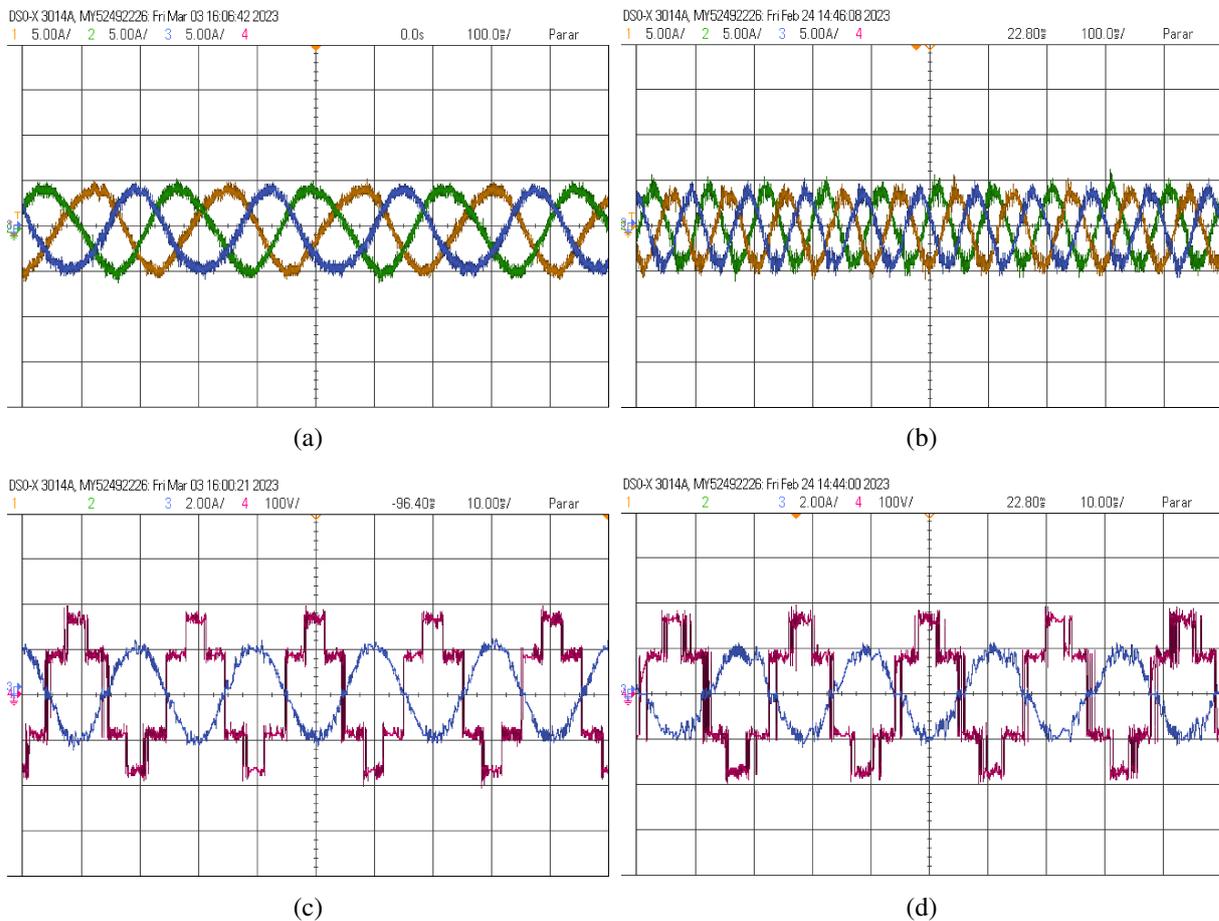
a frequência das correntes no PTC está bem elevada, pois se afastou ainda mais da velocidade síncrona.

Já a tensão e a corrente do estator podem ser visualizadas na Figura 5.8c, para o PCC, e na Figura 5.8d, para o PTC. Ambas apresentam fator de potência unitário, demonstrando melhor qualidade para o PCC.

#### 5.2.1.4 Cenário 4

Neste cenário, a tensão do barramento CC é modificada para 300 V, com o objetivo de analisar o comportamento do sistema com esta variação. A máquina é programada para operar em 300 rad/s como é mostrada nas Figuras 5.9a e 5.9b para o PCC e o PTC, respectivamente.

Figura 5.8 – Resultados experimentais do controle preditivo em regime permanente para  $E=250$  V e  $\omega_m=340$  rad/s. (a) Corrente do rotor PCC. (b) Corrente do rotor PTC. (c) Tensão e corrente do estator PCC. (d) Tensão e corrente do estator PTC.



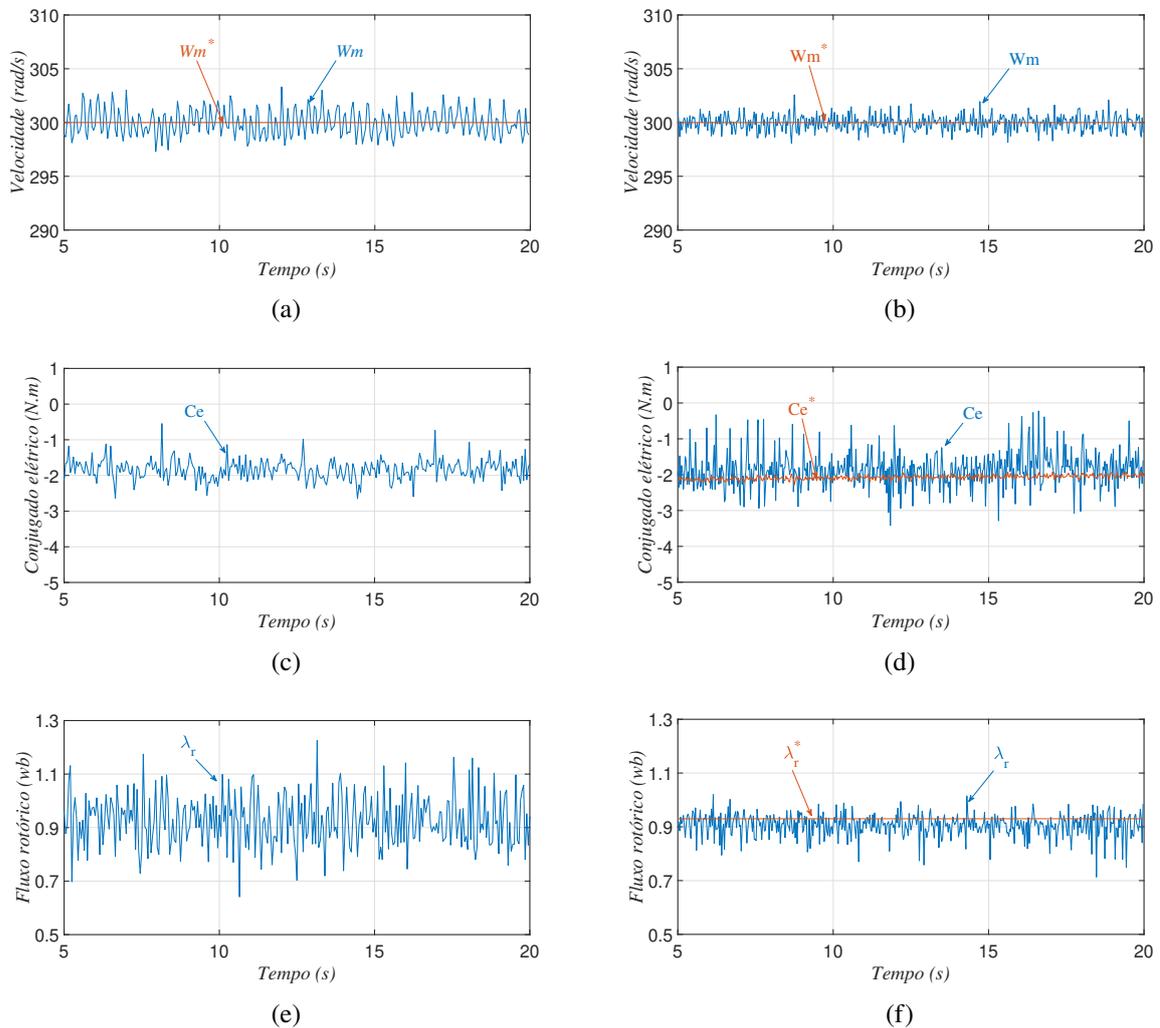
Fonte: resultados experimentais.

Nota-se que o PCC apresenta um maior *ripple* comparado ao PTC, apesar de ambas seguirem a referência imposta.

O conjugado eletromagnético, por sua vez, é mostrado nas Figuras 5.9c e 5.9d para o PCC e o PTC, respectivamente. É percebido o elevado *ripple* no PTC, apesar de ser um dos focos desta estratégia. O fluxo rotórico é mostrado nas Figuras 5.9e e 5.9f para o PCC e o PTC respectivamente. Percebe-se que o fluxo do PTC apresenta o *ripple* bem menor comparado ao PCC.

As correntes rotóricas, exibidas nas Figuras 5.10a, para o PCC, e 5.10b, para o PTC, apresentam maiores distorções neste em relação àquele. Junto a isso, nota-se que os dois casos operam no modo subsíncrono, diferentemente do cenário 2, que o PTC estava no supersíncrono para a mesma velocidade. Isso demonstra que a mudança da tensão ocasionou a mudança da frequência síncrona do PTC.

Figura 5.9 – Resultados experimentais do controle preditivo em regime permanente para  $E=300$  V e  $\omega_m=300$  rad/s. (a) Velocidade da máquina PCC. (b) Velocidade da máquina PTC. (c) Conjugado PCC. (d) Conjugado PTC. (e) Fluxo rotórico PCC (f) Fluxo rotórico PTC.



Fonte: resultados experimentais.

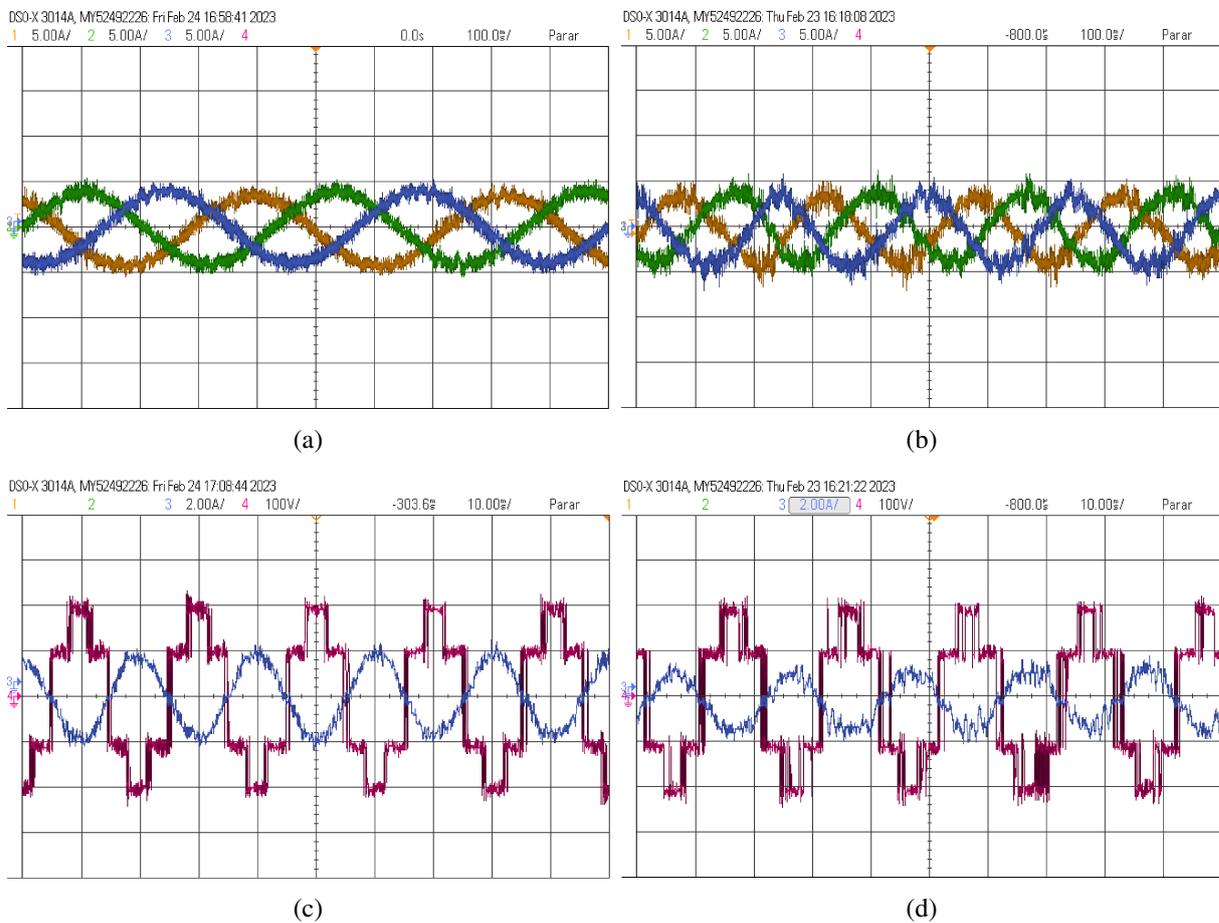
Quanto à corrente e à tensão estática, em ambos os casos, apresentam defasamento de  $180^\circ$  entre elas, com melhor qualidade para o PCC. Essas variáveis podem ser observadas nas Figuras 5.10c e 5.10d para o PCC e o PTC, respectivamente.

Tabela 5.5 – THD dos resultados experimentais de corrente estática e rotórica do PCC e do PTC.

THD Cenário	PCC		PTC	
	$I_s$	$I_r$	$I_s$	$I_r$
1	35,1%	20,7%	40,1%	29,4%
2	36,4%	20,3%	40,6%	30,4%
3	43,3%	23,0%	44,2%	27,3%
4	22,7%	25,1%	45,4%	32,1%

Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 5.10 – Resultados experimentais do controle preditivo em regime permanente para  $E=300\text{ V}$  e  $\omega_m=300\text{ rad/s}$ . (a) Corrente do rotor PCC. (b) Corrente do rotor PTC. (c) Tensão e corrente do estator PCC. (d) Tensão e corrente do estator PTC.



Fonte: resultados experimentais.

Tabela 5.6 – Frequência de chaveamento dos resultados experimentais do PCC e do PTC.

Cenário	PCC (kHz)	PTC (kHz)
1	2,14	2,02
2	2,08	1,94
3	2,14	1,99
4	2,18	2,03

Fonte: elaborada pelo autor.

Portanto, conclui-se, quanto aos resultados experimentais em regime permanente, que o PCC obteve melhor desempenho no quesito qualidade das correntes rotóricas e estatóricas, além da tensão estatórica. Já o PTC apresentou um fluxo rotórico mais estável e próximo à referência imposta em todos os cenários. Ambas as estratégias conseguiram controlar a velocidade da máquina em todos os cenários, esteja ela configurada no modo subsíncrono ou supersíncrono, além de obter o fator de potência unitário.

Quanto à variação da velocidade da máquina, nota-se que o sistema se comporta praticamente do mesmo modo, sem apresentar alterações consideráveis. Entretanto, percebe-se que a elevação da tensão do barramento influenciou principalmente na deteriorização do *ripple* do conjugado eletromagnético e do fluxo rotórico nos dois controles. Isso mostra que o sistema é sensível à variação da tensão do barramento CC, sendo importante variável para o bom funcionamento do sistema. Essas mesmas observações também foram relatadas na conclusão dos resultados de simulação em regime permanente.

Na Tabela 5.5 são mostrados os valores de THD das correntes estatórica ( $I_s$ ) e rotóricas ( $I_r$ ) da máquina para cada cenário e cada estratégia. Nota-se que o PCC obteve menor THD em todos os cenários para ambas as correntes em relação ao PTC. Isso demonstra que o controle de corrente tem a vantagem de gerar uma melhor qualidade de corrente.

Para as frequências de chaveamento dos resultados experimentais mostradas na Tabela 5.6, percebe-se que não há mudança significativa entre cada cenário, nem entre as estratégias. Quando comparado aos resultados de simulação, os valores do PCC são próximos, mas do PTC há uma maior diferença.

### 5.2.2 Regime transitório

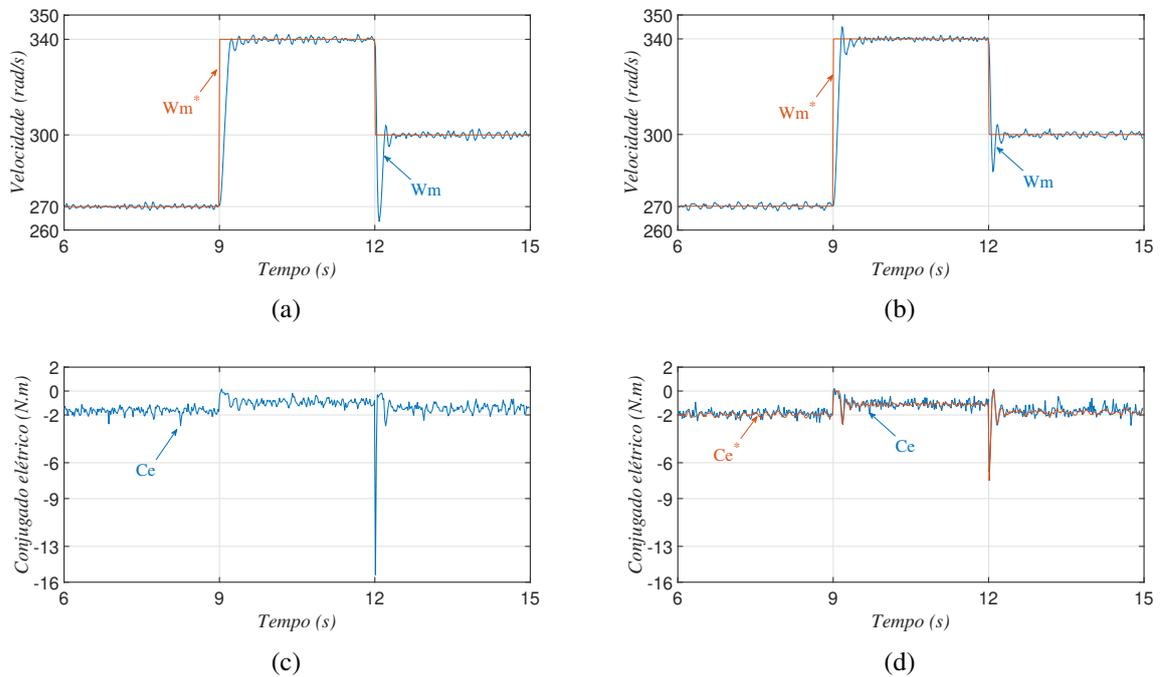
Foram realizados quatro outros experimentos para investigar o comportamento do sistema com variações de velocidade e de parâmetros. No primeiro, a velocidade de referência foi alterada de 270 rad/s para 340 rad/s e, poucos segundos depois, para 300 rad/s. No segundo e no terceiro experimentos, foi realizada a variação paramétrica da resistência estatórica e rotórica, respectivamente. E no quarto, a variação da indutância magnetizante. Para todos os casos, a tensão de barramento utilizada foi de 250V, o fluxo rotórico de referência do PTC fixado em 0,93 Wb, a frequência síncrona do PCC em 50 Hz e a velocidade da máquina fixada em 300 rad/s apenas para as variações paramétricas.

#### 5.2.2.1 Degrau de velocidade

Os resultados experimentais em regime transitório de velocidade podem ser visualizados nas Figuras 5.11 e 5.12, adquiridos pelo DSP e pelo osciloscópio. Inicialmente a velocidade de referência é 270 rad/s até nove segundos, momento em que é alterada para 340 rad/s e, em doze segundos, modificada para 300 rad/s. Nota-se que ambas as técnicas apresentam uma rápida resposta à variação de velocidade. Chama atenção o elevado *undershoot* no PCC no instante da redução da velocidade.

O conjugado eletromagnético, nos instantes de variação de velocidade, apresenta comportamentos diferentes como pode ser visto nas Figuras 5.11c e 5.11d para o PCC e o PTC, respectivamente. Quando a velocidade aumenta (instante nove segundos), o conjugado tende a ser positivo. Entretanto o controle limita-o a zero, para assegurar a geração de energia, até que seja atingida a velocidade de referência. Já no instante de mudança do referencial de velocidade

Figura 5.11 – Resultados experimentais do controle preditivo durante o transitório de velocidade. (a) Velocidade da máquina PCC. (b) Velocidade da máquina PTC. (c) Conjugado PCC. (d) Conjugado PTC.



Fonte: resultados experimentais.

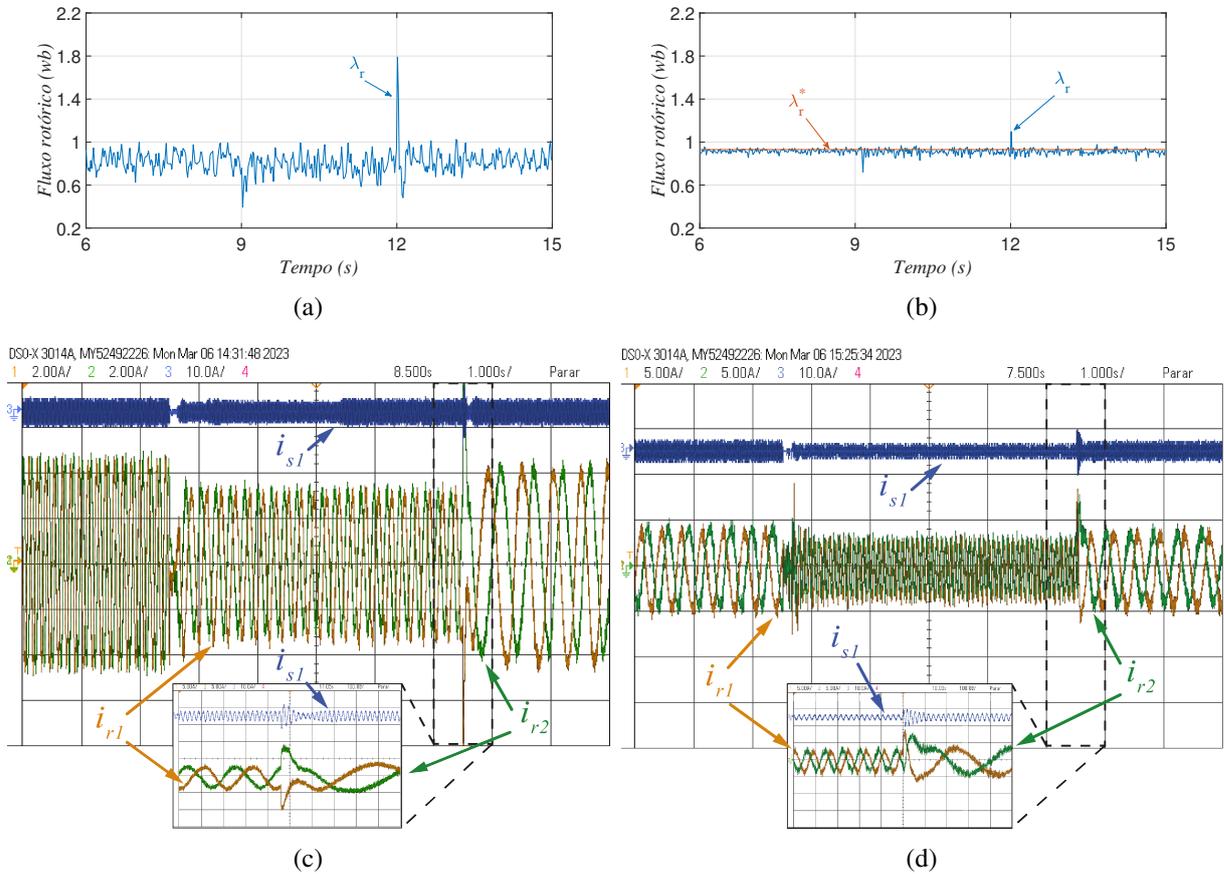
para um valor menor (instante doze segundos), o conjugado apresenta um elevado pico negativo. O PTC apresenta um valor menor, em torno de  $-7,5$  N.m, enquanto o PCC o dobro, em torno de  $-15$  N.m. Esse fato mostra o bom funcionamento do controle de conjugado.

Um outro fato que pode ser notado é que há uma diferença no valor médio do conjugado durante o regime permanente das três velocidades. Isso ocorreu pois durante este resultado experimental, não houve alteração da tensão imposta na máquina primária, diferentemente dos resultados anteriores em regime permanente, no qual essa tensão era modificada para ajustar o conjugado eletromagnético em  $-2$  N.m.

Nas Figuras 5.12a e 5.12b são mostrados os fluxos rotóricos do PCC e do PTC durante o transitório, respectivamente. Nota-se um pico no instante da diminuição da velocidade (em doze segundos) bastante elevado para o PCC, em cerca de  $1,8$  Wb, e bem menor no PTC, em cerca de  $1,1$  Wb.

Por fim, as correntes rotóricas e estatórica, durante a transição, podem ser visualizadas nas Figuras 5.12c e 5.12d, juntamente com o zoom em uma das transições, para o PCC e PTC, nessa ordem. Quanto às correntes rotóricas, percebe-se que a variação de velocidade fez mudar a frequência das mesmas a cada novo regime. No PCC, como a velocidade síncrona é  $314$  rad/s, quando a velocidade é subsíncrona (primeiro e terceiro cenário) há uma sequência de fases da corrente que difere da sequência no modo supersíncrono (segundo cenário). Esse fenômeno fica

Figura 5.12 – Resultados experimentais para o controle preditivo em regime permanente. (a) Fluxo rotórico PCC. (b) Fluxo rotórico PTC. (c) Corrente rotórica e estatórica PCC. (d) Corrente rotórica e estatórica PTC.



Fonte: resultados experimentais.

mais perceptível ao observar o zoom no instante do transitório de 340 rad/s para 300 rad/s, no instante de doze segundos. Além disso, quanto mais próximo da velocidade síncrona, menor é a frequência como pode ser visualizado para 300 rad/s.

Já no PTC, a variação de frequência das correntes rotóricas também ocorre. Observando mais atentamente, nota-se que o primeiro cenário apresenta sequência de fases diferentes das outras duas. Isso indica que a velocidade síncrona nessas condições está entre 270 rad/s e 300 rad/s. Além disso, nota-se uma diferença da amplitude das correntes rotóricas, que se deve à variação linear do conjugado eletromagnético.

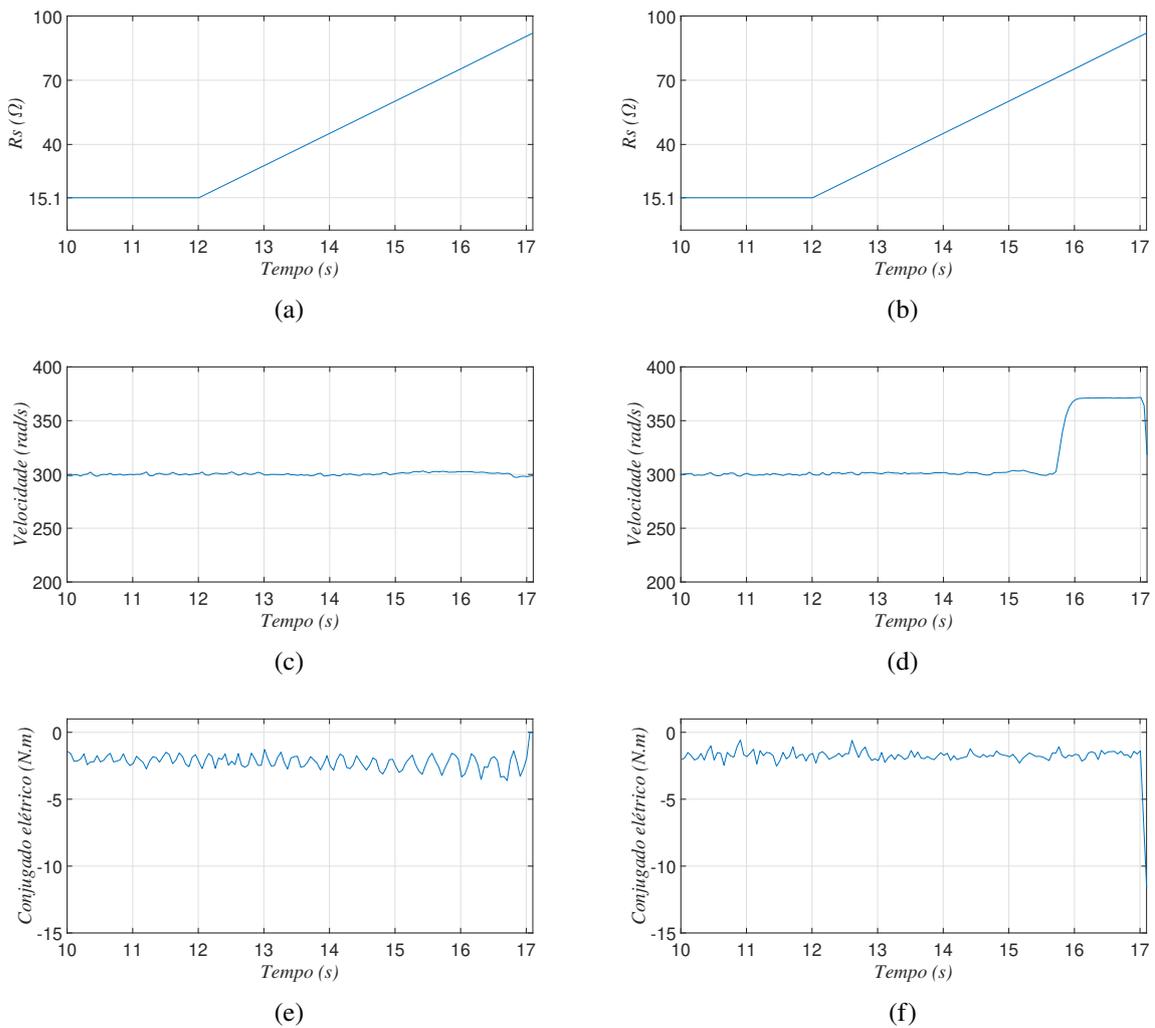
Quanto à corrente estatórica, o PCC apresenta a mesma frequência (50 Hz) para qualquer variação e sua amplitude tem relação linear com o conjugado, e assim, com a potência gerada. Já no PTC, a corrente estatórica varia levemente a frequência em cada cenário. E quanto à amplitude, também é modificada linearmente pelo conjugado, como no PCC. Há uma diferença na escala da corrente estatórica da Figura 5.12c e da 5.12d o que acarreta, apenas, uma diferença visual entre elas.

Quando comparado aos resultados de simulação das Figuras 4.10 e 4.11, nota-se que o experimento apresenta bom controle e demonstra comportamento conforme simulado, no geral. Constata-se, no instante da queda de velocidade (nove segundos), que o valor de *undershoot* da simulação e do experimento tem praticamente o mesmo valor em ambas as técnicas. Além disso, é notório o pico do fluxo rotórico nesse instante no PCC e no PTC, tanto na simulação quanto no experimento.

Junto a isso, a frequência das correntes rotóricas se aproxima bastante entre a simulada e a obtida pelo experimento, além da mudança da sequência de fases, informando a passagem do modo subsíncrono para o supersíncrono.

### 5.2.2.2 Variações paramétricas

Figura 5.13 – Resultados de simulação mediante variação do  $r_s$ . (a) Variação  $r_s$  PCC. (b) Variação  $r_s$  PTC. (c) Velocidade da máquina PCC. (d) Velocidade da máquina PTC. (e) Conjugado eletromagnético PCC. (f) Conjugado eletromagnético PTC.



Fonte: resultados experimentais.

O sistema foi também submetido às variações paramétricas da resistência estatórica ( $r_s$ ), resistência rotórica ( $r_r$ ) e de indutância magnetizante ( $L_m$ ), com seus valores sendo modificados linearmente. A tensão do barramento CC utilizado nesses experimentos foi de 250 V e a velocidade de 300 rad/s. Os parâmetros foram modificados apenas nos controles por não ser viável a sua alteração de forma física.

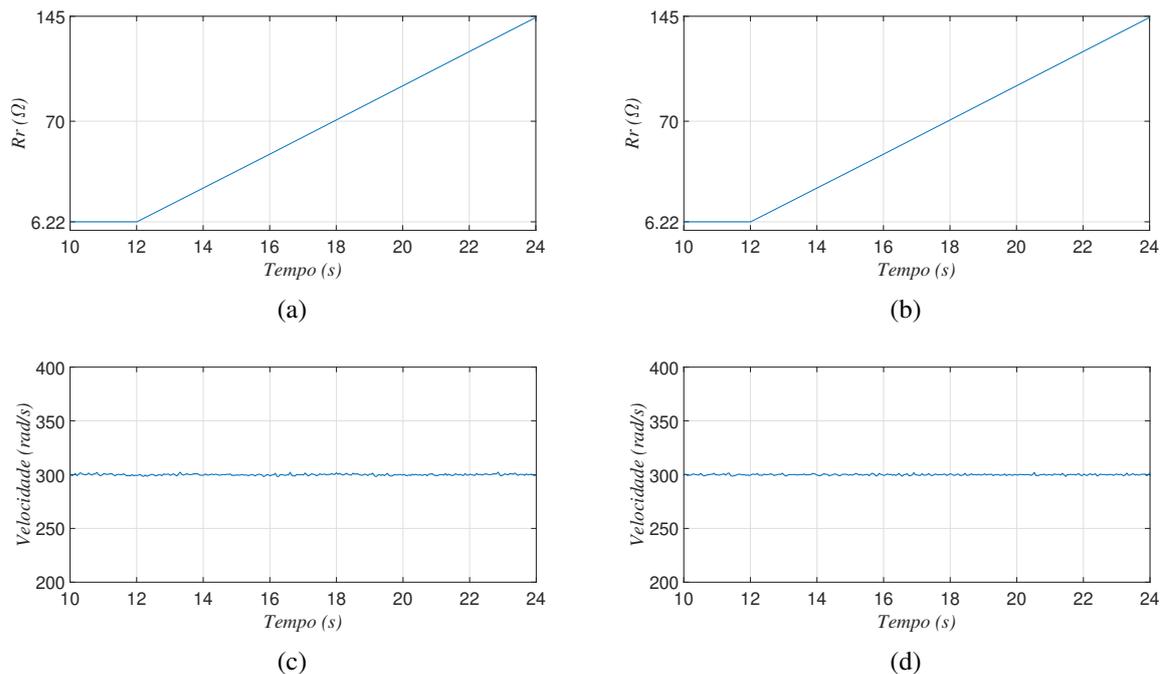
### 5.2.2.2.1 Resistência estatórica

O comportamento do sistema para a variação da resistência estatórica pode ser visualizado na Figura 5.13. O sistema inicia-se em regime e, em doze segundos, o parâmetro começa a variar, como é visualizado nas Figuras 5.13a e 5.13b para o PCC e PTC, respectivamente.

Nota-se que o PCC, apesar da amplitude do conjugado aumentar com valores elevados da resistência estatórica, Figura 5.13e, o sistema no geral não perde o controle da velocidade, Figura 5.13c. O PTC, contudo, perde o controle quando a resistência estatórica atinge valores acima de  $68\Omega$  (350% acima do valor nominal), aproximadamente, como pode ser visualizado nas Figuras 5.13d e 5.13f para a velocidade e o conjugado do PTC, respectivamente. Com isso, pode-se afirmar que o PTC é robusto até 350% acima do valor de resistência estatórica estimada, e que o PCC consegue atingir níveis maiores de variação sem perder o controle do sistema.

### 5.2.2.2.2 Resistência rotórica

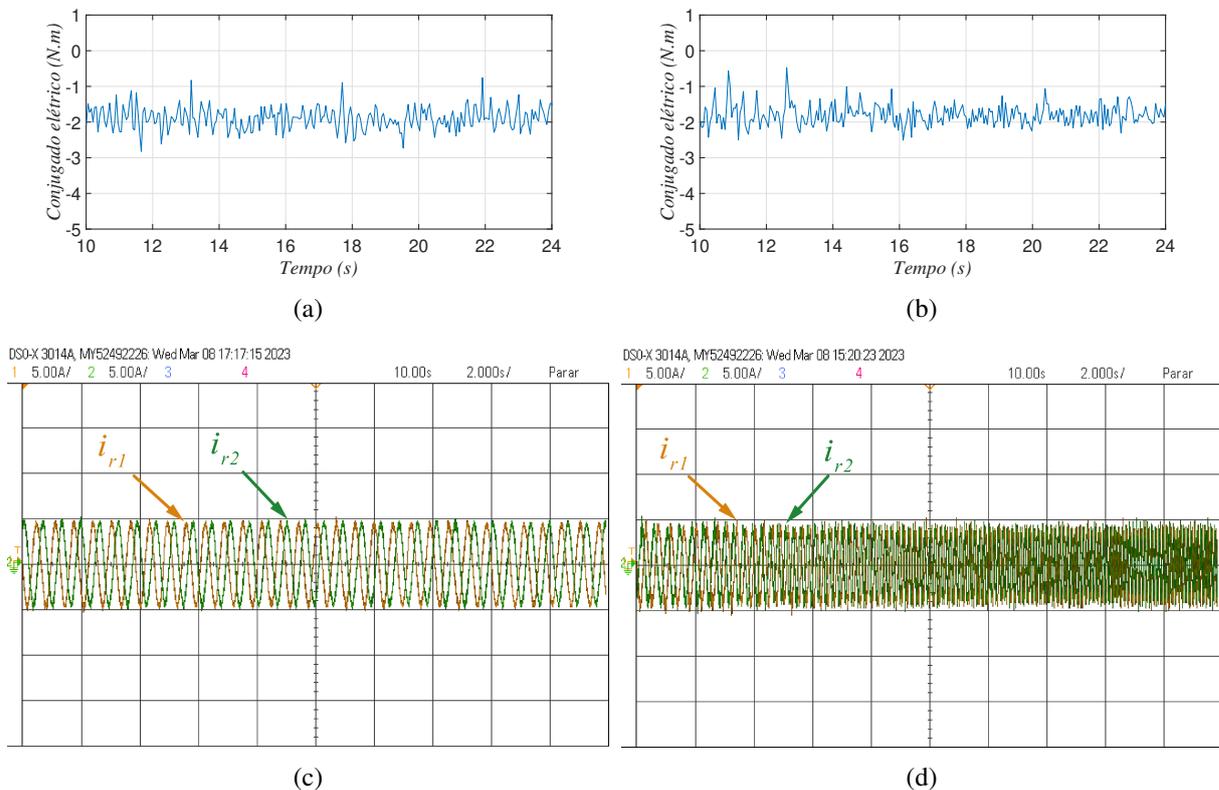
Figura 5.14 – Resultados de simulação mediante variação do  $r_r$ . (a) Variação  $r_r$  PCC. (b) Variação  $r_r$  PTC. (c) Velocidade da máquina PCC. (d) Velocidade da máquina PTC.



Fonte: resultados experimentais.

Para a resistência rotórica, a resposta do sistema quanto à sua elevação pode ser visualizada nas Figuras 5.14 e 5.15. Como no caso anterior, o parâmetro começa a variar em doze segundos, como é visualizado nas Figuras 5.14a e 5.14b para o PCC e PTC, respectivamente.

Figura 5.15 – Resultados de simulação mediante variação do  $r_r$ . (a) Conjugado eletromagnético PCC. (b) Conjugado eletromagnético PTC. (c) Corrente rotórica PCC. (d) Corrente rotórica PTC.



Fonte: resultados experimentais.

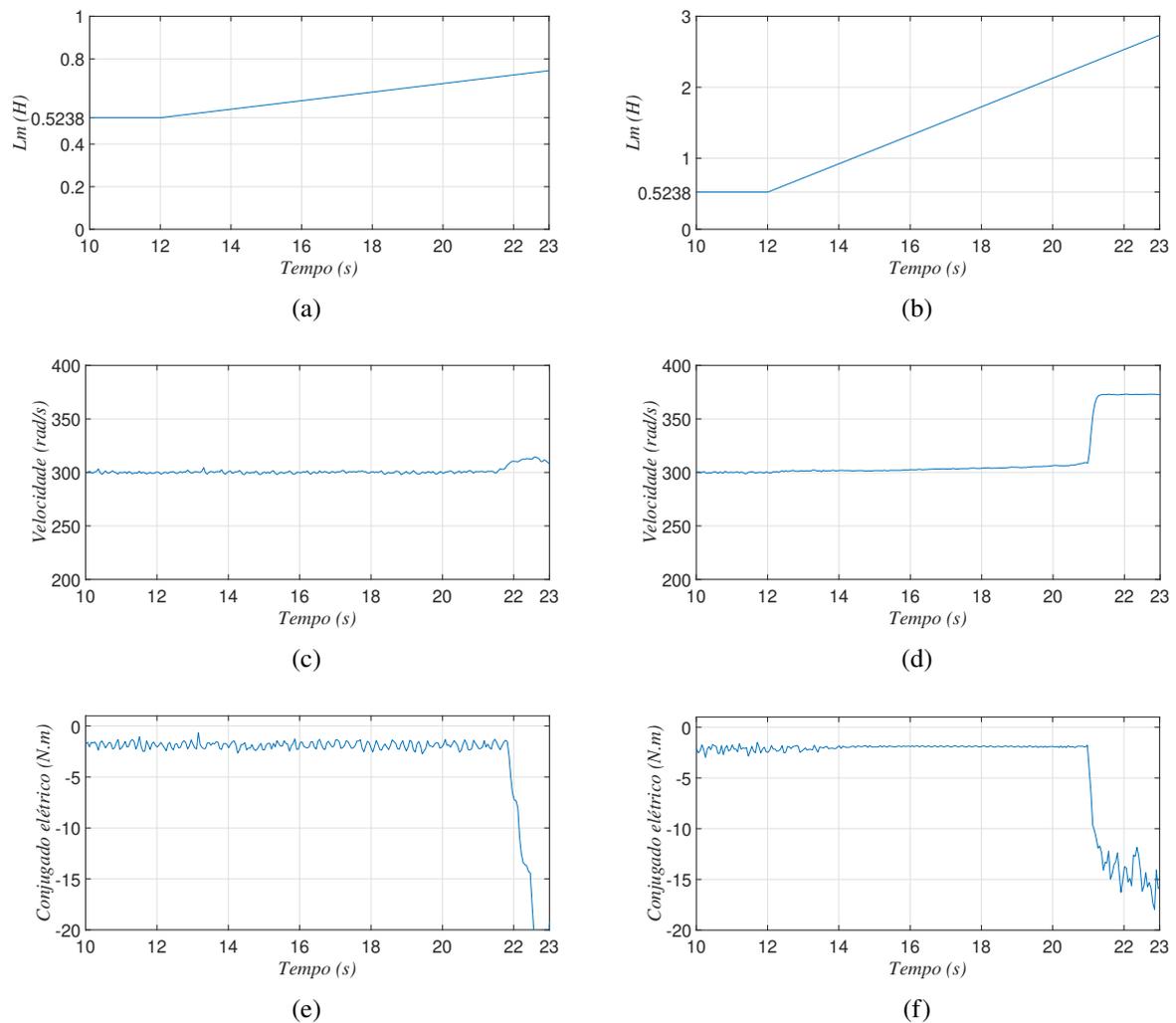
Constata-se que o aumento da resistência rotórica partindo de  $6,22 \Omega$  até  $143 \Omega$  (aumento de 2300%), não alterou a velocidade nem o conjugado do PCC, como são mostrados nas Figuras 5.14c e 5.15a respectivamente. Além disso, o PTC não apresenta variação na velocidade, conforme Figura 5.14d, nem no conjugado, Figura 5.15b.

Por fim, foram inseridos os resultados das correntes rotóricas exclusivamente nesse cenário, Figuras 5.15c e 5.15d para o PCC e o PTC respectivamente, a fim de comprovar que o sistema continua controlado, mesmo com uma elevada alteração do parâmetro  $r_r$ . Nota-se, entretanto, que há uma modificação, no PTC, das frequências dessas correntes, assim como relatado sobre os resultados de simulação das Figuras 4.15c e 4.15d para essa variação paramétrica. Porém, isso não presume que o controle irá divergir. Dessa forma, conclui-se que os dois controles são robustos à variação paramétrica da resistência rotórica para o sistema implementado, mas o PCC apresenta mais vantagens pois não houve nenhuma modificação das grandezas.

### 5.2.2.2.3 Indutância magnetizante

Na Figura 5.16 são apresentados os resultados correspondentes à variação da indutância magnetizante do sistema para o PCC e PTC. O sistema, após atingir o regime permanente, começa a variar o parâmetro no instante de doze segundos, como é visualizado nas Figuras 5.16a e 5.16b para o PCC e PTC, respectivamente. Diferentemente dos casos anteriores, nesse teste o parâmetro cresce em proporções distintas em cada estratégia. O motivo para isso é que os dois controles divergem em instantes diferentes, e para retratar isso, essa modificação foi necessária.

Figura 5.16 – Resultados de simulação mediante variação do  $l_m$ . (a) Variação  $l_m$  PCC. (b) Variação  $l_m$  PTC. (c) Velocidade da máquina PCC. (d) Velocidade da máquina PTC. (e) Conjugado eletromagnético PCC. (f) Conjugado eletromagnético PTC.



Fonte: resultados experimentais.

Ao observar a Figura 5.16, é notável que o sistema diverge em ambas as técnicas. No PCC, a variação do  $l_m$  é mais sensível, com  $l_m$  ainda menor que 50% acima de seu valor estimado, fazendo o sistema divergir, como pode ser visualizado nas Figuras 5.16c e 5.16e, para a velocidade e o conjugado eletromagnético, respectivamente. Já no PTC, a sistema diverge, como é mostrado

nas Figuras 5.16d e 5.16f, para a velocidade e o conjugado eletromagnético, respectivamente, com  $l_m$  acima de 300%, demonstrando ser mais robusto se comparado ao PCC. Logo, conclui-se que o PTC é mais robusto por conseguir controlar o sistema com valores da indutância magnetizante superiores aos do PCC.

Assim, constata-se que os resultados experimentais com variação paramétrica obtidos estão similares aos adquiridos pela simulação em quase todos os casos. Pode-se concluir, quanto à variação da resistência estatórica, que o PCC é mais robusto do que o PTC tanto na simulação quanto no experimental. Para a variação da resistência rotórica, tanto o PCC quanto o PTC são robustos sem perder o controle para valores 2300% superiores ao nominal. Entretanto no PTC, há uma variação lenta do fluxo rotórico, como é relatado na simulação, além da frequência das correntes rotóricas, conforme visto também nos resultados experimentais. Já a variação da indutância magnetizante fez os dois controles divergirem. Todavia, a simulação relata que o PCC é mais robusto do que o PTC por resistir até cerca de 600% da variação paramétrica sem modificar o sistema, enquanto no experimental é o PTC superior ao PCC, resistindo a cerca de 300%.

### 5.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram retratados os resultados experimentais implementando as técnicas de FCS-MPC, PCC e PTC, no sistema DFIG-DC. Os equipamentos utilizados na montagem do experimento foram descritos, assim como algumas medidas para adequação do sistema de geração às estruturas disponíveis no laboratório. Os resultados são demonstrados comparando o PCC e o PTC para o regime permanente e transitório.

Em regime permanente, as maiores diferenças nos resultados experimentais foram no quesito qualidade das correntes rotóricas e estatóricas, no qual o PCC obteve melhor desempenho com menor THD, enquanto o PTC possui resultados de fluxo rotórico mais estável e próximo à referência. As duas técnicas controlaram bem a velocidade da máquina em todos os cenários. E nota-se que o aumento da tensão de barramento degrada a qualidade das grandezas do sistema.

Quanto ao transitório de velocidade, as duas estratégias controlam a velocidade com boa resposta dinâmica. Dentre as principais diferenças pode-se citar as baixas variações de conjugado eletromagnético e fluxo rotórico durante as transições do PTC comparado ao PCC, além do elevado *undershoot* da velocidade do PCC.

Para as variações paramétricas da resistência estatórica e da resistência rotórica, o PCC é mais robusto do que o PTC. Enquanto o PTC se mostra pouco mais robusto para variação da indutância magnetizante por divergir com valores maiores.

## 6 CONSIDERAÇÕES FINAIS E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho apresentou um comparativo entre as técnicas de controle preditivo de corrente e de controle preditivo de fluxo e conjugado aplicadas no sistema DFIG-DC. Foi tratado o desenvolvimento do modelo da máquina trifásica de indução e sua simplificação para o sistema bifásico através da transformada de Park. Além disso, foram explicados os empregos e equacionamentos do observador paralelo do estimador de fluxo do estator e da detecção da posição do rotor através da técnica de *sensorless*. Junto a isso, foi detalhado o funcionamento e equacionamento do PCC e do PTC aplicados no sistema DFIG-DC, apresentando também o controle de velocidade e a técnica *anti wind-up*.

Para os dois controles, foram realizadas simulações computacionais e testes experimentais de bancada sob diferentes situações. Em regime permanente, as estratégias foram comparadas para quatro diferentes cenários, com o objetivo de avaliar o comportamento do sistema em diferentes velocidades e em diferentes tensões de barramento CC. Além disso, foram realizadas análises em regime transitório de velocidade e de variação paramétrica da resistência estatórica, resistência rotórica e da indutância magnetizante a fim de comparar a dinâmica e a robustez dos controles.

Diante dos resultados em regime permanente, tanto de simulação quanto experimental, os dois controles apresentaram similares desempenhos em geral para os distintos cenários. Percebe-se que, dependendo da velocidade, o sistema pode operar no modo subsíncrono ou supersíncrono, a partir da observação da sequência de fases da corrente rotórica; a tensão do barramento influencia na qualidade das grandezas do sistema; o valor médio do fluxo rotórico no PCC varia em função da tensão do barramento. As diferenças mais evidentes relatadas entre as estratégias foram quanto a melhor qualidade de corrente tanto do estator, como do rotor, para o PCC, apresentando menor THD, enquanto o PTC possui melhores resultados de fluxo rotórico e de conjugado eletromagnético, com menor *ripple*.

Para as análises do transitório de velocidade, os dois controles apresentam boa resposta dinâmica. As maiores diferenças entre os controles encontram-se nas baixas variações de conjugado eletromagnético e de fluxo rotórico do PTC durante o transitório. Quanto à variação paramétrica da resistência estatórica, o PCC é mais robusto frente ao PTC. Para a resistência rotórica, ambos os controles não divergem para variações de 2300% acima do valor nominal desse parâmetro. Entretanto o PTC, por apresentar uma variação da frequência das correntes rotóricas ao longo do teste, torna o PCC mais robusto para essa situação. A variação da indutância magnetizante, por sua vez, faz o sistema perder o controle com as duas estratégias. Contudo, o PTC demonstra ser mais robusto por divergir com variações mais elevadas do que o PCC.

Conclui-se, então, diante deste trabalho que o PCC demonstra ser mais vantajoso que o PTC principalmente por não necessitar de sensores de tensão, o que diminui o custo do sistema. Além disso, o PCC apresenta a frequência e a velocidade síncrona bem definida, sendo mais

simples determinar o modo de operação entre subsíncrono e supersíncrono. Junto a isso, o PCC apresentou menor THD das correntes estatóricas e rotóricas em todos os casos, e robustez nas variações paramétricas das resistências estatóricas e rotóricas. O PTC por sua vez, apresenta menor *ripple* de conjugado eletromagnético e fluxo rotórico, e maior robustez, no resultado experimental, na variação da indutância magnetizante.

Como trabalhos futuros, a seguir são listadas sugestões que podem ser estudadas e aplicadas com objetivo de aprimorar este trabalho:

- Eliminação de escolha do fator de ponderação para a função custo do PTC;
- Reduzir a quantidade total de vetores de chaveamento, otimizando o controle preditivo;
- Estudo e aplicação de outros estimadores de fluxo;
- Buscar alternativas para retirar a necessidade de impor a tensão e a frequência estatórica no PCC, a fim do controle se assemelhar ao do PTC;
- Estudo da tensão e corrente de modo comum neste sistema.

## REFERÊNCIAS

- ABDELRAHEM, M. et al. Simple and robust finite-control-set model predictive control for dfigs in wind turbine systems. In: *2020 11th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC)*. [S.l.: s.n.], 2020. p. 1–6.
- AHMED, T.; NISHIDA, K.; NAKAOKA, M. A novel stand-alone induction generator system for ac and dc power applications. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 43, p. 1465 – 1474, 12 2007.
- AKHBARI, A.; RAHIMI, M.; KHOOBAN, M. Direct current grid-based doubly-fed induction generator wind turbines: Real-time control and stability analysis. *IET Power Electronics*, v. 15, 09 2022.
- ANEEL. *Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional – PRODIST, Módulo 1 – Glossário de termos técnicos do PRODIST*. [S.l.], 2021. Disponível em: <<https://www.gov.br/aneel/pt-br/centrais-de-conteudos/procedimentos-regulatorios/prodist>>. Acesso em: nov. 2022.
- \_\_\_\_\_. *Acréscimo anual da potência instalada*. [S.l.], 2022. Disponível em: <<https://dadosabertos.aneel.gov.br/dataset/acrescimo-da-potencia-instalada>>. Acesso em: out. 2022.
- \_\_\_\_\_. *RESOLUÇÃO NORMATIVA ANEEL Nº 1.059, DE 7 DE FEVEREIRO DE 2023*. [S.l.], 2023. Disponível em: <<https://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren20231059.html>>. Acesso em: out. 2023.
- BARBI, I. *TEORIA FUNDAMENTAL DO MOTOR DE INDUÇÃO*. 1985. <<http://ivobarbi.com.br/downloads/livros/Livro%20-%20TeoriaFundamentaldoMotordeInducao.pdf>>. Acesso em: maio 2021.
- BAYHAN, S.; ABU-RUB, H.; ELLABBAN, O. Sensorless model predictive control scheme of wind-driven doubly fed induction generator in dc microgrid. *IET Renewable Power Generation*, 01 2016.
- CHESTNUT, H.; SOLLECITO, W. E.; TROUTMAN, P. H. Predictive-control system application. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Part II: Applications and Industry*, v. 80, n. 3, p. 128–139, 1961.
- CRUZ, S. M. A. et al. Predictive torque and rotor flux control of a dfig-dc system for torque ripple compensation and loss minimization. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 65, n. 12, p. 9301–9310, 2018.
- DATTA, R.; RANGANATHAN, V. A simple position-sensorless algorithm for rotor-side field-oriented control of wound-rotor induction machine. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 48, n. 4, p. 786–793, 2001.
- DRAGIČEVIĆ, T. et al. Dc microgrids—part ii: A review of power architectures, applications, and standardization issues. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 5, p. 3528–3549, 2016.
- EPE. *BALANÇO ENERGÉTICO NACIONAL 2022*. [S.l.], 2022. Disponível em: <<https://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/balanco-energetico-nacional-2022>>. Acesso em: out. 2022.

- GAYENA, P.; CHATTERJEEB, D.; GOSWAMIB, S. An improved rotor position estimator for the control of dfig based on stator emf phasor. In: *2015 Annual IEEE India Conference (INDICON)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6.
- GOMES, A. C. *Microrredes CC [recurso eletrônico]: distribuição de potência e modelo estático com base no controle por DROOP e MPPT*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia - MG, 2018.
- GUEDES, F. S. et al. Finite-set model predictive direct power control for dfig with reduced number of voltage vectors generator in dc microgrid. *SOBRAEP Brazilian Power Electronics Association*, p. 63–73, 01 2023.
- GUNDAVARAPU, A.; MISRA, H.; JAIN, A. K. Direct torque control scheme for dc voltage regulation of the standalone dfig-dc system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 5, p. 3502–3512, 2017.
- GWEC. *Global Wind Report*. [S.l.], 2022. Disponível em: <<https://gwec.net/global-wind-report-2022/>>. Acesso em: out. 2022.
- HAMMERSTROM, D. Ac versus dc distribution systems did we get it right? In: . [S.l.: s.n.], 2007. p. 1 – 5.
- HATZIARGYRIOU, N. et al. Microgrids. *IEEE Power and Energy Magazine*, v. 5, n. 4, p. 78–94, 2007.
- HATZIARGYRIOU, N. D. Microgrids : architectures and control. In: . [S.l.: s.n.], 2014.
- IACCHETTI, M.; MARQUES, G.; PERINI, R. Operation and design issues of a doubly fed induction generator stator connected to a dc net by a diode rectifier. *Electric Power Applications, IET*, v. 8, p. 310–319, 09 2014.
- IACCHETTI, M. F.; MARQUES, G. D.; PERINI, R. Torque ripple reduction in a dfig-dc system by resonant current controllers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 8, p. 4244–4254, 2015.
- IBERDROLA. *Sabe como os parques eólicos offshore funcionam?* [S.l.], 2022. Disponível em: <<https://www.iberdrola.com/sustentabilidade/como-funcionam-os-parques-eolicos-offshore>>. Acesso em: out. 2022.
- IWAŃSKI, G.; PIWEK, M.; DAUKSHA, G. Doubly fed induction machine-based dc voltage generator with reduced oscillations of torque and output voltage. *Energies*, v. 16, n. 2, 2023. ISSN 1996-1073. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/1996-1073/16/2/814>>.
- JACOBINA, C. B. Sistemas de acionamento estático de máquina elétrica. *Campina Grande, PB: Universidade Federal de Campina Grande (UFCG)*, 2005.
- KAUFMAN, H.; DERUSSO, P. An adaptive predictive control system for random signals. *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 9, n. 4, p. 540–545, 1964.
- KENNEL, R.; LINDER, A. Predictive control of inverter supplied electrical drives. In: . [S.l.: s.n.], 2000. v. 2, p. 761 – 766 vol.2. ISBN 0-7803-5692-6.

- KHUSHOO, M.; SHARMA, A.; KAUR, G. Dc microgrid—a short review on control strategies. *Materials Today: Proceedings*, v. 71, p. 362–369, 2022. ISSN 2214-7853. World Engineering Conference on Contemporary Technologies TM 2022. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2214785322062277>>.
- K.K., N.; S., J. N.; JADOUN, V. An overview of dc microgrid with dc distribution system for dc loads. *Materials Today: Proceedings*, v. 51, 06 2021.
- KOURO, S. et al. Model predictive control—a simple and powerful method to control power converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 6, p. 1826–1838, 2009.
- KRAUSE, P. et al. Reference-frame theory. In: \_\_\_\_\_. *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 86–120.
- LASCU, C. et al. A class of flux observers for doubly-fed induction generators used in small power wind generation systems. In: *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 2289–2295.
- MARQUES, G. D.; IACCHETTI, M. F. Stator frequency regulation in a field-oriented controlled dfig connected to a dc link. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 11, p. 5930–5939, 2014.
- MARTINS, P. H. M. et al. Predictive torque control applied to induction machine drive systems operating under single-phase open-circuit fault. In: *2021 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*. [S.l.: s.n.], 2021. p. 1–8.
- MICHELS, L.; RECH, C. Técnicas anti-windup para controladores repetidos empregados em inversores pwm. In: . [S.l.: s.n.], 2010.
- MIRANDA, H. et al. Predictive torque control of induction machines based on state-space models. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 6, p. 1916–1924, 2009.
- MISRA, H.; JAIN, A. K. Analysis of stand-alone dfig-dc system and dc voltage regulation with reduced sensors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 6, p. 4402–4412, 2017.
- NIAN, H.; YI, X. Coordinated control strategy for doubly-fed induction generator with dc connection topology. *IET Renewable Power Generation*, v. 9, 04 2015.
- NISE, N. S. *Control systems engineering*. [S.l.: s.n.], 2015. 919 p. ISBN 978-1-118-80082-9.
- OLIVEIRA, L. M. d. *Controle Preditivo Baseado em Modelo Aplicado para Gerador de Indução Duplamente Alimentado*. 82 p. — Universidade Federal da Paraíba, Paraíba, 2021.
- PARK, R. H. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis—part i. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 48, n. 3, p. 716–727, 1929.
- PRASAD, R. M.; MULLA, M. A. Rotor position-sensorless algorithms for direct power control of rotor-tied dfig. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 36, n. 6, p. 6213–6217, 2021.
- RODRIGUEZ-DIAZ, E. et al. An overview of low voltage dc distribution systems for residential applications. In: . [S.l.: s.n.], 2015. p. 318–322.
- RODRIGUEZ, J.; CORTES, P. Model predictive control. In: \_\_\_\_\_. *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 31–39.

- RODRIGUEZ, J. et al. Predictive current control of a voltage source inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 1, p. 495–503, 2007.
- ROSA, F. C. *Contribuição ao controle de potência de um gerador de indução duplamente alimentado por controladores preditivos baseados em modelo*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Campinas, Campinas - SP, 2020.
- SOARES, C.; MEZARROBA, M. Técnica anti-windup para controladores p+ressonantes aplicados a inversores de tensão monofásicos com filtro lc na saída. In: . [S.l.: s.n.], 2010.
- SOARES, E. de L. *Sistemas de Conversão de Energia Eólica com Conexão à Rede Monofásica Utilizando Gerador de Indução Duplamente Alimentado*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal da Paraíba, João Pessoa - PB, 2018.
- SOARES, E. L. et al. Dual converter connecting open-end doubly fed induction generator to a dc-microgrid. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 57, n. 5, p. 5001–5012, 2021.
- \_\_\_\_\_. Sensorless rotor position detection of doubly-fed induction generators for wind energy applications. In: *2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1045–1050.
- SOARES, M. N. *Projeto de controladores PI para acionamento vetorial de máquinas de indução*. 97 p. — Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 1990.
- TAZIL, M. et al. Three-phase doubly fed induction generators: an overview. *Iet Electric Power Applications*, v. 4, p. 75–89, 2010.
- VASILAKIS, A. et al. The evolution of research in microgrids control. *IEEE Open Access Journal of Power and Energy*, v. 7, p. 331–343, 2020.
- WANG, F. et al. Model-based predictive direct control strategies for electrical drives: An experimental evaluation of ptc and pcc methods. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 11, n. 3, p. 671–681, 2015.
- WU, C. et al. Rotor current oriented control method of dfig-dc system without stator side sensors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, PP, p. 1–1, 12 2019.
- \_\_\_\_\_. A unified power control method for standalone and grid-connected dfig-dc system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 35, n. 12, p. 12663–12667, 2020.
- \_\_\_\_\_. A simplified stator frequency and power control method of dfig-dc system without stator voltage and current sensors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 35, n. 6, p. 5562–5566, 2020.
- WU, C.; NIAN, H. Sinusoidal current operation of a dfig-dc system without stator voltage sensors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 65, n. 8, p. 6250–6258, 2018.
- \_\_\_\_\_. Improved direct resonant control for suppressing torque ripple and reducing harmonic current losses of dfig-dc system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 34, n. 9, p. 8739–8748, 2019.
- YARAMASU, V.; WU, B. Model predictive control of wind energy conversion system. In: \_\_\_\_\_. <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9781119082989.ch3>: John Wiley & Sons, Ltd, 2017. cap. 3, p. 91–116.

YING, L. M. et al. Stator flux observation and speed estimation of a doubly fed induction generator. In: *2006 International Conference on Power System Technology*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–6.

YU, N.; NIAN, H.; QUAN, Y. A novel dc grid connected dfig system with active power filter based on predictive current control. In: . [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–5. ISBN 978-1-4577-1044-5.

ZHU, B.; RAJASHEKARA, K.; KUBO, H. A comparison between current based and flux/torque based model predictive control methods for open-end winding induction motor drives. *IET Electric Power Applications*, v. 11, 05 2017.