

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

Dissertação de Mestrado

Controle Preditivo Direto pela Potência
Aplicado aos Conversores do Gerador de
Indução Duplamente Alimentado

Felipe Suassuna Guedes

João Pessoa, Brasil

Maio 2022

Felipe Suassuna Guedes

**CONTROLE PREDITIVO DIRETO PELA POTÊNCIA APLICADO AOS
CONVERSORES DO GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO**

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. Nady Rocha, Dr.

Coorientador: Prof. Álvaro de Medeiros Maciel, Dr.

João Pessoa, Brasil

Maio 2022

Catálogo na publicação
Seção de Catalogação e Classificação

G924c Guedes, Felipe Suassuna.

Controle preditivo direto pela potência aplicado aos
conversores do gerador de indução duplamente alimentado
/ Felipe Suassuna Guedes. - João Pessoa, 2022.
108 f. : il.

Orientação: Nady Rocha.

Coorientação: Álvaro de Medeiros Maciel.

Dissertação (Mestrado) - UFPB/CEAR.

1. Engenharia elétrica. 2. Controle preditivo. 3.
Gerador de indução. 4. Sistema de conversão - Energia
eólica. 5. Controle direto pela potência. I. Rocha,
Nady. II. Maciel, Álvaro de Medeiros. III. Título.

UFPB/BC

CDU 621.3(043)

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

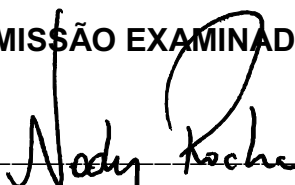
A Comissão Examinadora, abaixo assinada, aprova a Dissertação

**CONTROLE PREDITIVO DIRETO PELA POTÊNCIA APLICADO AOS
CONVERSORES DO GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO**

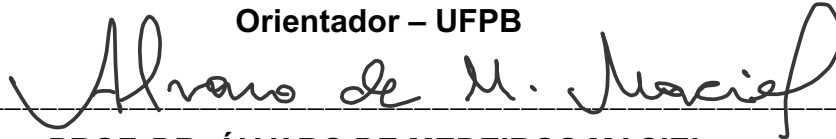
Elaborada por
FELIPE SUASSUNA GUEDES

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

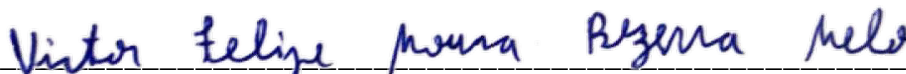
COMISSÃO EXAMINADORA



PROF. DR. NADY ROCHA
Orientador – UFPB



PROF. DR. ÁLVARO DE MEDEIROS MACIEL
Coorientador – IFPB



PROF. DR. VICTOR FELIPE MOURA BEZERRA MELO
Examinador Interno – UFPB

 Documento assinado digitalmente
ALFEU JOÃOZINHO SGUAREZI FILHO
Data: 13/06/2022 18:54:53-0300
Verifique em <https://verificador.iti.br>

PROF. DR. ALFEU JOÃOZINHO SGUAREZI FILHO
Examinador Externo – UFABC

 Documento assinado digitalmente
Antonio Marcus Nogueira Lima
Data: 14/06/2022 13:49:31-0300
Verifique em <https://verificador.iti.br>

PROF. DR. ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA
Examinador Externo – UFCG

João Pessoa/PB, 25 de maio de 2022

AGRADECIMENTOS

Agradeço, em primeiro lugar, a Deus. Sem Ele eu jamais teria absorvido o conteúdo que me foi passado em cada etapa, aplicado o meu conhecimento em cada avaliação ou mesmo compartilhado esse conhecimento com os meus companheiros do curso.

Agradeço a minha família, em especial aos pais, José Carlos e Maria de Fátima, por todo o apoio ao longo de toda a minha trajetória de vida. Foram eles que me instruíram a seguir o caminho prospero da vida . Vocês que também me ensinaram a ser disciplinado e a buscar com empenho todos os meus sonhos. Vocês dedicaram a vida de vocês para me oferecerem sempre o melhor; eu reconheço isso e espero retribuir ao longo de toda a vida. Agradeço ao meu filho, Davi que foi responsável por me alegrar nos momentos de estresse e dificuldades, agradeço a minha irmã, Jéssica, por terem me abrigado em sua casa e aos demais familiares que sempre me deram todo o apoio.

Agradeço à minha namorada, Ana Júlia, a minha companheira de todas as horas e minha melhor amiga. Desde sempre você me acompanha, me apoia, me incentiva e me aconselha. Seus ouvidos sempre estiveram dispostos a me ouvir e a sua voz sempre vem acompanhada de palavras sábias, onde eu encontro paz e tranquilidade.

Agradeço aos meus amigos, aos antigos e aos novos que a instituição me deu, por compartilharem momentos incríveis comigo.

Agradeço aos professores por todos os ensinamentos transmitidos, em especial, ao professores Nady Rocha, meu orientador, e Álvaro Maciel, co-orientador e orientador de graduação. Eles sempre apresentaram um pensamento simplificado e perspicaz, encontrava soluções quando eu desistia de procurar. Obrigado por terem confiado em mim e me apoiado demasiadamente em toda minha caminhada.

Finalmente, agradeço à UFPB e ao CEAR que, mesmo com as dificuldades da pandemia, ofereceram uma pós-graduação de tão alta qualidade.

Por fim, agradeço à Capes pelo apoio financeiro.

*“Se eu vi mais longe, foi por estar
sobre ombros de gigantes.”
(Isaac Newton)*

RESUMO

Os controles preditivo baseado em modelo (MPC) destacam-se pela sua simplicidade, utilizando o modelo matemático da planta, como base do seu controle, e pelo alto desempenho dinâmico. Neste trabalho, é apresentado o controle preditivo com conjunto de controle finito (FCS-MPC) da potência, para controlar, através do conversor CA-CC-CA, também conhecido por *back-to-back*, a potência estatórica do DFIG, o fator de potência da rede e a tensão do barramento CC. Este controle baseia-se nas equações dinâmicas do sistema para prever o comportamento das variáveis de controle em todos os possíveis estados de chaveamento de um conversor de potência de dois níveis, que podem ser aplicados constantemente durante todo o tempo de amostragem. Dessa forma, seleciona-se o estado de chaveamento que minimiza o erro entre as grandezas previstas e suas referências. O comportamento do sistema com um DFIG de $0,56\text{ kW}$ é analisado em ambiente computacional. São utilizados os *softwares* PSIM[®] para obter o comportamento das variáveis do sistema e o MATLAB[®] na apresentação gráfica dos resultados das principais grandezas nos regimes permanente e transitório da potência ativa do estator. Estes resultados mostram uma boa dinâmica no controle das potências, baixa oscilação no torque e atendem os requisitos da norma IEEE 512-2014 sobre a distorção harmônica total (THD) na corrente do estator. Para validar a performance do controle, os resultados são comparados com técnicas clássicas de *Direct Power Control* (DPC). Além disso, é estudado o impacto da redução de vetores ativos, buscando uma redução no custo computacional do controle e, um observador que mitiga os erros causados pela variação paramétrica do gerador. Com a redução de vetores ativos, ocorre uma redução no custo computacional com baixo impacto no controle de potência. Resultados experimentais também são apresentados e discutidos, de modo a verificar o funcionamento dos controles estudados.

Palavras Chaves: Controle preditivo. Gerador de indução duplamente alimentado. Sistema de conversão de energia eólica. Controle direto pela potência. Conversor do lado da rede.

ABSTRACT

Model-based predictive controls (MPCs) stand out for their simplicity, using the plant's mathematical model as the basis for their control, and their high dynamic performance. In this work, the predictive control with finite control set (FCS-MPC) of the power is presented, to control, through the AC-DC-AC converter, also known as back-to-back, the stator power of the DFIG, the grid's power factor, and the DC-link voltage. This control is based on the dynamic equations of the system to predict the behavior of the control variables in all possible switching states of a two-level power converter, which can be applied constantly, throughout the entire sampling time. In this way, the switching state that minimizes the error between the expected quantities and their references is selected. The behavior of the system with a DFIG of $0.56kW$ is analyzed in a computational environment. PSIM[®] software is used to obtain the behavior of the system variables and MATLAB[®] in the graphical presentation of the results of the main quantities in steady-state and in the stator active power transient. These results show good dynamics in power control, low torque oscillation, and meet the requirements of the IEEE 512-2014 standard on total harmonic distortion (THD) in the stator current. To validate control performance, the results are compared with classic Direct Power Control (DPC) techniques. In addition, the impact of the reduction of active vectors is studied, seeking a reduction in the computational burden of the control and, an observer that mitigates the errors caused by the parametric variation of the generator. With the reduction of active vectors, there is a reduction in the computational cost with a low impact on the power control. Experimental results are also presented and discussed, to verify the functioning of the studied controls.

Keywords: Model-based predictive control. Doubly fed induction generator. Direct power control. Grid Side Converter.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 – Evolução da capacidade instalada em usinas eólicas no Brasil.	19
Figura 1.2 – Configuração típica de um WECS com um PMSG, com velocidade variável e conversor dimensionado para processar a potência total do sistema.	19
Figura 1.3 – Configuração típica de um WECS com um DFIG, com velocidade variável e conversor dimensionado para processar 30% da potência total do sistema.	20
Figura 1.4 – Representação dos modos de operação do DFIG.	21
Figura 2.1 – Modelo do DFIG conectada diretamente à rede.	28
Figura 2.2 – Disposição espacial das bobinas de uma máquina trifásica.	30
Figura 2.3 – Representação do modelo elétrico de uma máquina trifásica.	30
Figura 2.4 – Relação entre os sistemas de coordenadas 123 e odq	31
Figura 2.5 – Possíveis referenciais para a transformação dq	33
Figura 2.6 – Transformação entre dois planos de referência.	34
Figura 2.7 – Circuito monofásico equivalente para o GSC.	34
Figura 3.1 – Princípios de controle do DTC.	37
Figura 3.2 – (a) Definição de setores e vetores para um conversor de dois níveis. (b) Exemplo de impacto dos vetores de tensão no controle DTC.	38
Figura 3.3 – (a) Impacto dos vetores de tensão para o conjugado. (b) Impacto dos vetores de tensão para o fluxo estatórico.	40
Figura 3.4 – (a) Circuito equivalente simplificado do DFIG. (b) Diagrama fasorial do DFIG.	41
Figura 3.5 – Variações no fluxo rotórico para o controle da: (a) Potência Ativa. (b) Potência Reativa.	41
Figura 3.6 – Controle de histerese da potência ativa.	42
Figura 3.7 – Exemplo de impacto dos vetores de tensão no fluxo rotórico.	43
Figura 3.8 – Diagrama de Controle do DPC.	45
Figura 4.1 – Operação ideal do controle preditivo.	49
Figura 4.2 – Operação ideal do controle preditivo.	51
Figura 4.3 – Instantes de tempo para o controle de um caso real com compensação.	52
Figura 4.4 – Fluxograma do FCS-MPC do GSC.	54
Figura 4.5 – Fluxograma do FCS-MPC do RSC.	58
Figura 4.6 – Diagrama de blocos para o estimador do fluxo estatórico.	62
Figura 4.7 – Diagrama vetorial instantâneo da corrente no rotor.	63
Figura 4.8 – Diagrama de blocos para o estimador de velocidade.	64
Figura 5.1 – (a) Diagrama geral das simulações. Diagrama de blocos da unidade de controle e processamento do: (b) RSC; (c) GSC.	66

Figura 5.2 – Resultados de simulação para o controle preditivo em regime permanente. (a) Tensões na rede. (b) Tensões na rede nos eixos dq . (c) Correntes no estator. (d) Correntes no estator nos eixos dq . (e) Potências ativa P_s e reativa Q_s no estator. (f) Conjugado eletromagnético.	68
Figura 5.3 – Resultados de simulação para o controle preditivo em regime permanente. (a) Correntes no rotor. (b) Correntes no rotor nos eixos dq . (c) Tensão e_{g1} e corrente i_{g1} na rede. (d) Velocidade estimada.	69
Figura 5.4 – Resultados de simulação para o controle preditivo em regime permanente. (a) Tensão no barramento CC. (b) Potências ativa P_f e reativa Q_f no GSC. (c) Correntes no GSC. (d) Correntes no GSC nos eixos dq	70
Figura 5.5 – Resultados de simulação para o controle preditivo no transitório. (a) Correntes no estator. (b) Correntes no estator nos eixos dq . (c) Potências ativa P_s e reativa Q_s no estator. (d) Conjugado eletromagnético. (e) Correntes no rotor. (f) Correntes no rotor nos eixos dq	71
Figura 5.6 – Resultados de simulação para o controle preditivo no transitório. (a) Tensão no barramento CC. (b) Velocidade estimada. (c) Potências ativa P_f e reativa Q_f no GSC. (d) Tensão e_{g1} e corrente i_{g1} na rede.	72
Figura 5.7 – Resultados de simulação para o DPC em regime permanente. (a) Correntes no estator. (b) Correntes no rotor. (c) Potências ativa P_s e reativa Q_s no estator. (d) Conjugado eletromagnético. (e) Tensão e_{g1} e corrente i_{s1} na rede. (f) Velocidade medida.	74
Figura 5.8 – Resultados de simulação para o DPC no transitório. (a) Correntes no estator. (b) Correntes no rotor. (c) Potências ativa P_s e reativa Q_s no estator. (d) Conjugado eletromagnético. (e) Tensão e_{g1} e corrente i_{s1} na rede. (f) Velocidade medida.	75
Figura 6.1 – Divisão do plano $d - q$ em doze setores.	80
Figura 6.2 – Comparativo do impacto da redução de vetores nas potências ativas e reativas no estator. (a) Caso 1. (b) Caso 2. (c) Caso 3. (d) Caso 4.	84
Figura 6.3 – Comparativo do impacto da redução de vetores no conjugado eletromagnético. (a) Caso 1. (b) Caso 2. (c) Caso 3. (d) Caso 4.	84
Figura 6.4 – Comparativo do impacto da redução de vetores nas correntes do rotor. (a) Caso 1. (b) Caso 2. (c) Caso 3. (d) Caso 4.	85
Figura 6.5 – Comparativo do impacto da redução de vetores na tensão no barramento CC. (a) Caso 1. (b) Caso 2. (c) Caso 3. (d) Caso 4.	85
Figura 6.6 – Comparativo do impacto da redução de vetores nas potências do GSC. (a) Caso 1. (b) Caso 2. (c) Caso 3. (d) Caso 4.	86

Figura 6.7 – Resultados de simulação do impacto da variação paramétrica no modelo. (a) Resistência do estator (r_s) com valores abaixo do nominal. (b) Resistência do estator (r_s) com valores acima do nominal. (c) Resistência do rotor (r_r) com valores abaixo do nominal. (d) Resistência do rotor (r_r) com valores acima do nominal. (e) Indutância mútua (l_m) com valores abaixo do nominal. (f) Indutância acima (l_m) com valores acima do nominal.	87
Figura 6.8 – Resultados de simulação do sistema com observador respondendo a variação paramétrica no modelo. (a) Resistência do estator (r_s) com valores abaixo do nominal. (b) Resistência do estator (r_s) com valores acima do nominal. (c) Resistência do rotor (r_r) com valores abaixo do nominal. (d) Resistência do rotor (r_r) com valores acima do nominal. (e) Indutância mútua (l_m) com valores abaixo do nominal. (f) Indutância acima (l_m) com valores acima do nominal.	89
Figura 7.1 – Diagrama geral da montagem experimental.	91
Figura 7.2 – Computador, autotransformador e bancada experimental.	92
Figura 7.3 – Acoplamento entra a máquina de indução trifásica e o DFIG.	93
Figura 7.4 – Diagrama de bloco do controle implementado no experimental.	94
Figura 7.5 – Resultado experimentais: potências (P_s e Q_s) em regime permanente. (a) Caso 1. (b) Caso 2. (c) Caso 3. (d) Caso 4.	95
Figura 7.6 – Resultado experimentais: potências (P_s e Q_s) no transitório de potência ativa. (a) Caso 1. (b) Caso 2. (c) Caso 3. (d) Caso 4.	96
Figura 7.7 – Resultado experimentais: conjugado eletromagnético (c_e) em regime permanente. (a) Caso 1. (b) Caso 2. (c) Caso 3. (d) Caso 4.	96
Figura 7.8 – Resultado experimentais: correntes do rotor nos eixos dq (i_{rd}^v e i_{rq}^v) em regime permanente. (a) Caso 1. (b) Caso 2. (c) Caso 3. (d) Caso 4.	97
Figura 7.9 – Resultado experimentais: velocidade medida (ω_r) em regime permanente. (a) Caso 1. (b) Caso 2. (c) Caso 3. (d) Caso 4.	97
Figura 7.10–Resultado experimentais: tensões e correntes 1 e 2 no estator do DFIG (v_{s1} , v_{s2} , i_{s1} e i_{s2}) em regime permanente. (a) Caso 1. (b) Caso 2. (c) Caso 3. (d) Caso 4.	98
Figura 7.11–Resultado experimentais: tensões e correntes 1 e 2 no estator do DFIG (v_{s1} , v_{s2} , i_{s1} e i_{s2}) durante o transitório de potência ativa. (a) Caso 1. (b) Caso 2. (c) Caso 3. (d) Caso 4.	99
Figura 7.12–Resultado experimentais: correntes rotóricas nos eixos do rotor (i_{r1} , i_{r2} e i_{r3}). (a) Caso 1. (b) Caso 2. (c) Caso 3. (d) Caso 4.	100

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Comparação de algumas características entre os geradores.	20
Tabela 1.2 – Principais métodos de controle utilizados na eletrônica de potência.	22
Tabela 3.1 – Chaveamentos otimizados para DTC.	40
Tabela 3.2 – Chaveamentos otimizados para DPC.	44
Tabela 3.3 – Direção de mudança esperada de Q_s	46
Tabela 3.4 – Direção de mudança para os Setores.	46
Tabela 5.1 – Parâmetros de entrada para a simulação.	65
Tabela 5.2 – Parâmetros do DFIG.	67
Tabela 5.3 – Parâmetros do GSC.	67
Tabela 5.4 – Principais diferenças nos resultados de simulação entre o controle preditivo e DPC.	76
Tabela 6.1 – Impacto da seleção do vetor nulo na frequência de chaveamento.	77
Tabela 6.2 – Resultados de simulação apresentando o impacto dos vetores no modelo de potência do RSC.	79
Tabela 6.3 – Resultados de simulação observando o impacto dos chaveamentos para o GSC.	81
Tabela 6.4 – Tabela de chaveamentos otimizados para o GSC 4 vetores ativos.	82
Tabela 6.5 – Resultados quantitativos da redução dos vetores no controle do RSC.	83
Tabela 6.6 – Descolamento dos valores médios das potência em função da variação paramétrica.	88
Tabela 7.1 – Dados parametrizados do DFIG utilizado no experimento.	92
Tabela 7.2 – Dados catalogados e placa de identificação do motor de indução tipo gaiola de esquilo.	93
Tabela 7.3 – Resultados quantitativos da redução dos vetores no controle do RSC.	100

LISTA DE SIGLAS

B2B	Back-to-back
CC	Corrente Contínua
DC	Direct Current
DFIG	Doubly-Fed Induction Generator
DPC	Direct Power Control
DSP	Digital Signal Processor
FCS	Finite Control Set
FCS-MPC	Finite Control Set - Model Predictive Control
GSC	Grid Side Converter
IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineers
MIPS	million instructions per second
MPC	Model Predictive Control
MPPT	Maximum Power Point Tracking
PI	Proportional - Integral
PLL	Phase Locked Loop
PWM	Pulse Width Modulation
RMS	Root Mean Square
PMSG	Permanent Magnet Synchronous Gerenerator
RSC	Rotor Side Converter
THD	Total Harmonic Distortion
VC	Vector Control
WECS	Wind Energy Conversion Systems

LISTA DE SÍMBOLOS

$*$	Denota valores de referência
$\dagger$	Denota vetores na sua forma conjugada
C	Capacitância do barramento CC
c_e	Conjugado elétrico
c_m	Conjugado mecânico
e_{g1}, e_{g2}, e_{g3}	Tensões 123 na rede trifásica
e_{gd}^g, e_{gq}^g	Tensão dq na rede no referencial genérico
e_{gd}^v, e_{gq}^v	Tensão dq na rede no referencial síncrono da tensão
F	Função de custo do MPC
f_1, f_2, f_3	Pontos centrais do GSC
F_m	Coefficiente de atrito
f_s	Frequência da rede
i_{f1}, i_{f2}, i_{f3}	Correntes 123 no conversor do lado da rede
i_{fd}^g, i_{fq}^g	Corrente dq no GSC no referencial genérico
i_{fd}^v, i_{fq}^v	Corrente dq no GSC no referencial síncrono da tensão
i_{g1}, i_{g2}, i_{g3}	Correntes 123 na rede trifásica
i_{r1}, i_{r2}, i_{r3}	Correntes 123 no rotor do DFIG
$\vec{i}_r^g$	Vetor corrente dq complexo no rotor no referencial genérico
$\vec{i}_r^v$	Vetor corrente dq complexo no rotor no referencial síncrono da tensão
i_{rd}^g, i_{rq}^g	Corrente dq no rotor da máquina no referencial genérico
i_{rd}^v, i_{rq}^v	Corrente dq no rotor da máquina no referencial síncrono da tensão
i_{s1}, i_{s2}, i_{s3}	Correntes 123 no estator do DFIG
$\vec{i}_s^g$	Vetor corrente dq complexo no estator no referencial genérico
$\vec{i}_s^v$	Vetor corrente dq complexo no estator no referencial síncrono da tensão
i_{sd}^g, i_{sq}^g	Corrente dq no estator da máquina no referencial genérico

i_{sd}^v, i_{sq}^v	Corrente dq no estator da máquina no referencial síncrono da tensão
J_m	Momento de inércia da máquina
$k_{i,pll}$	Ganho do integrador do controlador PI na PLL
$k_{p,pll}$	Ganho proporcional do controlador PI na PLL
l_{lr}	Indutância de dispersão do rotor
l_{ls}	Indutância de dispersão do estator
l_m	Indutância mútua do gerador
l_r	Indutância própria rotórica
l_s	Indutância própria estatórica
N_t	Quantidade de passos de tempo T_s
odq	Eixos da transformada de Park
p	Denota valores estimados pelo controle MPC
P	Número de par de polos da máquina
P_f	Potência ativa fornecida a rede pelo GSC
$\overline{P}_r^g$	Matriz de transformação odq para grandezas do rotor
P_s	Potência ativa fornecida nos terminais do estator do gerador
$\overline{P}_s^g$	Matriz de transformação odq para grandezas do estator
q_{f1}, q_{f2}, q_{f3}	Comandos para as chaves do GSC
q_{r1}, q_{r2}, q_{r3}	Comandos para as chaves do RSC
Q_f	Potência reativa fornecida a rede pelo GSC
Q_s	Potência reativa fornecida nos terminais do estator do gerador
r_1, r_2, r_3	Pontos centrais do RSC
r_r	resistência própria rotórica
r_s	resistência própria estatórica
s_1, s_2, s_3	Terminais no estator do DFIG
S_n	Vetor de tensão no conversor

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_{0g}	Tensão entre o ponto central do barramento CC, e o neutro da rede
V_{dc}	Tensão no barramento CC
v_{f1}, v_{f2}, v_{f3}	Tensões relativa a cada terminal do GSC
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
$\vec{v}_r^v$	Vetor tensão dq complexo no rotor no referencial síncrono da tensão
v_{rd}^g, v_{rq}^g	Tensão dq no rotor da máquina no referencial genérico
v_{rd}^v, v_{rq}^v	Tensão dq no rotor da máquina no referencial síncrono da tensão
v_{s1}, v_{s2}, v_{s3}	Tensões 123 no estator do DFIG
$\vec{v}_s^g$	Vetor tensão dq complexo no estator no referencial genérico
$\vec{v}_s^v$	Vetor tensão dq complexo no estator no referencial síncrono da tensão
v_{sd}^g, v_{sq}^g	Tensão dq no estator da máquina no referencial genérico
v_{sd}^v, v_{sq}^v	Tensão dq no estator da máquina no referencial síncrono da tensão
$v_{pf1}, v_{pf2}, v_{pf3}$	Tensões de polo do GSC
l_f	Indutância entre a rede e o GSC
r_f	Resistência entre a rede e o GSC
σ_{ri}	Ângulo entre o eixo r_1 do rotor e o vetor corrente no rotor.
σ_{si}	Ângulo entre o eixo s_1 do estator e o vetor corrente no rotor.
σ	Coefficiente de dispersão da máquina
θ_{ab}	Ângulo entre os fluxos do estator e rotor
θ_g	Ângulo genérico da transformada de Park
θ_r	Posição do rotor

$\hat{\theta}_r$	Posição do rotor estimada
θ_v	Ângulo do vetor tensão na rede
$\hat{\theta}_v$	Ângulo do vetor tensão estimado
$\vec{\lambda}_r^g$	Vetor fluxo dq complexo no rotor no referencial genérico
$\vec{\lambda}_r^v$	Vetor fluxo dq complexo no rotor no referencial síncrono da tensão
$\lambda_{rd}^g, \lambda_{rq}^g$	Fluxo dq no rotor da máquina no referencial genérico
$\lambda_{rd}^v, \lambda_{rq}^v$	Fluxo dq no rotor da máquina no referencial síncrono da tensão
$\vec{\lambda}_s^g$	Vetor fluxo dq complexo no estator no referencial genérico
$\vec{\lambda}_s^v$	Vetor fluxo dq complexo no estator no referencial síncrono da tensão
$\lambda_{sd}^g, \lambda_{sq}^g$	Fluxo dq no estator da máquina no referencial genérico
$\lambda_{sd}^v, \lambda_{sq}^v$	Fluxo dq no estator da máquina no referencial síncrono da tensão
$\hat{\lambda}_{sd}, \hat{\lambda}_{sq}$	Fluxo dq no estator estimado
$\hat{v}_{scd}, \hat{v}_{scq}$	Componentes de tensão que realimentam o estimador de fluxos
λ_r^r	Fluxo do rotor no referencial do rotor
λ_s^r	Fluxo do estator no referencial do rotor
ω_g	Velocidade angular genérica da transformada Park
ω_r	Velocidade angular do rotor
ω_v	Velocidade síncrona da máquina

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO E LOCALIZAÇÃO DO TEMA	18
1.2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	22
1.3	PROPÓSITO DO ESTUDO	26
1.4	PUBLICAÇÕES	26
1.5	ESTRUTURA DO TRABALHO	27
2	MODELAGEM DO SISTEMA	28
2.1	VISÃO GERAL DO MODELO	28
2.2	MODELO DA MÁQUINA TRIFÁSICA	29
2.2.1	Modelo vetorial da máquina trifásica	29
2.2.2	Conjugado eletromagnético e modelo mecânico	32
2.3	TRANSFORMAÇÃO dq - PLANOS DE REFERÊNCIA	32
2.4	CONVERSOR DO LADO DA REDE	33
2.5	CONCLUSÃO	36
3	CONTROLE DIRETO PELA POTÊNCIA	37
3.1	CONTROLE DIRETO PELO TORQUE	37
3.2	CONTROLE DIRETO PELA POTÊNCIA APLICADO AO DFIG	40
3.2.1	Relação entre estator e rotor	40
3.2.2	Banda de histerese	42
3.2.3	Efeito dos vetores na Potencia Ativa	43
3.2.4	Efeito dos vetores na Potencia Reativa	44
3.3	IDENTIFICAÇÃO DO SETOR DO FLUXO ROTÓRICO	44
3.4	CONCLUSÃO	46
4	CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO DA POTÊNCIA	48
4.1	PRINCÍPIOS DO CONTROLE PREDITIVO APLICADO A CONVERSORES	48
4.2	CONJUNTO DE CONTROLE FINITO	49
4.3	COMPENSAÇÃO DE ATRASO	50
4.4	DISCRETIZAÇÃO DO CONVERSOR DO LADO DA REDE	51
4.4.1	Imposição das referências de Potência	53
4.4.1.1	Referência da potência reativa	53
4.4.1.2	Referência da potência ativa	54
4.5	DISCRETIZAÇÃO DO DFIG E DO RSC	55
4.6	FUNÇÃO CUSTO, RESTRIÇÕES E PESO DOS PARÂMETROS	59
4.6.1	Função de Custo do GSC	60
4.6.2	Função de Custo do RSC	61

4.7	ESTIMADOR DE FLUXO	61
4.8	ESTIMAÇÃO DA POSIÇÃO ROTÓRICA E VELOCIDADE	62
4.9	CONCLUSÃO	64
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	65
5.1	CARACTERIZAÇÃO DA SIMULAÇÃO	65
5.2	SIMULAÇÃO DO CONTROLE PREDITIVO DA POTÊNCIA - REGIME PERMANENTE	65
5.3	SIMULAÇÃO DO CONTROLE PREDITIVO DA POTÊNCIA - RESPOSTA AO DEGRAU	69
5.4	COMPARATIVO ENTRE O CONTROLE PREDITIVO DA POTÊNCIA E O CONTROLE DIRETO PELA POTÊNCIA	72
5.4.1	Regime permanente	73
5.4.2	Transitório - Degrau na Potência	73
5.5	CONCLUSÃO	75
6	OTIMIZAÇÕES NO FCS-MPC	77
6.1	SELEÇÃO DO VETOR NULO	77
6.2	REDUÇÃO DO NÚMERO DE VETORES	78
6.2.1	Redução para quatro vetores ativos - RSC	78
6.2.2	Redução para dois vetores ativos - RSC	79
6.2.3	Redução dos vetores para o GSC	80
6.2.4	Resultados de simulação da redução de vetores	82
6.3	OBSERVADORES DE POTÊNCIA	86
6.4	CONCLUSÃO	90
7	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	91
7.1	CARACTERIZAÇÃO DO EXPERIMENTO	91
7.2	RESULTADOS DE EXPERIMENTAIS COM A REDUÇÃO DE VETORES	93
7.3	CONCLUSÃO	101
8	CONSIDERAÇÕES FINAIS	102
8.1	PROPOSTAS PARA CONTINUIDADE DO ESTUDO	103
	REFERÊNCIAS	104

1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentado uma breve contextualização do cenário atual da geração eólica e dos principais geradores utilizados nessa geração. Além disso, é apontado as principais características de alguns tipos de controle utilizados na eletrônica de potência para o controle desses geradores. Adiante, é feita uma revisão bibliográfica dos principais trabalhos que colaboraram com essa dissertação sobre o gerador de indução duplamente alimentado e controle preditivo na eletrônica de potência. Por fim, os objetivos desse trabalho são apresentados.

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO E LOCALIZAÇÃO DO TEMA

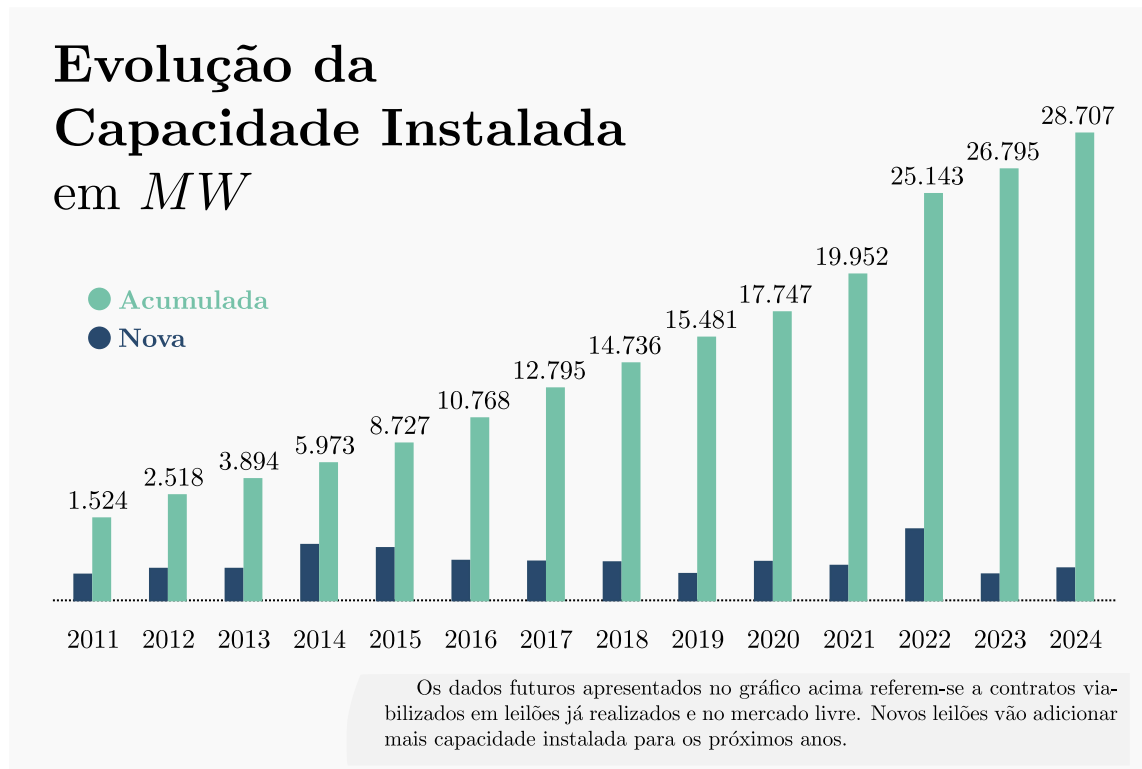
A Energia é um requisito básico no desenvolvimento humano, elevando o crescimento econômico e da produtividade da população. Para suprir essa demanda, e impulsionados por questões de aquecimento global e o desejo de reduzir a dependência dos combustíveis fósseis, a tendência de produção de energia está se movendo em direção de uma maior participação das fontes primárias de energia renováveis (OWUSU; ASUMADU-SARKODIE, 2016). Entre essas fontes, a geração de energia eólica é uma das mais atraentes, devido à sua disponibilidade e aos benefícios econômicos da geração em larga escala (HU et al., 2010; NNACHI; MOSETLHE; HAMAM, 2020).

Visando atender essa crescente demanda, o Brasil atingiu a marca de 18 GW de capacidade instalada em usinas eólicas em fevereiro de 2021. Além disso, a previsão é que, até 2024, considerando apenas os leilões já realizados, a fonte avance até cerca de 28,7 GW, triplicando a potência instalada em menos de 10 anos já que em 2015 apresentou um valor de 8,7 GW como ilustrada a Figura 1.1.

Existem diversas topologias e geradores elétricos utilizados nos sistemas de conversão de energia eólica (WECS - do inglês *Wind Energy Conversion Systems*), como o gerador de indução em gaiola de esquilo. No entanto, dois outros modelos se sobressaíram e são utilizados com maior frequência nesse tipo de geração de energia elétrica. A primeira configuração está ilustrada na Figura 1.2. Esta configuração utiliza o gerador síncrono a ímã permanente (PMSG - do inglês *Permanent Magnet Synchronous Generator*) associado a um conversor CA-CC-CA que processa toda potência. Com isso, o funcionamento do gerador é desacoplado do funcionamento da rede, garantindo uma ampla faixa de operação, possibilitando uma variação na velocidade de 0 a 100% da velocidade síncrona.

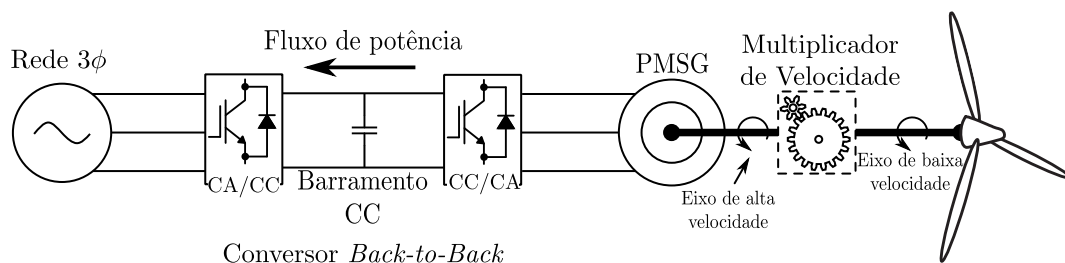
Além disso, o sistema pode dispensar o uso da caixa multiplicadora, dado que o PMSG pode ser construído com um elevado número de polos. Este fato reduz a possibilidade de falhas mecânicas e consequentemente o custo de manutenção, porém, eleva o custo associado à fabricação e aquisição deste tipo de gerador (NNACHI; MOSETLHE; HAMAM, 2020; SOARES, 2018).

Figura 1.1 – Evolução da capacidade instalada em usinas eólicas no Brasil.



Fonte: Adaptado de Godoi (2021).

Figura 1.2 – Configuração típica de um WECS com um PMSG, com velocidade variável e conversor dimensionado para processar a potência total do sistema.



Fonte: elaborada pelo autor.

Já a segunda configuração utiliza o gerador de indução duplamente alimentado (DFIG - do inglês *Doubly Fed Induction Generator*), na qual os terminais do estator estão diretamente conectados à rede elétrica, conforme mostrada na Figura 1.3. Dessa forma, o controle de velocidade e/ou potência é realizado por meio de um conversor conectado aos terminais do rotor, que são dimensionados para processar até 30% da potência total gerada pelo sistema, possibilitando uma redução nos custos do conversor.

Esta configuração permite o gerador trabalhar com até $\pm 30\%$ em torno da velocidade síncrona, permitindo a implementação de técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT - do inglês *Maximum Power Point Tracking*), como também o controle do fator de potência da rede (MULLER; DEICKE; DONCKER, 2002; MUDI; SINHA, 2014; SOARES,

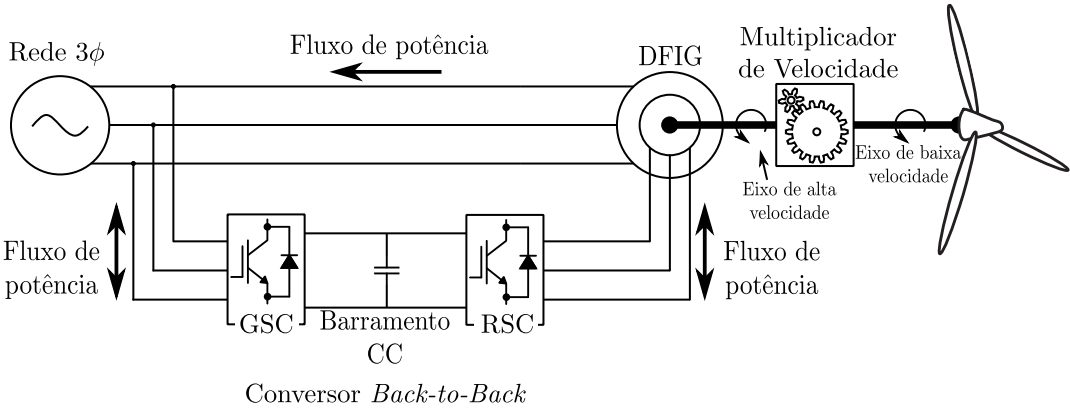
2018). A Tabela 1.1 apresenta as principais características das duas configurações (CHENG et al., 2009; HU et al., 2010; BARAZARTE; GONZALEZ; HALL, 2011).

Tabela 1.1 – Comparação de algumas características entre os geradores.

Característica	PMSG	DFIG
Potência Nominal	Até centenas de kW	Até dezenas de MW
Acoplamento do eixo	Direto	Caixa multiplicadora
Potência no Conversor	Total	Parcial, $\pm 30\%$
Excitação	Imãs permanentes	Corrente alternada nas bobinas do rotor

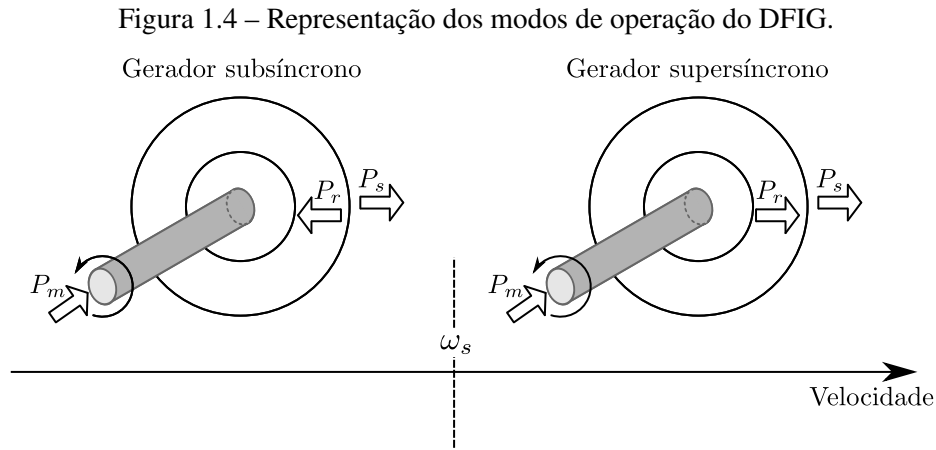
Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 1.3 – Configuração típica de um WECS com um DFIG, com velocidade variável e conversor dimensionado para processar 30% da potência total do sistema.



Fonte: elaborada pelo autor.

A flexibilidade na velocidade de operação do DFIG permite com que o gerador opere de forma subsíncrona, síncrona ou supersíncrono. Quando o escorregamento é positivo a máquina opera no modo subsíncrono, onde a velocidade do rotor da máquina é menor que a velocidade síncrona ($\omega_r < \omega_s$). Nesta configuração, o circuito do rotor consome potência ativa da rede. Já na operação síncrona, tornando as correntes no rotor em CC. Essa operação, segundo Wickramasinghe et al. (2016), permite a inércia da grande massa rotativa do rotor da turbina eólica ser adicionada à inércia do sistema.



Fonte: elaborada pelo autor.

Quando a velocidade do rotor ultrapassa a velocidade síncrona ($\omega_s < \omega_r$), o escorregamento da máquina torna-se negativo, dessa forma, o rotor passa a operar no modo supersíncrono, fornecendo potência ativa à rede também pelo circuito do rotor. Em ambos os casos, o circuito do estator sempre gera e fornece potência ativa para a rede elétrica. Esses modos de operação são ilustrados na Figura 1.4 (DATTA; RANGANATHAN, 2001a).

Apesar da fonte de geração eólica apresentar uma energia de geração limpa, baixo custo de instalação e baixa agressão ao meio ambiente, ela apresenta algumas barreiras tecnológicas no desempenho do sistema, considerando a estabilidade transitória e das tensões na rede, e na qualidade da energia gerada. Essas características são diretamente afetadas pelo comportamento dinâmico da turbina eólica e pelo comportamento dos ventos incidentes (PEREIRA, 2019).

Para minimizar os efeitos adversos presentes nos WECS, são desenvolvidos controles robustos que apresentam um papel fundamental na qualidade do sistema, controlando os conversores e consequentemente os geradores. Na literatura, são apresentadas várias estratégias de controle que podem ser utilizadas. Percebe-se, portanto, que existem diversas possibilidades de análise e tópicos de pesquisa envolvendo o controle do DFIG, buscando melhorar a dinâmica, a eficiência e a qualidade da energia gerada.

Em Kouro et al. (2015) são apresentadas as principais técnicas de controle aplicadas não só ao DFIG, mas também na eletrônica de potência no geral. Na Tabela 1.2 são apresentadas as características de maior relevância em cada controle. Os atributos nesta tabela são apresentados de forma generalizada, pois alguns trabalhos lidam com algumas desvantagens dessa tabela, como em Filho et al. (2018) que reduz o impacto da imprecisão paramétrica e em Habibullah et al. (2016) que minimiza o custo computacional, ambos aplicados ao controle preditivo.

Todos esses controles possuem vantagens e desvantagens únicas. Assim, pode-se afirmar que nenhum controle é melhor que outro em todos os aspectos. No entanto, os controles por lógica fuzzy, por modos deslizantes e preditivo baseado em modelo são controles mais recentes que foram viabilizados pelo aumento do poder computacional dos microprocessadores atuais. Então,

Tabela 1.2 – Principais métodos de controle utilizados na eletrônica de potência.

	Controle Linear	Controle por Histerese	Controle Fuzzy	Controle de Modo Deslizante	Controle Preditivo
Vantagens	·Largura de banda conhecida por projeto ·O uso do modulador simplifica a extensão para diferentes topologias ·Frequência fixa de chaveamento ·Bem estabelecido (bastante desenvolvido e uso comercial)	·Controle não linear, alta robustez ·Sem modulador ·Alta dinâmica ·Projeto simples ·Bem estabelecido	·Controle não linear ·Analogia com a resposta humana ·Variáveis linguísticas	·Diretamente aplicável aos conversores ·Robustez contra falhas no modelo e distúrbios	·Controle não linear ·Pode incluir restrições e não linearidades ·Projeto baseado no modelo e uma função custo
Desvantagens	·Falta de Robustez em sistemas não lineares ·Difícil adaptação para situações específicas (restrições, não-linearidades etc.) ·Requer modulação (baixa dinâmica)	·Requer altas taxas de amostragens ·Frequência de chaveamento variada ·Problemas de ressonância ·Difícil de estender para diferentes topologias	·Projeto heurístico ·Problemas na defuzzyficação	·Chattering	·Alto custo computacional ·Lidar com variação paramétrica ·Projeto heurístico nos fatores da função custo

Fonte: Adaptado de Kouro et al. (2015).

comparado-os à teoria clássica de controle que amadureceu por mais de um século, é provável que exista muito espaço para melhoria nesses novos controles, ao contrário dos controladores lineares (KOURO et al., 2015).

O controle preditivo baseado em modelo vem ganhando um destaque especial, principalmente na última década. É um controle não linear que utiliza o modelo dinâmico do gerador e dos conversores para prever o comportamento do sistema e selecionar a melhor combinação de vetores, baseado nos erros entre as referências das grandezas de controle e suas predições.

1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A máquina de indução duplamente alimentada foi, a princípio, trabalhada no acionamento de motores. Em Xu e Cheng (1995), o controle de torque e potência reativa é apresentado, onde foi dispensado o uso de um sensor de posição e a orientação do controle foi realizada segundo o fluxo do rotor. Conclui-se que, diferentemente dos motores de indução em gaiola de esquilo, esse tipo de máquina pode operar com um fator de potência controlado para qualquer região de velocidade.

Na função de gerador, o DFIG foi primordialmente controlado pelo controle vetorial (PENA; CLARE; ASHER, 1996). Neste trabalho, foi apresentado o controle vetorial (VC - do

inglês *Vector Control*), que permite controlar a potência ativa e reativa de forma independente, utilizando as correntes rotóricas de eixo direto e em quadratura. Um outro clássico é o trabalho de Muller, Deicke e Doncker (2002), onde é apresentado o VC aplicado ao DFIG nos referenciais síncrono da tensão do estator e fluxo estatórico.

O VC apresenta um bom desempenho em regime permanente devido à precisão do controle de corrente. No entanto, o modelo do gerador em sua totalidade é um sistema não linear, assim, uma das desvantagens do VC é a sua natureza linear, que não considera a operação discreta dos conversores, necessitando simplificar o modelo e operar em certas regiões lineares (ABDELRAHEM; KENNEL, 2017). Além disso, restrições e não linearidades do conversor e do gerador, não são incluídas de maneira trivial no projeto do controlador (ABDELRAHEM et al., 2020).

Uma outra alternativa de controle é o controle direto pela potência (DPC - do inglês *Direct Power Control*) aplicado ao DFIG apresentado em Datta e Ranganathan (2001a). Esse controle utiliza os princípios de histerese, tabelas de chaveamentos e de discretização do conversor, aplicados no controle de torque e fluxo da máquina de indução gaiola de esquilo apresentados em Takahashi e Noguchi (1986).

Ainda em Datta e Ranganathan (2001a), o controle por histerese aplicado à potência dispensa o uso dos parâmetros do gerador para a identificação do setor do fluxo rotórico. Este setor é uma informação primordial para o controle, e é obtido através da análise do efeito que o vetor tensão aplicado causou na potência reativa. Portanto, esse controle depende unicamente das medições das correntes e tensões estatóricas.

Esse tipo de controle é aplicado também nos filtro ativos *shunt*. A tabela de chaveamentos otimizados é função do setor da tensão da rede aplicado a esse filtro. A aplicação desta tabela possui semelhanças com a tabela do DPC aplicado ao DFIG, no entanto, aquela possui doze setores. As referências de potências são geradas através do erro na tensão do barramento CC e na potência reativa necessária para maximizar o fator de potência (CHEN; JOÓS, 2008a; AFGHOUL; KRIM, 2012a; AFGHOUL et al., 2013a). O equacionamento e as análises aplicadas no controle do filtro *shunt* podem ser empregadas de forma análoga no controle do conversor do lado da rede.

No geral, o DPC apresenta uma rápida resposta aos transitórios e uma estrutura de implementação relativamente simples. No entanto, as potências ativa e reativa apresentam um *ripple* considerável e a frequência de chaveamento é variável. Além disso, restrições de operação exigem certa complexidade para serem implementadas.

Uma outra abordagem de controle é o Controle Preditivo Baseado em Modelo (MPC - do inglês *Model Predictive Control*). Segundo Kouro et al. (2015), o MPC foi introduzido em controle de processos com Richalet et al. (1978). Nesse trabalho, construiu-se um modelo dinâmico do

sistema capaz de prever como algumas variáveis e funções do sistema se comportariam dado a aplicações de certas entradas.

Outros trabalhos com a mesma abordagem foram produzidos. Porém, somente com o exponencial avanço das milhares de instruções por segundos (MIPS - do inglês *million instructions per second*) dos microprocessadores, foi viabilizado a aplicação do MPC, de forma competitiva, na eletrônica de potência. Em Rodriguez et al. (2007), foi desenvolvido um MPC aplicado a um conversor de potência com dois níveis. Esse trabalho leva em consideração a forma discretizada de operação, baseada em amostragens, dos microprocessadores. Assim, através do modelo discretizado do conversor, verifica-se o impacto de todos os possíveis estados de chaveamento, que é considerado constante e aplicável durante todo um período de amostragem. Através de uma função de custo, comparam-se as mudanças previstas nas variável de controle com uma referência, e então, o estado de chave otimizado é selecionado. A estratégia de controle que considera que a planta contém um número finito de ações de controle é conhecida como conjunto de controles finitos (FCS - do inglês *Finite Control Set*).

O FCS-MPC apresentou-se como um método promissor na eletrônica de potência. Dessa forma, estudos com conversores de potência (KOURO et al., 2009), filtro ativo *shunt* (Zanchetta et al., 2011; Tarisciotti et al., 2017) e em motores de indução gaiola de esquilo (MIRANDA et al., 2009), comprovaram a eficiência do método, possuindo uma rápida resposta dinâmica, robustez a distúrbios externos e fácil implementação de restrições. Os conceitos utilizados no controle do filtro *shunt* são semelhantes aos princípios de controle de um conversor do lado da rede, podendo ser facilmente adaptado para esse fim, como visto na modelagem de Lu et al. (2021), que trabalhou com o controle preditivo do conversor do lado da rede através da tensão do barramento CC e da corrente em quadratura.

Para o DFIG, os primeiros trabalhos com controle preditivo surgiram para o controle da corrente do rotor. Em Xu, Zhi e Williams (2009), foi implementado um modelo que conseguiu prever as variações da corrente do rotor no referencial do fluxo do estator, em um tempo de amostragem fixo. Com isso, conseguiu-se controlar a máquina, gerando os estados de chaveamento através de uma modulação vetorial.

Na literatura, existem diversos trabalhos aplicados ao MPC direto da potência do DFIG. Em Filho e Filho (2012), o controle baseia-se em um função de otimização que verifica o erro entre as referências das potências ativa e reativa com seus respectivos valores previstos pelo controlador. As previsões são obtidas através de um modelo em espaço de estado linearizado do gerador. No trabalho de Diab (2018), apresentou-se as discretizações do DFIG, negligenciando a resistência do estator, e do conversor do lado da rede. Com isso, todo o conversor *back-to-back* foi controlado, mantendo a tensão de barramento constante, fornecendo o reativo ideal para a rede e o controle de potência do gerador. Nesses dois últimos trabalhos, os resultados experimentais não foram apresentados e o impacto das variações paramétricas foi negligenciado. Além disso, o controle necessita de técnicas de modulação para selecionar os chaveamentos.

Em Hu, Zhu e Dorrell (2015), foi proposta uma estratégia de controle preditivo baseado em modelo direto pela potência, através da qual consegue-se compensar a potência da rede nos casos de tensões desbalanceadas. No modelo, a resistência rotórica foi negligenciada. O vetor tensão é calculado a cada espaço de amostragem, sendo assim, o controle não utiliza transformações de coordenadas, controladores PI, tabelas de chaveamentos e moduladores. Resultados de simulação mostraram bom desempenho no transitório e em regime permanente.

Em Saeidi, Marchi e Bim (2016) foi proposto um FCS-MPC para atuar no controle do conversor do lado do rotor (RSC - do inglês *Rotor Side Converter*), regulando as potências ativa e reativa do DFIG, em condições de afundamentos de tensão e velocidade variável. O desempenho do controlador na potência do estator é rápida e precisa. No entanto, são apresentados apenas resultados de simulações computacionais. Os autores afirmam que a carga computacional do algoritmo impede sua execução em processadores comumente utilizados no campo dos acionamentos, indicando o uso de *field programmable gate array* (FPGA).

Outros trabalhos também apresentam soluções para o afundamento de tensão da rede aplicados ao DFIG. Em Jacomini e Filho (2019) a função custo é feita através dos erros das tensões do rotor, sendo suas referências geradas a partir do modelo do gerador. Essa configuração acarreta uma redução no custo computacional, uma vez que os há uma redução nos cálculos dentro do *loop* de previsões do controle, uma vez que os cálculos.

Uma outra preocupação, estudada em trabalhos mais recentes, é a robustez do controle. Em Filho et al. (2018) utilizou-se um observador que conseguiu compensar as incertezas ou variações paramétricas no controle preditivo. Essas otimizações são realizadas com vetor de tensão de referência em uma função *deadbeat*, que é obtida pelas referências de corrente. Com a análise dessa função ao longo do tempo é possível observar as mudanças nos parâmetros e compensá-los.

Abdelrahem et al. (2020) também trabalha a robustez do controle de forma semelhante à anterior, no entanto, adiciona filtros passa-baixa na saída desses observadores, no intuito de reduzir possíveis ruídos e mitigar o impacto dos *outliers*.

Por fim, em Yan et al. (2021) foi feita uma análise em mais de 30 trabalhos atuais que tratam de otimizações do controle preditivo direto pela potência aplicado aos inversores de potência. Entre esses aperfeiçoamentos, muitos trabalhos buscam aumentar o número de vetores que será aplicado em um passo de amostragem, buscando reduzir a oscilação em alta frequência nas potências ativa e reativa (BOZORGI et al., 2018; ZHOU; TU; TANG, 2018; YAN et al., 2019; YAN; HUI, 2022). Essas melhorias aumentam o custo computacional, problema que não foi explorado com profundidade em nenhum dos artigos dessa coletânea.

1.3 PROPÓSITO DO ESTUDO

O objetivo geral deste trabalho é apresentar a análise do controle preditivo da potência baseado em modelo com conjunto de controles finitos aplicados ao conversor do lado do rotor, controlando o DFIG, e ao conversor do lado da rede, ajustando o fator de potência da rede e regulando a tensão do barramento CC.

Além deste controle, técnicas baseadas em observadores de estados são implementadas, diferentemente dos trabalhos apresentados, diretamente na potência, com a finalidade de aumentar a robustez do controle, reduzindo o impacto da variação paramétrica. Além disso, apresentar o impacto de uma pré-seleção, baseada nas tabelas otimizadas de controle por histerese, reduzindo a quantidade de vetores que são testados pelo controle preditivo em cada tempo de amostragem, reduzindo o custo computacional. Por fim, comparar o desempenho do controle preditivo com as técnicas clássicas de DPC aplicados ao DFIG.

Os objetivos específicos consistem em:

- Modelar o gerador e os conversores que compõem todo o modelo de geração, expondo as equações no modelo odq ;
- Desenvolver as técnicas clássicas de DPC, explicando com detalhes as criações das tabelas de chaveamento e estimativa dos setores de fluxo rotórico;
- Apresentar o controle preditivo da potência aplicado ao controle do sistema de geração com o DFIG, compensando reativos da rede e fazendo o controle do barramento CC;
- Expor e utilizar estimadores do ângulo da tensão e estimadores robustos do fluxo do estator;
- Estudar os impactos da variação paramétrica do gerador no controle do RSC;
- Utilizar observadores nas potências, no intuito de melhorar a robustez do controle, compensando possíveis erros e variações paramétricas;
- Analisar o impacto de uma pré-seleção nos vetores que o controle preditivo testa, deixando apenas os mais relevantes, reduzindo o custo computacional;
- Apresentar comparações entre o DPC e o MPC, expondo as características de cada um em regime permanente e transitório.

1.4 PUBLICAÇÕES

O artigo intitulado *A Simple and Powerful Model Predictive Direct Power Control for DFIG*, foi submetido e aprovado na Conferência Brasileira de Eletrônica de potência (*Brazilian Power Electronics Conference - COBEP*), que foi realizado na cidade de João Pessoa, entre os dias 07 a 10 de novembro de 2021. Este artigo reúne alguns dos resultados parciais do controle preditivo direto da potência, obtidos durante a pesquisa e execução deste trabalho de dissertação.

1.5 ESTRUTURA DO TRABALHO

O presente capítulo apresentou uma breve contextualização e revisão bibliográfica do conteúdo tratado nos próximos capítulos para situar o tema do trabalho. Nele foram descritas técnicas clássicas de controle de corrente e potência com a finalidade de controlar o DFIG. Também foram descritos diferentes estratégias de controle preditivo, bem como aplicações dos métodos reportados na literatura nos últimos anos. Dentre os métodos, foi destacado o FCS-MPC aplicado no controle de potência, que é o ponto central deste trabalho.

No Capítulo 2, serão apresentados os modelos do DFIG e do conversor do lado da rede, nos referenciais genérico e síncrono da tensão. As vantagens desse último referencial serão apresentadas, bem como a mudança entre referenciais de sincronização. Por fim, será apresentada uma técnica capaz de estimar o ângulo da tensão na rede.

No Capítulo 3, serão apresentadas duas estratégias clássicas utilizadas no controle das máquinas de indução. O controle direto pelo conjugado será mostrado para servir de introdução para o controle direto pela potência aplicado ao DFIG. A metodologia apresentará um controle de histerese da potência que dispensa o uso de um encoder.

No Capítulo 4, será apresentada uma estratégia de controle preditivo aplicada aos conversores de potência de dois níveis, tratando também de problemas como compensação de atraso. Esse controle de potência será utilizado nos dois conversores do sistema que compõe o conversor *back-to-back*. Além disso, um robusto estimador do fluxo estatórico, capaz de retirar o nível cc dessa variável, será apresentado.

No Capítulo 5, serão apresentadas simulações dos controles direto pela potência clássico e preditivo aplicados ao DFIG. Inicialmente, será apresentada a caracterização das simulações, com os modelos e parâmetros dos equipamentos utilizados. Além dos resultados em regime permanente, será apresentado o comportamento do gerador quando submetido a um degrau de potência ativa. Ao final, comparações e discussões entre os diferentes tipos de controle serão realizadas.

No Capítulo 6, serão apresentadas soluções que visam mitigar alguns problemas inerentes ao FCS-MPC. O custo computacional será reduzido utilizando otimizações nas quantidades de vetores que o controle utiliza para fazer suas previsões. Além disso, será feita uma análise do impacto da variação paramétrica no controle. Ademais, técnicas que comparam e compensam erros no modelo serão implementadas. Por fim, a análise dos resultados de simulação irão determinar a viabilidade dessas otimizações.

No Capítulo 7, serão apresentados os resultados experimentais para o FCS-MPC no RSC do DFIG. A princípio, serão descritos os equipamentos utilizados na montagem, bem como algumas medidas e soluções encontradas para adequação do controle às estruturas disponíveis no laboratório. Os experimentos foram montados e discutidos para observar a atuação dos controles estudados em um ambiente real, nos quais ocorrem variações e incertezas paramétricas.

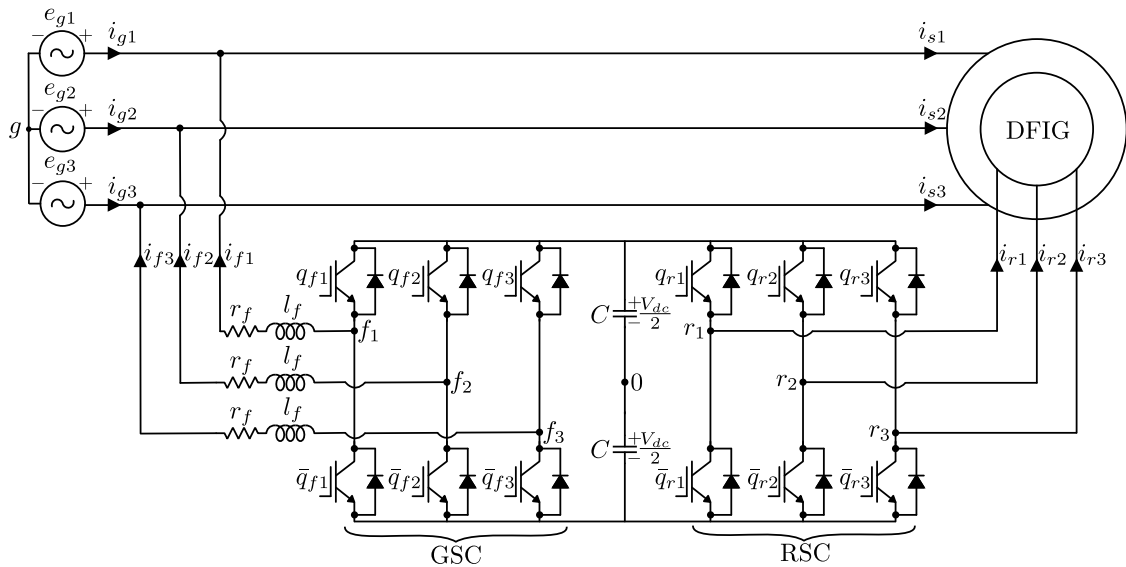
2 MODELAGEM DO SISTEMA

Neste capítulo é apresentado o modelo elétrico e mecânico, de forma genérica, para a máquina de indução trifásica, sendo posteriormente abordada de forma mais específica para o gerador de indução duplamente alimentado. A mudança entre planos de referência na transformação *odq* é discutida, bem como as vantagens de se trabalhar no referencial síncrono da tensão. Por fim, é apresentado o modelo do conversor do lado da rede.

2.1 VISÃO GERAL DO MODELO

Uma visão do esquemático do DFIG conectada diretamente à rede é apresentada na Figura 2.1, através da qual consegue-se observar os detalhes das conexões e a nomenclatura adotada. Esta Figura ilustra os conversores vistos de forma simplificada na Figura 1.3, em que o controle do conversor *back-to-back* (B2B) vai ditar a operação do gerador.

Figura 2.1 – Modelo do DFIG conectada diretamente à rede.



Fonte: elaborada pelo autor.

O B2B consiste em dois conversores trifásicos, sendo eles: o conversor do lado do rotor (RSC - do inglês *Rotor Side Converter*) e o conversor do lado da rede (GSC - do inglês *Grid Side Converter*). A conexão entre estes conversores é feita por meio de um barramento CC em comum. O RSC é conectado aos enrolamentos do rotor. Sua função é controlar a máquina, ajustando os valores das potência ativa e reativa do estator.

Já o GSC é conectado à rede por meio de um filtro RL, ou então, a depender do nível de tensão, pode-se utilizar um transformador entre a rede e o filtro. O principal objetivo desse conversor é manter o nível de tensão do barramento CC constante, despachando a potência gerada ou consumida pelo RSC. Essa função é essencial, visto que a qualidade e o nível de tensão do

barramento compartilhado impacta diretamente no controle do RSC, e, consequentemente, no gerador. Além disso, o GSC pode também ser utilizado para ajustar o fator de potência da rede.

Em suma, a arquitetura dos dois conversores possibilita um fluxo bidirecional de potência, assim, fazendo o B2B um dispositivo de recuperação de potência de escorregamento do rotor, ou seja, em certas regiões de operação, recupera-se a energia gerada nos enrolamentos do rotor que, de outra forma, sem esse acesso, teria sido perdida na forma de calor nos enrolamentos (ANAYA-LARA et al., 2014).

2.2 MODELO DA MÁQUINA TRIFÁSICA

Para o desenvolvimento deste trabalho, é suficiente assumir algumas simplificações no modelo da máquina (BARBI, 1985; JACOBINA, 2005; SOARES, 2018):

- Tanto os enrolamentos do estator como do rotor são iguais e defasados entre si em 120° ;
- 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, isto é, não ocorre saturação do núcleo eletromagnético;
- Máquina bipolar: número de par de polos $P = 1$, no caso multipolar $\theta_r = P\theta_m$;
- Não são consideradas perdas magnéticas.

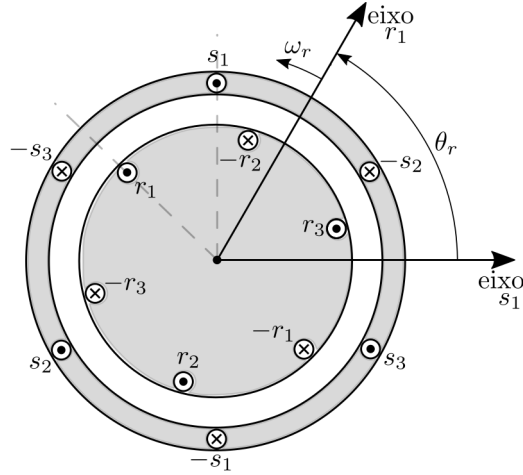
2.2.1 Modelo vetorial da máquina trifásica

O modelo que representa uma máquina trifásica simétrica de dois polos pode ser observado na Figura 2.2. Nesta representação, os enrolamentos do rotor da máquina giram em relação aos enrolamentos do estator com uma velocidade ω_r , formando um ângulo θ_r entre os eixos magnéticos s_1 e r_1 . Fazendo uma análise na Figura 2.2, é possível deduzir um circuito elétrico equivalente da máquina trifásica conforme a Figura 2.3.

Através do circuito equivalente da máquina, consegue-se obter o modelo da máquina trifásica, denominado neste trabalho de modelo 123. Entretanto, mesmo após as simplificações assumidas no início desta seção, o modelo ainda é relativamente complexo. Isso se deve, principalmente, pela presença das matrizes de indutância mútua que são funções da posição do rotor (θ_r), ou seja, fazendo com que o modelo se distancie de soluções analíticas, já que o sistema é não linear e variante no tempo.

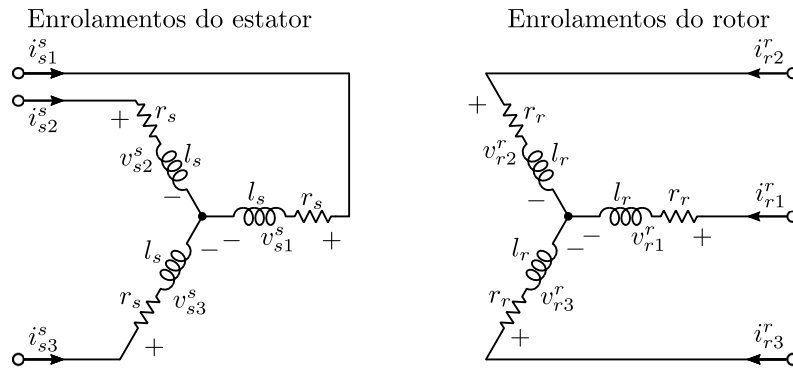
Desta forma, faz-se necessário utilizar uma transformação de coordenadas conhecida como transformação de *Park*. Essa é uma transformação linear que simplifica as equações da

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



Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 2.3 – Representação do modelo elétrico de uma máquina trifásica.



Fonte: elaborada pelo autor.

máquina (tensão, fluxo e corrente) reduzindo sua ordem e eliminando a dependência da posição do rotor (BARBI, 1985). De forma algébrica, é possível definir as operações de transformação para o estator e para o rotor respectivamente:

$$\bar{x}_{s123}^s = \bar{P}_s^g \bar{x}_{sodq}^g \quad (2.1)$$

$$\bar{x}_{r123}^r = \bar{P}_r^g \bar{x}_{rodq}^g. \quad (2.2)$$

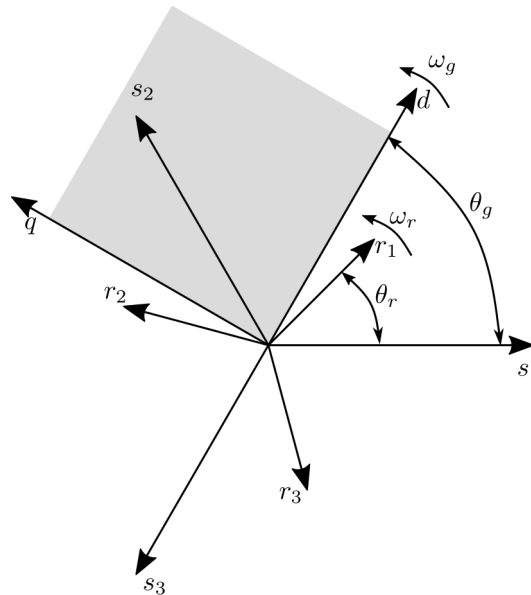
As matrizes $\bar{x}_{s123}^s$ e $\bar{x}_{r123}^r$ podem representar quaisquer grandezas da máquina, como a tensão, fluxo ou corrente. $\bar{x}_{sodq}^s$ e $\bar{x}_{rodq}^r$ representam as grandezas transformadas, sendo o resultado da transformada de Park, do estator e do rotor, respectivamente. As matrizes de transformações são definidas por:

$$\bar{P}_s^g = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & \cos(\theta_g) & -\sin(\theta_g) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta_g - 2\pi/3) & -\sin(\theta_g - 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta_g - 4\pi/3) & -\sin(\theta_g - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$\bar{P}_r^g = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & \cos(\theta_g - \theta_r) & -\sin(\theta_g - \theta_r) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta_g - \theta_r - 2\pi/3) & -\sin(\theta_g - \theta_r - 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta_g - \theta_r - 4\pi/3) & -\sin(\theta_g - \theta_r - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

onde θ_g é o ângulo genérico do eixo d em relação ao eixo magnético s_1 e θ_r é o ângulo entre o eixo do rotor (r_1) e o eixo do estator (s_1). Essas matrizes de transformação podem ser obtidas através da decomposição dos eixos que representam tradicionalmente a máquina elétrica, em dois eixos, d e q que giram com uma velocidade ω_g , e uma componente homopolar. A representação gráfica da Transformação de *Park* pode ser observada na Figura 2.4.

Figura 2.4 – Relação entre os sistemas de coordenadas 123 e odq .



Fonte: elaborada pelo autor.

As componentes d e q representam as componentes de eixo direto e de eixo em quadratura da máquina, respectivamente. A componente o , chamada de homopolar, é desacoplada das demais componentes, e, caso a máquina tenha o neutro isolado ou esteja operando de forma equilibrada, essa componente é desconsiderada, pois torna-se nula.

Como feito em Jacobina (2005), o modelo vetorial da máquina trifásica, num referencial genérico, pode ser expresso por:

$$\vec{v}_s^g = r_s \vec{i}_s^g + \frac{d\vec{\lambda}_s^g}{dt} + j\omega_g \vec{\lambda}_s^g \quad (2.5)$$

$$\vec{v}_r^g = r_r \vec{i}_r^g + \frac{d\vec{\lambda}_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \vec{\lambda}_r^g \quad (2.6)$$

$$\vec{\lambda}_s^g = l_s \vec{i}_s^g + l_m \vec{i}_r^g \quad (2.7)$$

$$\vec{\lambda}_r^g = l_r \vec{i}_r^g + l_m \vec{i}_s^g \quad (2.8)$$

$$P_s = v_{sd}^g i_{sd}^g + v_{sq}^g i_{sq}^g \quad (2.9)$$

$$Q_s = v_{sq}^g i_{sd}^g - v_{sd}^g i_{sq}^g \quad (2.10)$$

onde:

$$\vec{v}_s^g = \frac{1}{\sqrt{2}}(v_{sd}^g + jv_{sq}^g) \quad (2.11) \quad \vec{i}_s^g = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_{sd}^g + ji_{sq}^g) \quad (2.12) \quad \vec{\lambda}_s^g = \frac{1}{\sqrt{2}}(\lambda_{sd}^g + j\lambda_{sq}^g) \quad (2.13)$$

$$\vec{v}_r^g = \frac{1}{\sqrt{2}}(v_{rd}^g + jv_{rq}^g) \quad (2.14) \quad \vec{i}_r^g = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_{rd}^g + ji_{rq}^g) \quad (2.15) \quad \vec{\lambda}_r^g = \frac{1}{\sqrt{2}}(\lambda_{rd}^g + j\lambda_{rq}^g) \quad (2.16)$$

Os subíndices s e r representam, respectivamente, as grandezas do estator e rotor; o índice g indica que o referencial adotado para o eixo d é o genérico; ω_g é a velocidade dos eixos dq ; ω_r é a velocidade elétrica do rotor; r_s e r_r são as resistências próprias do estator e do rotor por fase; l_s e l_r são as indutâncias próprias do estator e do rotor por fase; l_m é a indutância mútua; $\vec{v}$ é o vetor tensão; $\vec{i}$ representa o vetor corrente; $\vec{\lambda}$ é o vetor fluxo; P_s e Q_s são, respectivamente, a potência ativa e reativa do estator.

2.2.2 Conjugado eletromagnético e modelo mecânico

Partindo do princípio da coenergia, o conjugado elétrico pode ser obtido através das correntes estatóricas e rotóricas da máquina, assim como feito em Jacobina (2005), sendo expresso por:

$$c_e = 2Pl_m \Im \{ \vec{i}_s^g \vec{i}_r^{g\dagger} \} = 2Pl_m (i_{rd}^g i_{sq}^g - i_{sd}^g i_{rq}^g) \quad (2.17)$$

onde $\Im$ simboliza a parte imaginária e o índice $\dagger$ aponta que o vetor está em sua forma conjugada. Por fim, a expressão que relaciona o conjugado elétrico com o conjugado mecânico, associando as variáveis mecânicas e elétricas da máquina, é definida por:

$$c_e - c_m = F_m \omega_r + J_m \frac{d\omega_r}{dt} \quad (2.18)$$

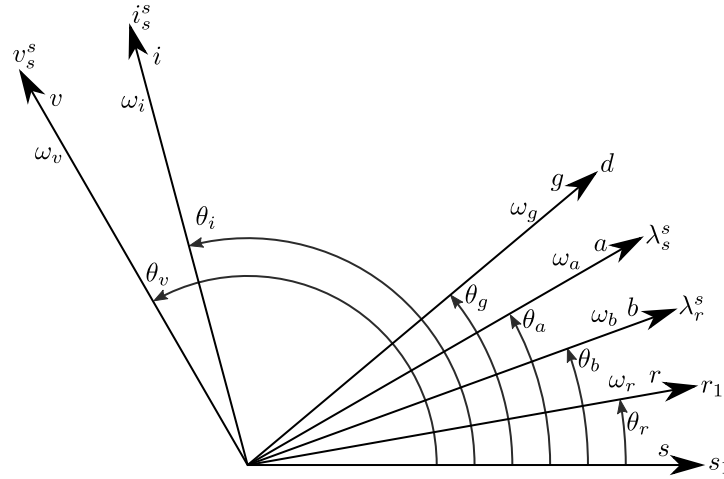
onde c_m é o conjugado mecânico; F_m representa o coeficiente de atrito; e J_m o momento de inércia da máquina.

2.3 TRANSFORMAÇÃO dq - PLANOS DE REFERÊNCIA

No desenvolvimento das expressões da máquina trifásica no modelo dq , é visto que o referencial adotado é chamado de genérico. Isso indica que o equacionamento é verdadeiro para

qualquer referencial adotado. Entretanto, com o objetivo de tornar o controle mais simples ou desacoplado, convém-se utilizar referenciais onde o eixo d esteja alinhado com uma das variáveis da máquina. Na Figura 2.5 é possível observar os referenciais mais usuais da literatura.

Figura 2.5 – Possíveis referenciais para a transformação dq .



Fonte: adaptado de Jacobina (2005).

Neste trabalho, o referencial adotado foi o síncrono da tensão, porque desta forma, ao alinhar o eixo d com o vetor tensão $\vec{v}_s$, ou seja $v_{sd}^v = v_s$, a tensão no eixo q torna-se nula ($v_{sq}^v = 0$). Com isso, as equações de potência (2.9) e (2.10), que são a base do controle desenvolvido, podem ser simplificadas, reduzindo a complexidade e esforço computacional.

Analisando ainda a transformação dq , é possível encontrar relações que viabilizam a troca entre distintos referenciais, assim, fazendo a mudança de um determinado referencial para outro, dispensando a intermediação do modelo tradicional 123. Deste modo, seja os planos de referência especificados pela Figura 2.6, a transformação de um referencial x para y , como em Krause et al. (2013), é dada por:

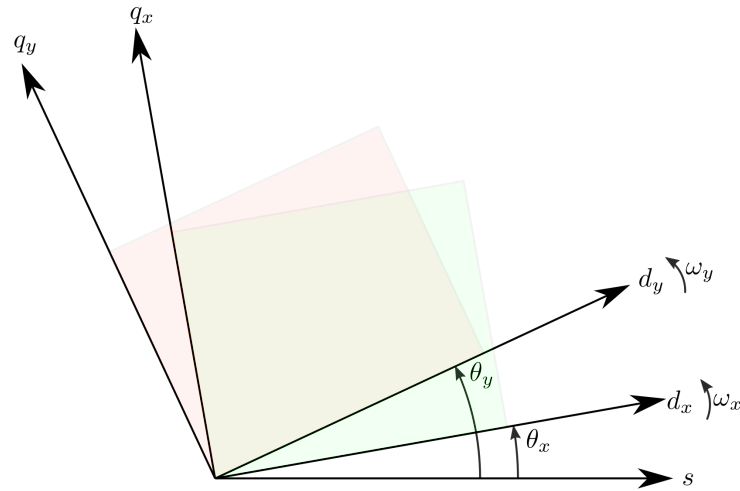
$$\bar{x}_{odq}^y = \bar{T}_{xy} \bar{x}_{odq}^x \quad (2.19)$$

$$\bar{T}_{xy} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\theta_y - \theta_x) & \sin(\theta_y - \theta_x) \\ 0 & -\sin(\theta_y - \theta_x) & \cos(\theta_y - \theta_x) \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

2.4 CONVERSOR DO LADO DA REDE

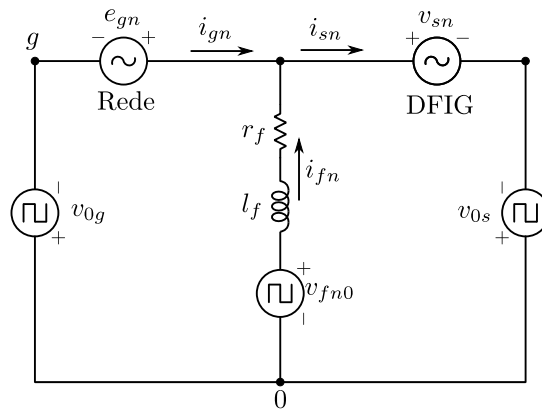
O circuito monofásico equivalente para a topologia do conversor do lado da rede da Figura 2.1 é ilustrado na Figura 2.7.

Figura 2.6 – Transformação entre dois planos de referência.



Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 2.7 – Circuito monofásico equivalente para o GSC.



Fonte: elaborada pelo autor.

Utilizando-se da lei de Kirchhoff, as equações que modelam o GSC e determinam as tensões do sistema, podem ser descritas, como em Souza (2021), por:

$$e_{gn} = -r_f i_{fn} - l_f \frac{di_{fn}}{dt} + v_{fn} \quad (2.21)$$

$$v_{fn} = v_{pfn} + v_{0g} \quad (2.22)$$

onde $n = 1, 2$ ou 3 ; e_{gn} é a tensão na rede; i_{fn} a corrente do inversor; os elementos r_f e l_f são, respectivamente, a resistência e a indutância do filtro; v_{fn} é a tensão relativa a cada terminal do inversor, v_{pfn} representa as tensões de polo do inversor e v_{0g} é a diferença de potencial entre o ponto central do barramento 0 e o neutro da rede g . Utilizando a transformação de *Park* em um

referencial genérico, obtém-se:

$$e_{gd}^g = -r_f i_{fd}^g - l_f \frac{di_{fd}^g}{dt} + v_{fd}^g \quad (2.23)$$

$$e_{gq}^g = -r_f i_{fq}^g - l_f \frac{di_{fq}^g}{dt} + v_{fq}^g. \quad (2.24)$$

O controle do conversor do lado da rede, neste trabalho, será realizado a partir das potências ativa e reativa do conversor. Para expressar essas potências, é conveniente transformar as grandezas de tensão e corrente para o referencial síncrono da tensão, ou seja, o eixo d das grandezas acompanha o ângulo do vetor tensão da rede. A estimativa deste ângulo será mostrada na Seção 4.7. Com isso, a tensão em quadratura é nula ($e_{gq}^v = 0$) e a tensão no eixo direto corresponde a amplitude de todo o vetor ($e_{gd}^v = e_g$). Consequentemente, assumindo a rede como barramento infinito, como os valores de tensão em ambos os eixos são constantes, a derivada torna-se nula, $de_{gdq}^v/dt = 0$. Dessa forma, as potências podem ser expressas por:

$$P_f = e_{gd}^v i_{fd}^v + e_{gq}^v i_{fq}^v \rightarrow P_f = e_{gd}^v i_{fd}^v \quad (2.25)$$

$$Q_f = e_{gq}^v i_{fd}^v - e_{gd}^v i_{fq}^v \rightarrow Q_f = -e_{gd}^v i_{fq}^v \quad (2.26)$$

onde P_f e Q_f são, respectivamente, a potência ativa e reativa do GSC e o sobrescrito v simboliza que as grandezas estão no referencial síncrono da tensão. O controle preditivo utiliza as equações dinâmicas para realizar suas estimativas e previsões. Então, para esse fim, deriva-se as expressões (2.25) e (2.26) em relação ao tempo, obtendo as seguintes relações:

$$\frac{dP_f}{dt} = e_{gd}^v \frac{di_{fd}^v}{dt} \quad (2.27)$$

$$\frac{dQ_f}{dt} = -e_{gd}^v \frac{di_{fq}^v}{dt}. \quad (2.28)$$

Fazendo o uso da matriz de transformação (2.20), alterando, a partir de um referencial genérico para o referencial síncrono da tensão, as expressões (2.23) e (2.24), e, isolando o termo da derivada da corrente, obtém-se

$$\frac{di_{fd}^v}{dt} = \frac{v_{fd}^v - e_{gd}^v - r_f i_{fd}^v + \omega_v l_f i_{fq}^v}{l_f} \quad (2.29)$$

$$\frac{di_{fq}^v}{dt} = \frac{v_{fq}^v - r_f i_{fq}^v - \omega_v l_f i_{fd}^v}{l_f} \quad (2.30)$$

substituindo (2.29) em (2.27) e (2.30) em (2.28)

$$\frac{dP_f}{dt} = e_{gd}^v \frac{v_{fd}^v - e_{gd}^v - r_f i_{fd}^v + \omega_v l_f i_{fq}^v}{l_f} \quad (2.31)$$

$$\frac{dQ_f}{dt} = -e_{gd}^v \frac{v_{fq}^v - r_f i_{fq}^v - \omega_v l_f i_{fd}^v}{l_f}. \quad (2.32)$$

2.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentado o modelo elétrico e mecânico para o DFIG. As expressões são descritas nos eixos odq e estão em um referencial genérico. A mudança entre referenciais e as vantagens da sincronização do eixo d com o referencial síncrono da tensão também foram apresentadas. Por fim, partindo de um circuito monofásico equivalente, apresentou-se a equação dinâmica de potência para o conversor do lado da rede.

3 CONTROLE DIRETO PELA POTÊNCIA

Neste capítulo são apresentadas duas estratégias clássicas utilizadas no controle das máquinas de indução. Em primeira instância, o controle direto pelo conjugado (DTC - do inglês *direct torque control*) para uma máquina de indução é apresentado, bem como resultados de simulação. Utilizando os princípios do DTC como base, o controle direto pela potência aplicado ao DFIG também é discutido, apresentando uma metodologia de controle por histerese que dispensa o uso de sensores de posição.

3.1 CONTROLE DIRETO PELO TORQUE

A ideia do controle direto pela potência surgiu a partir do controle direto de fluxo e conjugado visto em Takahashi e Noguchi (1986). Dessa forma, se faz necessário uma breve explicação sobre o controle DTC, a fim de uma melhor compreensão do controle DPC. Em Takahashi e Noguchi (1986), o DTC é baseado em dois princípios. O primeiro está relacionado com a expressão da tensão do estator (2.5), no referencial estacionário ($\omega_g = 0$)

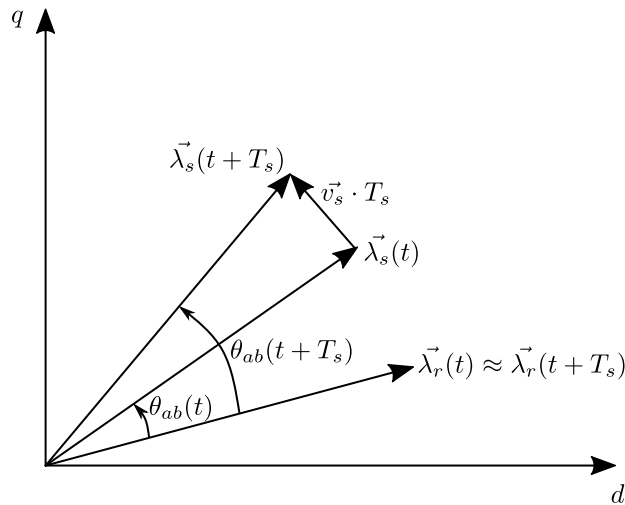
$$\frac{d\lambda_s^s}{dt} = v_s^s - r_s i_s^s \quad (3.1)$$

onde, caso a resistência do estator r_s seja negligenciada, a relação da mudança de fluxo com a tensão pode ser estabelecida por

$$\Delta\lambda_s^s \approx v_s^s T_s \quad (3.2)$$

sendo T_s o período de amostragem. Dessa forma, o fluxo do estator varia de acordo com o vetor de tensão aplicado durante um intervalo de tempo T_s . Isso permite o controle do fluxo estatórico, fazendo com que siga uma determinada trajetória.

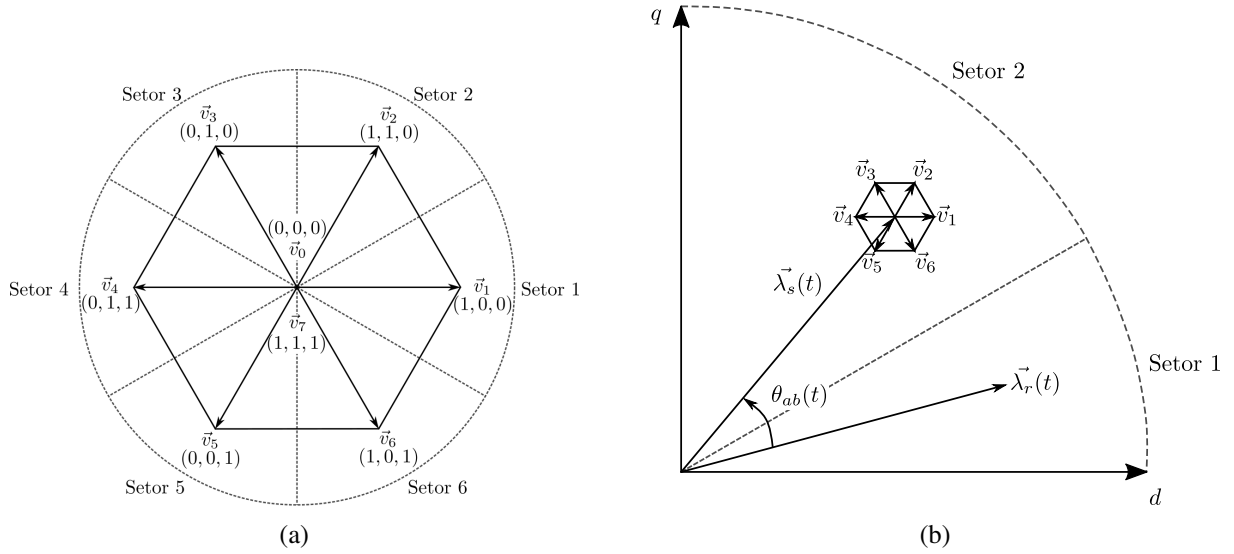
Figura 3.1 – Princípios de controle do DTC.



Fonte: adaptado de Rodriguez e Cortes (2012).

Enquanto que a segunda suposição é admitir que as dinâmicas do fluxo rotórico são mais lentas que as do fluxo do estator. Dessa forma, pode-se assumir que, durante um período de

Figura 3.2 – (a) Definição de setores e vetores para um conversor de dois níveis. (b) Exemplo de impacto dos vetores de tensão no controle DTC.



Fonte: adaptado de Casadei et al. (2002) e Rodriguez e Cortes (2012).

amostragem T_s , o vetor do fluxo do rotor não sofre variações. Por fim, o conjugado eletromagnético c_e da expressão (2.17), pode ser expresso, utilizando-se da relações de fluxo da máquina, assim como em Casadei et al. (2002) e Rodriguez e Cortes (2012), por

$$c_e = P \frac{l_m}{l_s l_r - l_m^2} |\lambda_s| |\lambda_r| \sin(\theta_{ab}) \quad (3.3)$$

onde θ_{ab} é o ângulo entre os fluxos do estator e do rotor. Na Figura 3.1 é ilustrado a influência que um determinado vetor de tensão pode causar na amplitude do fluxo do estator, assim como no ângulo entre o fluxo do estator e rotor.

Considerando que os vetores de tensão sejam gerados por um conversor de dois níveis, seu plano complexo com vetores e setores podem ser definidos como ilustrado na Figura 3.2(a). O efeito que cada vetor de tensão pode provocar no fluxo estatórico e no conjugado está vinculado também ao setor no qual o fluxo do estator se encontra.

Uma ilustração da análise que é feita na construção das tabelas de chaveamento pode ser vista na Figura 3.2(b). Esse exemplo mostra que, no instante de tempo (t), o vetor do fluxo do estator $\vec{\lambda}_s$ está localizado no setor 2. Fazendo uma soma vetorial, pode-se concluir que:

- $\vec{v}_1$ aumenta a amplitude de $\vec{\lambda}_s$ e reduz o ângulo entre os fluxos, nesse caso, reduzindo o $\sin(\theta_{ab})$ e consequentemente reduzindo o conjugado c_e ;
- $\vec{v}_2$ aumenta a amplitude de $\vec{\lambda}_s$;
- $\vec{v}_3$ aumenta a amplitude de $\vec{\lambda}_s$ e o ângulo $\sin(\theta_{ab})$ aumentando, consequentemente, o conjugado c_e ;
- $\vec{v}_4$ reduz a amplitude de $\vec{\lambda}_s$ e aumenta o ângulo $\sin(\theta_{ab})$, aumentando o conjugado c_e ;

- $\vec{v}_5$ atenua a amplitude de $\vec{\lambda}_s$;
- $\vec{v}_6$ reduz a amplitude de $\vec{\lambda}_s$ e o ângulo $\text{sen}(\theta_{ab})$ reduzindo, consequentemente, o conjugado c_e .

Essas variáveis de controle devem operar dentro de uma faixa limite em volta de suas respectivas referências, ou seja, devem operar em uma determinada banda de histerese. Para o fluxo, considera-se uma banda de histerese dupla, possuindo um limite superior e inferior. O controle deve atuar para que o modulo do fluxo do estator esteja sempre nessa faixa, ou seja,

$$|\vec{\lambda}_s|^* - \Delta|\vec{\lambda}_s|/2 \leq |\vec{\lambda}_s| \leq |\vec{\lambda}_s|^* + \Delta|\vec{\lambda}_s|/2$$

onde, $|\vec{\lambda}_s|^*$ representa a referência de fluxo do estator e $\Delta|\vec{\lambda}_s|$ o valor da banda de histerese do fluxo estatórico. Desse modo, com uma escolha apropriada da banda de histerese e dos vetores de tensão do conversor, o modulo do fluxo do estator $|\vec{\lambda}_s|$ pode ser considerado constante.

Já para o controle do conjugado, de acordo com Takahashi e Noguchi (1986), quando o $|\vec{\lambda}_s|$ é constante, o incremento no conjugado é praticamente proporcional ao ângulo θ_{ab} . Dessa forma, quando c_e é menor que sua referência c_e^* , se faz necessário aumentar o conjugado da maneira mais rápida possível, aplicando o vetor tensão que melhor modificará o ângulo do fluxo do estator. No entanto, quando se atinge a referência de conjugado, o ideal é reduzi-lo da maneira mais lenta possível, diminuindo assim, a frequência de chaveamento. Para isso, utiliza-se os vetores nulos de tensão ($\vec{v}_0$ e $\vec{v}_7$).

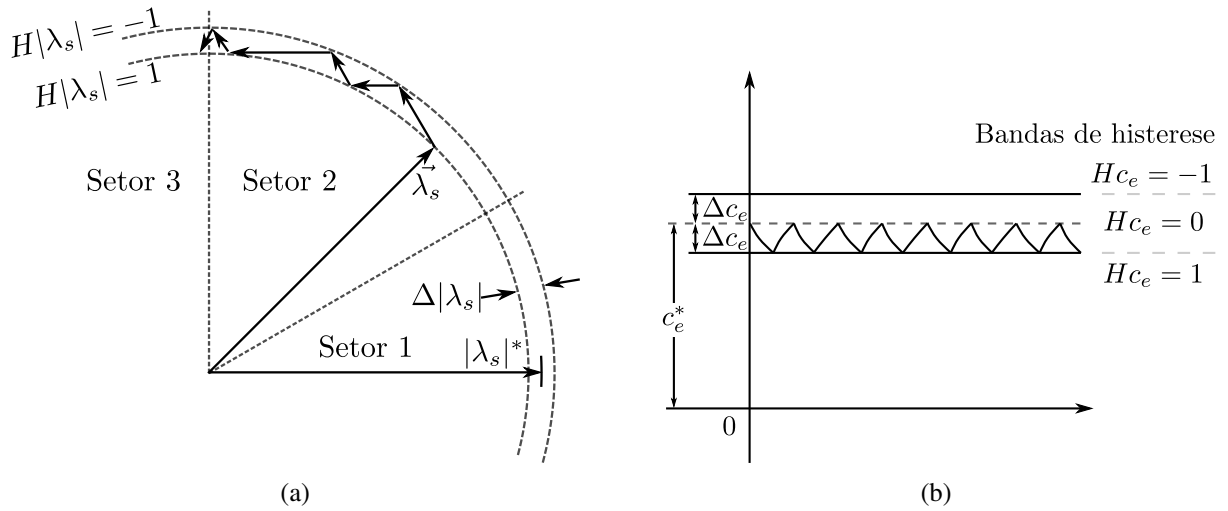
A banda de histerese do conjugado é considerada tripla, e o controle opera para manter a variável entre

$$\begin{aligned} c_e^* - \Delta c_e &\leq c_e \leq c_e^* && \text{quando } \vec{\lambda}_s \text{ rotaciona no sentido horário,} \\ c_e^* &\leq c_e \leq c_e^* + \Delta c_e && \text{quando } \vec{\lambda}_s \text{ rotaciona no sentido anti-horário,} \end{aligned}$$

onde, c_e^* representa a referência do conjugado e Δc_e é o valor da banda de histerese. Uma ilustração da efetividade do controle no fluxo do estator e no torque pode ser observada na Figura 3.3, onde Hc_e é a localização do conjugado em relação a sua banda de histerese, $Hc_e = 1$ para menor que a banda, $Hc_e = 0$ entre seus limites e $Hc_e = -1$, para maior. O mesmo vale para $H|\lambda_s|$, com exceção do $H|\lambda_s| = 0$, pois o fluxo do estator possui somente uma banda.

Resumindo e expandindo a análise dos vetores de tensão para todos os possíveis setores, obtém-se a Tabela 3.1. Com essa tabela, consegue-se identificar qual vetor de tensão deve ser aplicado com base nos valores de fluxo do estator e conjugado. O controle identifica essas variáveis de três formas, abaixo do limite inferior (-1), entre os limites (0, apenas para o torque) e acima do limite superior (1), e assim seleciona, via Tabela 3.1, qual vetor de tensão será aplicado.

Figura 3.3 – (a) Impacto dos vetores de tensão para o conjugado. (b) Impacto dos vetores de tensão para o fluxo estatórico.



Fonte: adaptado de Takahashi e Noguchi (1986).

Tabela 3.1 – Chaveamentos otimizados para DTC.

Limites das bandas de histerese		Setor $\vec{\lambda}_s$					
		1	2	3	4	5	6
$H \lambda_s = 1$	$Hc_e = 1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$
	$Hc_e = 0$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_0$
	$Hc_e = -1$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$
$H \lambda_s = -1$	$Hc_e = -1$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$
	$Hc_e = 0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_7$
	$Hc_e = -1$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$

Fonte: elaborada pelo autor.

3.2 CONTROLE DIRETO PELA POTÊNCIA APLICADO AO DFIG

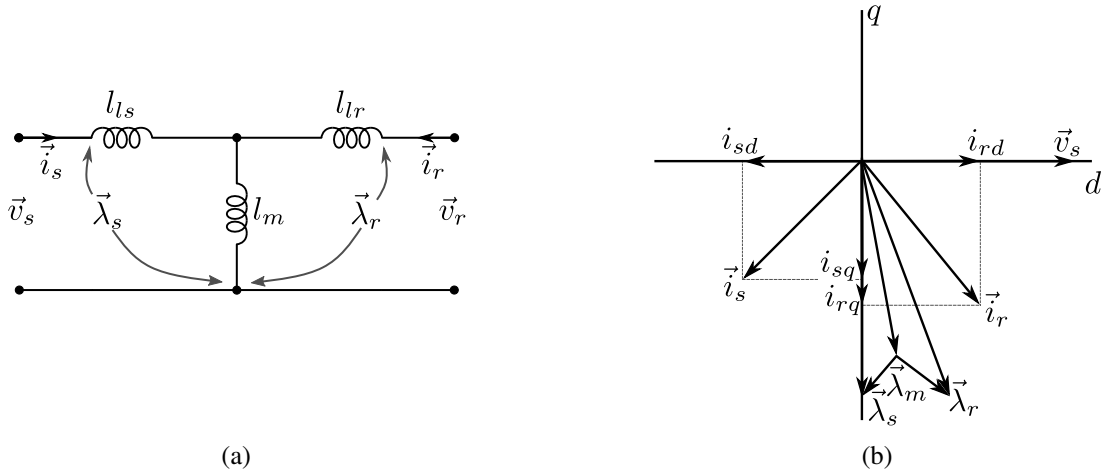
Diferentemente da máquina de indução gaiola de esquilo, o controle do DFIG pode ser feito pelos terminais do rotor, onde apenas uma fração da potência da máquina é processada. Dessa forma, os estados de chaveamentos do conversor do rotor são determinados baseados na potência ativa e reativa medidas do estator.

3.2.1 Relação entre estator e rotor

O conceito básico do controle direto da potência do estator através do rotor, pode ser enxergado analisando o circuito equivalente do DFIG, na Figura 3.4(a), e seu diagrama fasorial, ilustrado na Figura 3.4(b), onde $\vec{\lambda}_m$ representa o fluxo mútuo.

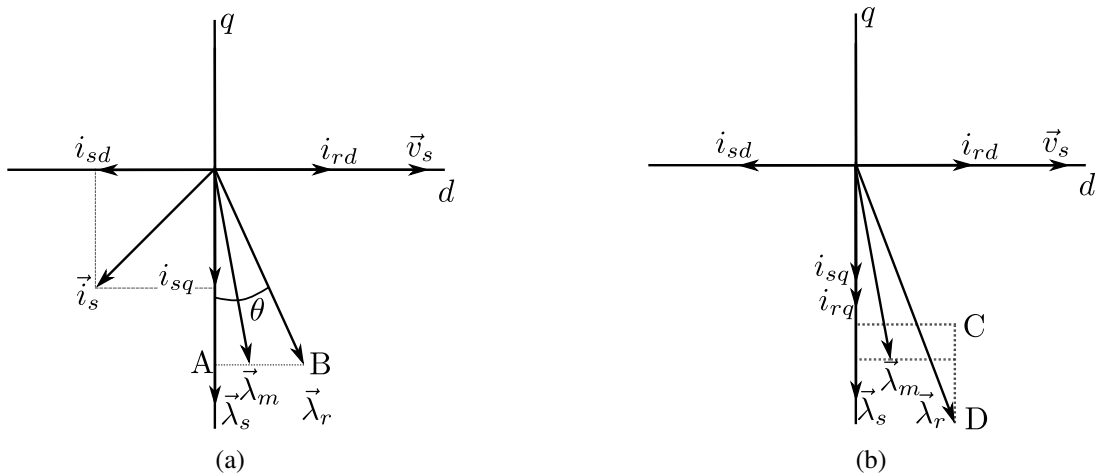
Pelo diagrama fasorial percebe-se que a componente i_{sd} tem que ser controlada para que haja o controle da potência ativa P_s , pois essa corrente está em fase com a tensão. De forma análoga, i_{sq} é a variável que comanda a potência reativa Q_s . Dessa maneira, faz-se necessário

Figura 3.4 – (a) Circuito equivalente simplificado do DFIG. (b) Diagrama fasorial do DFIG.



Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 3.5 – Variações no fluxo rotórico para o controle da: (a) Potência Ativa. (b) Potência Reativa.



Fonte: elaborada pelo autor.

traçar relações entre as componentes de corrente do estator com as correntes do rotor, pois estas últimas podem ser controladas e modificadas diretamente pelo conversor ligado ao rotor.

Considerando a corrente $i_{rq} = 0$, por exemplo, a potência reativa é suprida unicamente pela rede. Nessas condições, se i_{rd} variar entre 0 e sua corrente nominal, a variação de $\vec{\lambda}_r$ é predominantemente entre A-B, na Figura 3.5(a), indicando assim, uma mudança no ângulo entre o $\vec{\lambda}_s$ e $\vec{\lambda}_r$, onde a magnitude do vetor $\vec{\lambda}_r$ sofre poucas alterações.

Agora, analisando o impacto de i_{rq} , varia-se esse componente de 0 ao seu valor nominal e considera-se a componente i_{rd} constante. Com isso, o fluxo rotórico sofre variações em torno de C-D, ilustrado na Figura 3.5(b), resultando numa mudança que afeta, de maneira predominante, a amplitude de $\vec{\lambda}_r$. Portanto, a potência reativa drenada do estator pela rede, é reduzida pelo incremento na amplitude do fluxo do rotor.

Dessa forma, assim como em Datta e Ranganathan (2001a), conclui-se que

- a potência ativa do estator P_s , pode ser controlada pelo controle do ângulo de $\vec{\lambda}_r$, onde esse ângulo é majoritariamente influenciado pela componente i_{rd} ; e
- a potência reativa do estator Q_s , pode ser controlada pela amplitude de $\vec{\lambda}_r$, onde essa amplitude é predominantemente influenciada pela componente i_{rq} .

Assumindo um conversor de dois níveis, consegue-se obter os vetores de tensão conforme já mostrado na Figura 3.2(a). Assim como feito na Seção 3.1, a análise do impacto dos vetores de tensão podem ser estudados. No entanto, como o conversor está localizado no rotor, esse impacto deve ser direcionado ao fluxo do rotor no referencial rotórico.

3.2.2 Banda de histerese

As potências ativa e reativa podem ser obtidas através das expressões (2.9) e (2.10) no referencial estacionário, ou seja

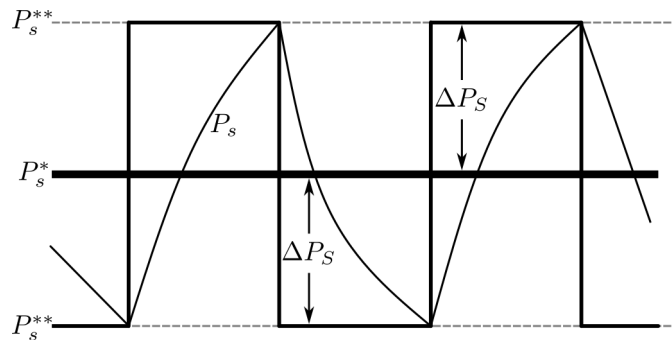
$$P_s = v_{sd}^s i_{sd}^s + v_{sq}^s i_{sq}^s \quad (3.4)$$

$$Q_s = v_{sq}^s i_{sd}^s - v_{sd}^s i_{sq}^s. \quad (3.5)$$

Já as referências dessas grandezas podem ser definidas por tabelas que, de acordo com a potência disponível no eixo mecânico, modifica a referência de potência do gerador. A referência de potência reativa é usualmente definida como zero $Q_s^* = 0$, pois desta forma, o sistema trabalha com fator de potência unitário.

Assim como no caso do fluxo do estator no DTC, ambas as potências do DPC são controladas através de bandas de histerese dupla. Na Figura 3.6 é ilustrado o comportamento da potência ativa, onde o objetivo do controle é manter essa grandeza dentro de uma faixa predeterminada.

Figura 3.6 – Controle de histerese da potência ativa.



Fonte: adaptado de Datta e Ranganathan (2001a).

Nesse exemplo, o controle recebe a referência P_s^* , e, de acordo com o valor exato de P_s , traça a nova referência P_s^{**} onde

$$P_s^{**} = P_s^* + \Delta P_s, \text{ se } P_s^{**} - P_s > 0.$$

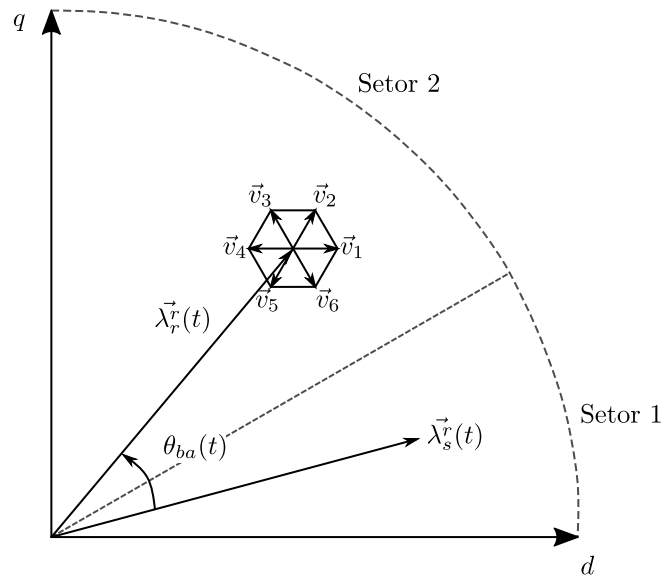
$$P_s^{**} = P_s^* - \Delta P_s, \text{ caso contrário.}$$

O mesmo processo acontece na definição das referências para potência reativa.

3.2.3 Efeito dos vetores na Potencia Ativa

Considerando que a rotação anti-horária dos vetores de fluxo é a direção positiva, e, assumindo, por exemplo que, o fluxo do rotor está localizado no Setor 2, conforme ilustrado na Figura 3.7, aplicar os vetores $\vec{v}_3$ e $\vec{v}_4$ acelera o vetor $\vec{\lambda}_r$ na direção positiva, reduzindo a potência ativa drenada pelo estator. Essa redução é interpretada de maneira diferente quando a máquina opera como gerador, pois a potência do estator é negativa, dessa forma, aumenta-se a potência ativa gerada pelo estator da máquina. O efeito contrário acontece com os vetores $\vec{v}_1$ e $\vec{v}_6$.

Figura 3.7 – Exemplo de impacto dos vetores de tensão no fluxo rotórico.



Fonte: elaborada pelo autor.

Generalizando para os vetores ativos, se o fluxo do rotor estiver no n-ésimo setor, onde $n = 1, 2 \dots 6$, aplicar os vetores $\vec{v}_{n+1}$ e $\vec{v}_{n+2}$ resulta na redução da potência ativa do estator e injetar os vetores $\vec{v}_{n-1}$ e $\vec{v}_{n-2}$ provoca um aumento na potência ativa do estator. Como essa generalização é aplicada somente aos vetores ativos, ou seja, $\vec{v}_1, \vec{v}_2 \dots \vec{v}_6$, assume-se que, caso o vetor seja maior que 6, a contagem volta para o $\vec{v}_1$, caso menor que 1, volta-se para o $\vec{v}_6$, circulando sempre entre os vetores ativos.

Já na aplicação dos vetores nulos $\vec{v}_0$ e $\vec{v}_7$, o fluxo do rotor sofre uma parada na sua rotação, sem grandes mudanças na sua amplitude. Dessa forma, podem ocorrer as seguintes mudanças:

- no modo de operação subsíncrono de geração, aplicar um vetor nulo reduz o ângulo entre os fluxos do rotor e do estator, pois o fluxo do estator continua sua rotação no sentido positivo. Assim, a potência ativa drenada pelo estator aumenta, ou seja, a potência ativa gerada diminui.
- Já quando a velocidade de rotação é acima da síncrona, o ângulo entre os fluxos aumenta. Portanto, a potência ativa drenada pelo estator diminui, ocasionando um aumento na potência gerada.

3.2.4 Efeito dos vetores na Potencia Reativa

Como visto na conclusão da seção 3.2.1, a potência reativa depende da amplitude do fluxo do rotor. À vista disso, dado que o fluxo rotórico esteja no Setor 2, os vetores de tensão $\vec{v}_1$, $\vec{v}_2$ e $\vec{v}_3$ aumentam a magnitude de $\vec{\lambda}_r$, enquanto $\vec{v}_4$, $\vec{v}_5$ e $\vec{v}_6$ reduzem. Uma vez que $|\vec{\lambda}_r|$ aumenta, a potência reativa fornecida pelo rotor aumenta e assim, reduz a potência reativa drenada pelo estator.

De forma genérica, se o fluxo do rotor estiver no n-ésimo setor, aplicar os vetores $\vec{v}_n$, $\vec{v}_{n+1}$ e $\vec{v}_{n-1}$ resulta na redução da potência reativa do estator e injetar os vetores $\vec{v}_{n+2}$, $\vec{v}_{n-2}$ e $\vec{v}_{n+3}$ provoca um aumento na potência reativa do estator.

A aplicação dos vetores nulos não acarreta um impacto na magnitude de $\vec{\lambda}_r$, então a mudança na potência reativa é pequena, mas deve ser considerada. A redução do ângulo entre os vetores de fluxos causa uma aumento no λ_{rq} e consequentemente em Q_s .

Sumarizando os efeitos dos vetores de tensão nas potências, consegue-se obter a Tabela 3.2, onde o vetor de tensão a ser aplicado depende do erro entre referência do controle e o valor atual das potências ($P_{s,e} = P_s^{**} - P_s$ e $Q_{s,e} = Q_s^{**} - Q_s$), e o setor do fluxo rotórico no referencial do rotor. O diagrama desse controle pode ser observado na Figura 3.8.

Tabela 3.2 – Chaveamentos otimizados para DPC.

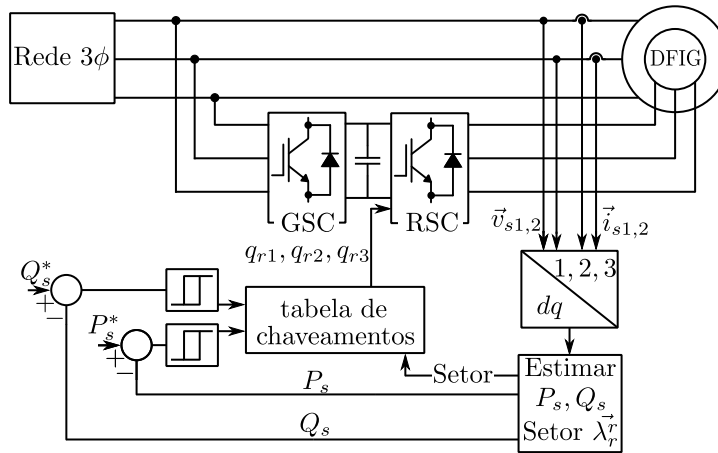
Condições		Setor $\vec{\lambda}_r$					
		1	2	3	4	5	6
$P_{s,e} \leq 0$	$Q_{s,e} > 0$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$
	$Q_{s,e} \leq 0$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$
$P_{s,e} > 0$	$Q_{s,e} > 0$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$
	$Q_{s,e} \leq 0$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$

Fonte: elaborada pelo autor.

3.3 IDENTIFICAÇÃO DO SETOR DO FLUXO ROTÓRICO

É visto ao longo de toda seção 3.2 que o setor do fluxo rotórico é fundamental para a desempenho do controle. Para isso, trabalhos como Datta e Ranganathan (1999) e Xu e Cartwright

Figura 3.8 – Diagrama de Controle do DPC.



Fonte: elaborada pelo autor.

(2006) utilizam parâmetros de resistência e indutância para estimar o fluxo, e assim, utilizar relações com arco tangente ou PLLs para encontrar a posição exata do vetor. Além disso, a posição do rotor deve ser medida.

Esses métodos são simples de serem aplicados, todavia, os parâmetros de resistência e indutância, em uma máquina real, podem sofrer alterações devido ao tempo e/ou temperatura, e assim, comprometer as estimações. Em Datta e Ranganathan (2001a) é mostrado um método que consegue localizar o setor do fluxo rotórico utilizando apenas as medições de corrente e tensão do estator.

A metodologia leva em consideração que a posição exata do fluxo rotórico não é necessária, pois é analisado que os vetores de tensão só mudam seu impacto nas grandezas de controle quando ocorre uma mudança de setor no fluxo rotórico. À vista disso, o método baseia-se na direção de mudança da potência reativa Q_s , quando aplicado um determinado vetor de tensão.

Para facilitar a explicação do método, um exemplo pode ser utilizado. Então, analisando a Tabela 3.2 e considerando que $\vec{\lambda}_r$ esteja no setor 1, no sentido de rotação anti-horário, então

- $\vec{v}_3$ e $\vec{v}_5$ aumentam o valor de Q_s ;
- $\vec{v}_2$ e $\vec{v}_6$ reduzem Q_s .

Expandindo essa análise para todos os vetores ativos e setores obtém-se a Tabela 3.3, onde + simboliza crescimento, – redução e 0 sem mudanças. Essa tabela representa qual a direção esperada de Q_s dado um determinado setor de $\vec{\lambda}_r$ e um vetor ativo de tensão. Ou seja, ao aplicar $\vec{v}_3$ no setor 1, é previsto que $Q_s[t_k] < Q_s[t_{k+1}]$.

No entanto, quando o fluxo atinge o próximo setor, o setor 2, os efeitos de $\vec{v}_3$ e $\vec{v}_6$ em Q_s são invertidos. Ao injetar esses vetores ativos, o controle, que ainda considera que o fluxo está no setor 1, identifica que a direção de mudança de Q_s não é a direção esperada, discordando da

Tabela 3.3. Com isso, o setor estimado pelo controlador deve ser atualizado. Então, dado que um vetor necessita atravessar setor por setor, essa mudança é sempre unitária, seguindo a direção de rotação do fluxo rotórico.

Tabela 3.3 – Direção de mudança esperada de Q_s

Setor	$\vec{v}_0$ e $\vec{v}_7$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$
1	0	-	-	+	+	+	-
2	0	-	-	-	+	+	+
3	0	+	-	-	-	+	+
4	0	+	+	-	-	-	+
5	0	+	+	+	-	-	-
6	0	-	+	+	+	-	-

Fonte: Adaptado de Datta e Ranganathan (2001a).

Rastreando as mudanças e inversões de efeitos em Q_s dos vetores ativos em todos os setores, consegue-se traçar o sentido de mudança do setor que o algoritmo de controle deve seguir quando a direção de Q_s discordar da Tabela 3.3. Essas direções foram pautadas na Tabela 3.4. Nessa tabela a simbologia +1 indica que o setor atual deve ser somado a um, -1 indica que deve ser subtraído um desse setor e, 0 para manter o setor atual.

Tabela 3.4 – Direção de mudança para os Setores.

Setor	$\vec{v}_0$ e $\vec{v}_7$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$
1	0	0	-1	+1	0	-1	+1
2	0	+1	0	-1	+1	0	-1
3	0	-1	+1	0	-1	+1	0
4	0	0	-1	+1	0	-1	+1
5	0	+1	0	-1	+1	0	-1
6	0	-1	+1	0	-1	+1	0

Fonte: Adaptado de Datta e Ranganathan (2001a).

O funcionamento do algoritmo de identificação do setor do fluxo rotórico pode ser sintetizado em

- checar a mudança que o vetor tensão, aplicado na iteração passada, causou em Q_s , caso seja conforme a Tabela 3.3, o setor não deve ser alterado.
- Caso não ocorra essa conformidade, o setor deve ser atualizado, onde a direção dessa atualização segue a Tabela 3.4.

3.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados dois controles para as máquinas de indução baseados em histerese. Com o DTC é possível controlar o fluxo do estator e o conjugado de um motor de

indução, utilizando os chaveamentos otimizados da Tabela 3.1. Nesse trabalho este controle foi apresentado para servir de base conceitual para o controle direto pela potência.

Já o DPC aplicado ao DFIG tem o objetivo de controlar as potências ativa e reativa no estator do gerador. Dessa forma, foi apresentada a Tabela 3.2, que é são os chaveamentos otimizados para esse controle. Como essa Tabela é função da posição do fluxo do rotor, foi apresentada um técnica que consegue identificar o setor desse fluxo, sem o uso de um sensor de posição do rotor. Essa técnica baseia-se na mudança que o vetor tensão, aplicado na iteração anterior, causou em Q_s .

4 CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO DA POTÊNCIA

Neste capítulo é apresentada uma estratégia de controle preditivo aplicada aos conversores de dois níveis, tratando também de problemas como compensação de atraso. A discretização dos modelos dinâmicos do GSC, RSC e do DFIG são apresentados no intuito de desenvolver o controle do sistema de geração que utiliza um conversor *back-to-back* conectado aos terminais do rotor. Por fim, um robusto estimador do fluxo estatórico, capaz de retirar o nível cc dessa variável, e um estimador de posição e velocidade do rotor são apresentados.

4.1 PRINCÍPIOS DO CONTROLE PREDITIVO APLICADO A CONVERSORES

O controle preditivo abrange uma ampla aplicação e classes de controles nos conversores de energia. A principal característica desse controle é usar o modelo do sistema para prever o comportamento futuro das variáveis de controle. Dessa forma, a informação é utilizada pelo controlador para uma atuação otimizada, baseada nos critérios de otimização predefinidos. Alguns desses critérios, citados em Rodriguez e Cortes (2012), são:

- controle preditivo baseado em histerese, onde o controle mantém a variável de controle dentro dos limites de uma banda de histerese, como em Xue et al. (2019);
- controle baseado na trajetória, com o objetivo de fazer a variável de controle seguir toda uma trajetória predefinida, como em Wang et al. (2021);
- controle por deadbeat, onde a atuação otimizada é aquela que vai zerar o erro no próximo passo de amostragem, como em Agoro e Husain (2022); e
- controle preditivo baseado em modelo (MPC), que utiliza-se da minimização de uma função de custo, com critérios flexíveis, para obter a atuação otimizada, como em Guedes et al. (2021).

Esse último, pode ainda ser dividido em dois tipos, o conjunto de controle finito (FCS) e conjunto de controle contínuo. A principal diferença entre esses controles está associada a tensão imposta no conversor. O controle contínuo utiliza-se de um modulador, resultando em uma frequência de chaveamento fixa. Já no FCS, geram-se diretamente os sinais de chaveamento para o conversor, dispensando o modulador, e assim, apresentando uma frequência de chaveamento variável.

As principais vantagens dos MPCs são relatadas em Kouro et al. (2009), Miranda et al. (2009), que de maneira sucinta são:

- facilidade de tratar as restrições e não linearidades do sistema;

- aplicação em sistemas multivariáveis;
- formulação simples e intuitiva; e
- implementação relativamente simples e não utiliza nenhuma metodologia em cascata.

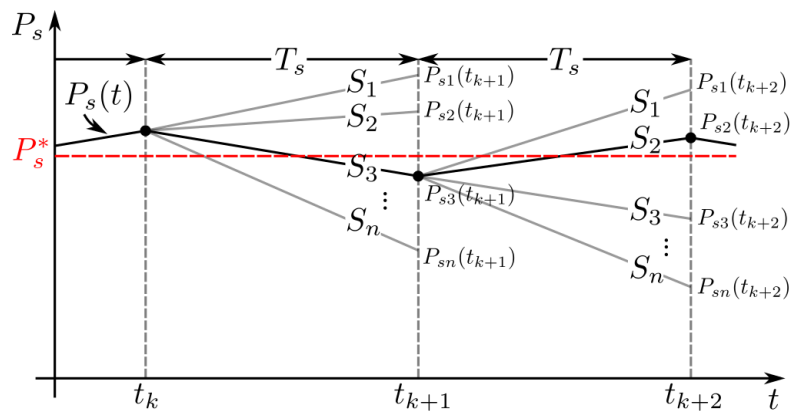
Por essas características, o MPC com conjunto de controle finito foi o critério de otimização escolhido para este trabalho. No entanto, é visto na literatura que a grande desvantagem desse controle está relacionada ao alto custo computacional, portanto, sistemas computacionais que apresentam uma boa quantidade de MIPS (milhares de instruções por segundo) e técnicas de programação otimizadas visando eficiência computacional são indispensáveis (ROSA, 2020).

4.2 CONJUNTO DE CONTROLE FINITO

Conforme os conhecimentos previamente introduzidos, este controle utiliza-se do modelo do sistema que prevê o comportamento futuro das variáveis até um determinado horizonte de tempo, para assim, selecionar o estado de chaveamento que minimiza a função custo. De forma geral, o controle tem a missão de determinar a ação do controle $S(t)$, nesse caso, um estado de chaveamento, que irá conduzir uma variável do sistema $x(t)$ para o valor mais próximo de sua referência $x^*(t)$ (RODRIGUEZ et al., 2007).

Seguindo a lógica do seu nome, o controle finito possui um número finito de possibilidade de estados de chaveamento que podem ser gerados pelo conversor. Dessa forma, a partir do modelo do sistema, todos os possíveis comportamentos da planta, onde um estado de chaveamento é fixo durante todo um período de amostragem, podem ser preditos. Na Figura 4.1 pode ser observado o princípio de funcionamento desse controle, onde P_s simboliza a variável de controle do sistema.

Figura 4.1 – Operação ideal do controle preditivo.



Fonte: adaptado de (KOURO et al., 2009).

Para selecionar o estado de chaveamento apropriado, um critério de seleção tem que ser definido. Este critério pode ser expresso por uma função de custo. O valor desta função depende

da diferença entre os resultados preditos das variáveis de controle que cada possibilidade de chaveamento gera, com os valores de referência. O estado de chaveamento que obtém a melhor minimização da função custo, será aplicado ao conversor.

De maneira resumida, para se construir o modelo de controle é necessário seguir o seguintes passos:

- i. construir o modelo discretizado do conversor;
- ii. construir o modelo do sistema a ser controlado, podendo ser um motor, uma carga RL etc., e assim obter os valores futuros das variáveis de controle; e
- iii. definir a função de custo, definida por F .

4.3 COMPENSAÇÃO DE ATRASO

O controle preditivo baseado em modelo realiza uma grande quantidade de cálculos para obter o estado de chaveamento mais otimizado. Esse processo consiste nos seguintes passos:

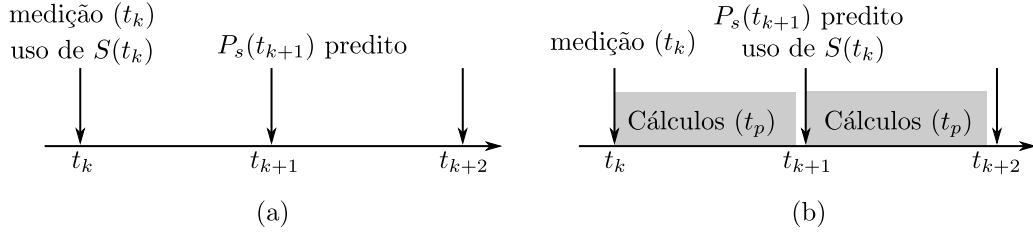
1. medir as correntes e tensões;
2. realizar as previsões de Potência para o próximo instante de amostragem, para todos os possíveis estados de chaveamento;
3. avaliar a função de custo para cada previsão, selecionando o estado de chaveamento que melhor minimiza a função custo; e
4. aplicar o novo estado de chaveamento no conversor.

Todas essas etapas devem ser executadas entre os intervalos de amostragem. Dessa forma, em sistemas de tempo real, um atraso considerável pode ser inserido na atuação do controle. Esse atraso pode comprometer o desempenho do controlador, caso não seja previsto no projeto.

Na Figura 4.2(a), é ilustrado como o controle se comporta em um ambiente de simulação ideal, onde todas as etapas do controle ocorrem em um único instante de tempo. Logo, o estado de chaveamento otimizado $S(t_k)$ é aplicado no mesmo instante da medição, assim, o vetor tensão gerado é aplicado durante todo o intervalo de amostragem e é obtido o valor, ou uma boa aproximação, de $P_s(t_k + 1)$ predito pelo controle. Esta é a circunstancia ideal na qual o controle foi desenvolvido. Entretanto, o mesmo não ocorre em um sistema de tempo real.

Na prática, saindo do ambiente simulado, toda medição ou cálculo realizados pela unidade de processamento demanda um tempo específico. Desse modo, para executar os três primeiros processos do controle, citados anteriormente, o processador gasta um tempo t_p , que é diferente de zero. Consequentemente, não é mais possível que o estado de chaveamento selecionado seja aplicado no início da janela de amostragem t_k . Logo, ao aplicar o vetor $S(t_k)$ com atraso, o

Figura 4.2 – Operação ideal do controle preditivo.



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

valor real de $P_s(t_k + 1)$ se afasta do valor predito pelo controle, aumentado o erro na variável de controle. Uma representação deste evento pode ser observado na Figura 4.2(b).

Uma simples e eficiente solução para a compensação do atraso é expandir o horizonte de predição. Como visto anteriormente, a medição das variáveis em um instante t_k , o MPC sem compensação faz a predição da variável de controle para o instante t_{k+1} , ou seja, utiliza-se apenas um passo de amostragem como horizonte de predição.

Expandido esse horizonte para dois passos de amostragem, o algoritmo do FCS-MPC com compensação de atraso pode ser descrito por:

1. medir as correntes e tensões;
2. aplicar o estado de chaveamento que foi calculado no intervalo anterior;
3. estimar os valores de corrente, fluxo e potência para o instante t_{k+1} , considerando a aplicação do estado de chaveamento atual;
4. realizar as predições das potências para o próximo instante de amostragem t_{k+2} , para todos os possíveis estados de chaveamento; e
5. avaliar a função de custo para cada predição, selecionando o estado de chaveamento que melhor minimiza a função custo.

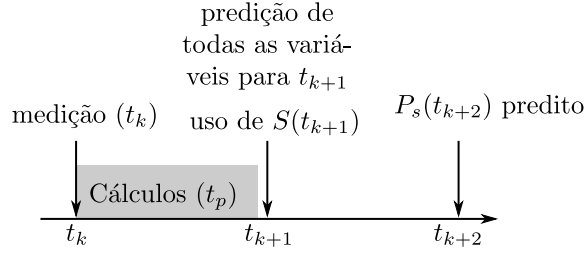
Os instantes de tempo para o FCS-MPC com compensação de atraso podem ser observados na Figura 4.3. Percebe-se que os cálculos iniciados no instante t_k e que devem ser finalizados antes de t_{k+1} fazem, agora, predições das grandezas em t_{k+1} e t_{k+2} . Nesse sentido, compensar o atraso expandindo o horizonte de predição aumenta o custo computacional.

4.4 DISCRETIZAÇÃO DO CONVERSOR DO LADO DA REDE

O método de Euler progressivo é um método numérico bastante conhecido na resolução de equações diferenciais de primeira ordem, e pode ser definido por:

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x[t_{k+1}] - x[t_k]}{T_s} \quad (4.1)$$

Figura 4.3 – Instantes de tempo para o controle de um caso real com compensação.



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

onde $x[t_k]$ é a variável no momento presente, $x[t_{k+1}]$ é a variável no próximo instante de amostragem, e T_s é o período de amostragem. Essa discretização foi utilizada pois baixo impacto no custo computacional em relação discretizações mais sofisticadas, como Runge-Kutta. Aplicando esse conceito em (2.31) e (2.32), obtêm-se

$$P_f[t_{k+1}] = P_f[t_k] + T_s e_{gd}^v[t_k] \frac{v_{fd}^v[t_k] - e_{gd}^v[t_k] - r_f i_{fd}^v[t_k] + \omega_v l_f i_{fq}^v[k]}{l_f} \quad (4.2)$$

$$Q_f[t_{k+1}] = Q_f[t_k] - T_s e_{gd}^v[t_k] \frac{v_{fq}^v[t_k] - r_f i_{fq}^v[t_k] - \omega_v l_f i_{fd}^v[k]}{l_f}. \quad (4.3)$$

Com base nas equações (4.2) e (4.3), pode-se concluir que é possível estimar as potências do GSC no instante t_{k+1} a partir de grandezas no instante anterior, t_k . Além disso, para compensar o atraso, essas expressões também são utilizadas para estimar as potências no instante t_{k+2} , para isso, bastar substituir t_k por t_{k+1} em (4.2) e (4.3), obtendo

$$P_f[t_{k+2}] = P_f[t_{k+1}] + T_s e_{gd}^v[t_{k+1}] \frac{v_{fd}^v[t_{k+1}] - e_{gd}^v[t_{k+1}] - r_f i_{fd}^v[t_{k+1}] + \omega_v l_f i_{fq}^v[k+1]}{l_f} \quad (4.4)$$

$$Q_f[t_{k+2}] = Q_f[t_{k+1}] - T_s e_{gd}^v[t_{k+1}] \frac{v_{fq}^v[t_{k+1}] - r_f i_{fq}^v[t_{k+1}] - \omega_v l_f i_{fd}^v[k+1]}{l_f}. \quad (4.5)$$

Todavia, nas expressões (4.4) e (4.5) surgem dependências de grandezas, que antes eram medidas e/ou estimadas em t_k , no instante t_{k+1} . Assim, estimando e discretizando essas variáveis, obtém-se:

- Para a corrente do conversor, utiliza-se as equações (2.29) e (2.30) no referencial da tensão:

$$i_{fd}^v[t_{k+1}] = \frac{v_{fd}^v[t_k] - e_{gd}^v[t_k] - r_f i_{fd}^v[t_k] + \omega_v l_f i_{fq}^v[k]}{l_f} \quad (4.6)$$

$$i_{fq}^v[t_{k+1}] = \frac{v_{fq}^v[t_k] - r_f i_{fq}^v[t_k] - \omega_v l_f i_{fd}^v[k]}{l_f}. \quad (4.7)$$

- A tensão no conversor que testa todos os possíveis estados de chaveamento surge a partir da discretização do conversor trifásico de dois níveis:

$$v_{fd}^v[t_{k+1}] = \sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}[t_k] \left[\cos(\theta_v[t_{k+1}])q_{f1} + \cos(\theta_v[t_{k+1}] - \frac{2}{3}\pi)q_{f2} + \cos(\theta_v[t_{k+1}] + \frac{2}{3}\pi)q_{f3} \right] \quad (4.8)$$

$$v_{fq}^v[t_{k+1}] = \sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}[t_k] \left[-\sin(\theta_v[t_{k+1}])q_{f1} - \sin(\theta_v[t_{k+1}] - \frac{2}{3}\pi)q_{f2} - \sin(\theta_v[t_{k+1}] + \frac{2}{3}\pi)q_{f3} \right] \quad (4.9)$$

onde V_{dc} é a tensão no barramento CC do conversor, q_{f1} , q_{f2} e q_{f3} são os estados de chaveamento, que nesse caso assumem o valor de 1 para chave ligada e 0 para desligada.

- Dado que a frequência da rede é constante em um intervalo de amostragem, o ângulo da tensão, na amostra futura, pode ser aproximado por

$$\theta_v[t_{k+1}] = \theta_v[t_k] + T_s\omega_v[t_k]. \quad (4.10)$$

- O barramento CC foi considerado constante em um intervalo de amostragem.
- As tensões da rede, e_{gd}^v e e_{gq}^v , são constantes, pois estão no referencial síncrono da tensão.

Sumarizando, o algoritmo vai testar no modelo os oito possíveis estados de chaveamento, que através das expressões (4.8) e (4.9) geram as tensões no conversor. Dessa forma, com posse da corrente do conversor no instante t_{k+1} e utilizando-se das equações de potência (4.4) e (4.5), é possível descobrir qual a combinação de chaveamento irá gerar a tensão e consequentemente as potências estimadas (instante t_{k+2}) que mais se aproximam de suas referências. O fluxograma que representa esse controle pode ser observado na Figura 4.4.

4.4.1 Imposição das referências de Potência

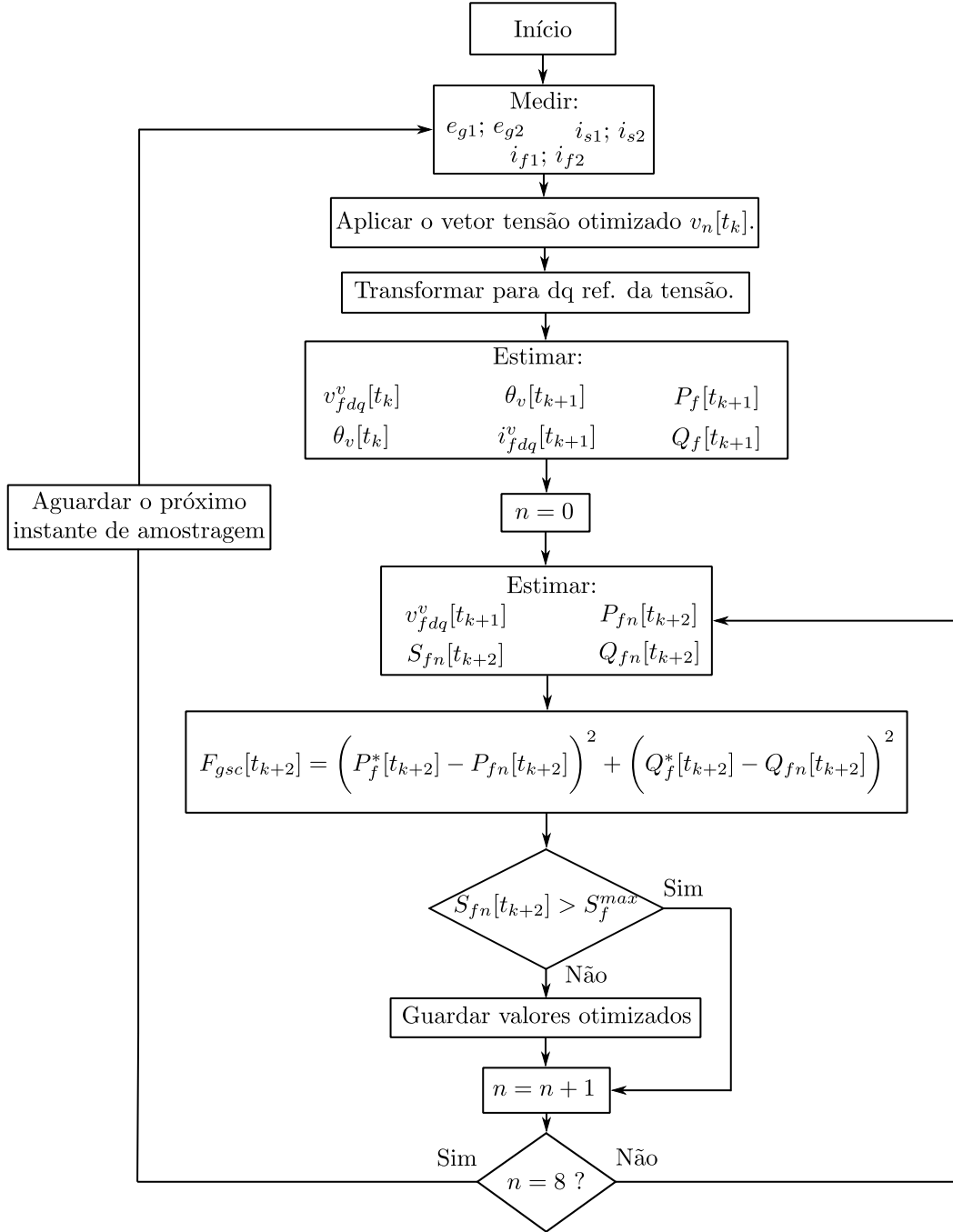
Os valores de referência de potência do conversor do lado da rede dependem dos objetivos do projeto. Neste trabalho, o objetivo é manter tensão no barramento CC constante, e manter o fator de potência da rede unitário, funcionando como filtro ativo.

4.4.1.1 Referência da potência reativa

Para manter o fator de potência unitário, basta o filtro fornecer à rede a potência reativa que a carga, nesse caso o DFIG, está consumindo. Dessa forma, utilizando o sentido das correntes da Figura 2.1 em um referencial genérico (g), tem-se

$$Q_f^*[t_k] = Q_s[t_k] = e_{gq}^g[t_k]i_{sd}^g[t_k] - e_{gd}^g[t_k]i_{sq}^g[t_k]. \quad (4.11)$$

Figura 4.4 – Fluxograma do FCS-MPC do GSC.



Fonte: elaborada pelo autor.

4.4.1.2 Referência da potência ativa

De acordo com Tarisciotti et al. (2017), uma das maneiras que pode-se obter a referência de potência ativa, para manter a tensão do barramento CC constante, é:

$$P_f^*[t_k] = \frac{2C}{N_t T_s} \left[V_{dc}^2[t_k] - V_{dc}^{*2}[t_k] \right] \quad (4.12)$$

onde N_t são a quantidade de passos, de tamanho T_s , necessários para atingir a referência.

4.5 DISCRETIZAÇÃO DO DFIG E DO RSC

Conforme descrito na Seção 4.4, deve-se construir uma relação entre potência estatórica e tensão do conversor, nesse caso, tensão do RSC, pois diante disso, torna-se possível controlar a potência do estator através dos estados de chaveamento impostos no RSC. Em busca dessa relação, utiliza-se (2.7) no referencial síncrono da tensão, e, isolando o termo da corrente do estator

$$\vec{i}_s^v = \frac{\vec{\lambda}_s^v - l_m \vec{i}_r^v}{l_s} \quad (4.13)$$

utilizando (4.13) em (2.8) no referencial síncrono da tensão

$$\vec{\lambda}_r^v = \sigma l_r \vec{i}_r^v + \frac{l_m}{l_s} \vec{\lambda}_s^v \quad (4.14)$$

onde σ é o coeficiente de dispersão da máquina, ou seja

$$\sigma = 1 - \frac{l_m^2}{l_s l_r}. \quad (4.15)$$

Substituindo (4.14) em (2.6) no referencial síncrono da tensão

$$\vec{v}_r^v = r_r \vec{i}_r^v + \sigma l_r \frac{d\vec{i}_r^v}{dt} + \frac{l_m}{l_s} \frac{d\vec{\lambda}_s^v}{dt} + j(\omega_v - P\omega_r) \left(\sigma l_r \vec{i}_r^v + \frac{l_m}{l_s} \vec{\lambda}_s^v \right) \quad (4.16)$$

utilizando (2.5), também no referencial da tensão, em (4.16)

$$\frac{d\vec{i}_r^v}{dt} = \frac{1}{\sigma l_r} \left[\vec{v}_r^v - r_r \vec{i}_r^v - \frac{l_m}{l_s} (\vec{v}_s^v - r_s \vec{i}_s^v - j\omega_r \vec{\lambda}_s^v) - j(\omega_v - P\omega_r) \sigma l_r \vec{i}_r^v \right]. \quad (4.17)$$

Conforme visto na seção 2.4, a tensão da rede no referencial síncrono da tensão, nesse caso v_{sdq}^v , está sincronizada com o eixo direto d . Dessa forma, $v_{sq}^v = 0$ e $v_{sd} = v_s$. Considerando ainda o modelo de fonte ideal, ou seja, um barramento infinito, as derivadas dessas tensões tornam-se nulas ($dv_{sdq}^v/dt = 0$). Então, substituindo (4.13) em (2.9) e (2.10), obtém-se

$$P_s = v_{sd}^v i_{sd}^v \rightarrow P_s = v_{sd}^v \left(\frac{\lambda_{sd}^v - l_m i_{rd}^v}{l_s} \right) \quad (4.18)$$

$$Q_s = -v_{sd}^v i_{sq}^v \rightarrow Q_s = -v_{sd}^v \left(\frac{\lambda_{sq}^v - l_m i_{rq}^v}{l_s} \right). \quad (4.19)$$

Através de (2.5) no referencial síncrono da tensão, pode-se obter as derivadas do fluxo do estator como:

$$\frac{d\lambda_{sd}^v}{dt} = v_{sd}^v - r_s i_{sd}^v + \omega_v \lambda_{sq}^v \quad (4.20)$$

$$\frac{d\lambda_{sq}^v}{dt} = v_{sq}^v - r_s i_{sq}^v - \omega_v \lambda_{sd}^v. \quad (4.21)$$

Utilizando o mesmo método de discretização da Seção 4.4 nas expressões (4.17), (4.20) e (4.21)

$$i_{rd}^v[t_{k+1}] = \frac{T_s}{\sigma l_r} \left[v_{rd}^v[t_k] - r_r i_{rd}^v[t_k] - \frac{l_m}{l_s} \left(v_{sd}^v[t_k] - r_s i_{sd}^v[t_k] + \omega_r[t_k] \lambda_{sq}^v[t_k] \right) + (\omega_v[t_k] - P\omega_r[t_k]) \sigma l_r i_{rq}^v[t_k] \right] + i_{rd}^v[t_k] \quad (4.22)$$

$$i_{rq}^v[t_{k+1}] = \frac{T_s}{\sigma l_r} \left[v_{rq}^v[t_k] - r_r i_{rq}^v[t_k] - \frac{l_m}{l_s} \left(v_{sq}^v[t_k] - r_s i_{sq}^v[t_k] - \omega_r[t_k] \lambda_{sd}^v[t_k] \right) - (\omega_v[t_k] - P\omega_r[t_k]) \sigma l_r i_{rd}^v[t_k] \right] + i_{rq}^v[t_k] \quad (4.23)$$

$$\lambda_{sd}^v[t_{k+1}] = T_s \left(v_{sd}^v[t_k] - r_s i_{sd}^v[t_k] + \omega_v[t_k] \lambda_{sq}^v[t_k] \right) + \lambda_{sd}^v[t_k] \quad (4.24)$$

$$\lambda_{sq}^v[t_{k+1}] = T_s \left(v_{sq}^v[t_k] - r_s i_{sq}^v[t_k] - \omega_v[t_k] \lambda_{sd}^v[t_k] \right) + \lambda_{sq}^v[t_k]. \quad (4.25)$$

Percebe-se que, as equações discretizadas da corrente rotórica e do fluxo estatórico resultam em expressões cuja as variáveis são as mesmas, porém no instante t_{k+1} . Dessa forma, usando as expressões de potência (4.18) e (4.19) discretizada para o instante t_{k+1}

$$P_s[t_{k+1}] = v_{sd}^v[t_{k+1}] \left(\frac{\lambda_{sd}^v[t_{k+1}] - l_m i_{rd}^v[t_{k+1}]}{l_s} \right) \quad (4.26)$$

$$Q_s[t_{k+1}] = -v_{sd}^v[t_{k+1}] \left(\frac{\lambda_{sq}^v[t_{k+1}] - l_m i_{rq}^v[t_{k+1}]}{l_s} \right) \quad (4.27)$$

substituindo (4.22) em (4.26) e (4.23) em (4.27)

$$P_s[t_{k+1}] = \frac{v_{sd}^v[t_{k+1}]}{l_s} \left\{ \lambda_{sd}^v[t_{k+1}] - \frac{l_m T_s}{\sigma l_r} \left[v_{rd}^v[t_k] - r_r i_{rd}^v[t_k] - \frac{l_m}{l_s} \left(v_{sd}^v[t_k] - r_s i_{sd}^v[t_k] + \omega_r[t_k] \lambda_{sq}^v[t_k] \right) + \omega_{slip}[t_k] \sigma l_r i_{rq}^v[t_k] \right] - l_m i_{rd}^v[t_k] \right\} \quad (4.28)$$

$$Q_s[t_{k+1}] = \frac{-v_{sd}^v[t_{k+1}]}{l_s} \left\{ \lambda_{sq}^v[t_{k+1}] - \frac{l_m T_s}{\sigma l_r} \left[v_{rq}^v[t_k] - r_r i_{rq}^v[t_k] - \frac{l_m}{l_s} \left(v_{sq}^v[t_k] - r_s i_{sq}^v[t_k] - \omega_r[t_k] \lambda_{sd}^v[t_k] \right) - \omega_{slip}[t_k] \sigma l_r i_{rd}^v[t_k] \right] - l_m i_{rq}^v[t_k] \right\} \quad (4.29)$$

onde $\omega_{slip} = \omega_v - P\omega_r$. Por fim, as expressões de potência, com compensação de atraso, são

$$P_s[t_{k+2}] = \frac{v_{sd}^v[t_{k+2}]}{l_s} \left\{ \lambda_{sd}^v[t_{k+2}] - \frac{l_m T_s}{\sigma l_r} \left[v_{rd}^v[t_{k+1}] - r_r i_{rd}^v[t_{k+1}] - \frac{l_m}{l_s} \left(v_{sd}^v[t_{k+1}] - r_s i_{sd}^v[t_{k+1}] + \omega_r[t_{k+1}] \lambda_{sq}^v[t_{k+1}] \right) + \omega_{slip}[t_{k+1}] \sigma l_r i_{rq}^v[t_{k+1}] \right] - l_m i_{rd}^v[t_{k+1}] \right\} \quad (4.30)$$

$$Q_s[t_{k+2}] = \frac{-v_{sd}^v[t_{k+2}]}{l_s} \left\{ \lambda_{sq}^v[t_{k+2}] - \frac{l_m T_s}{\sigma l_r} \left[v_{rq}^v[t_{k+1}] - r_r i_{rq}^v[t_{k+1}] - \frac{l_m}{l_s} \left(v_{sq}^v[t_{k+1}] - r_s i_{sq}^v[t_{k+1}] - \omega_r[t_{k+1}] \lambda_{sq}^v[t_{k+1}] \right) - \omega_{slip}[t_{k+1}] \sigma l_r i_{rd}^v[t_{k+1}] \right] - l_m i_{rq}^v[t_{k+1}] \right\}. \quad (4.31)$$

A compensação do atraso estabelece uma dependência das grandezas no instante t_{k+1} . Então, faz-se necessário ainda, estimar e discretizar essas variáveis, assim:

- Para a corrente do estator, utiliza-se (4.13)

$$i_{sd}^v[t_{k+1}] = \frac{\lambda_{sd}^v[t_{k+1}] - l_m i_{rd}^v[t_{k+1}]}{l_s} \quad (4.32)$$

$$i_{sq}^v[t_{k+1}] = \frac{\lambda_{sq}^v[t_{k+1}] - l_m i_{rq}^v[t_{k+1}]}{l_s}. \quad (4.33)$$

- A tensão no conversor, conectado ao rotor, que testa todos os possíveis estados de chaveamento surge a partir da discretização do conversor trifásico de dois níveis:

$$v_{rd}^v[t_{k+1}] = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}[t_k] \left[\cos(\theta_{slip}[t_{k+1}]) q_{r1} + \cos(\theta_{slip}[t_{k+1}] - \frac{2}{3}\pi) q_{r2} + \cos(\theta_{slip}[t_{k+1}] + \frac{2}{3}\pi) q_{r3} \right] \quad (4.34)$$

$$v_{rq}^v[t_{k+1}] = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}[t_k] \left[-\sin(\theta_{slip}[t_{k+1}]) q_{r1} - \sin(\theta_{slip}[t_{k+1}] - \frac{2}{3}\pi) q_{r2} - \sin(\theta_{slip}[t_{k+1}] + \frac{2}{3}\pi) q_{r3} \right] \quad (4.35)$$

onde $\theta_{slip}[t_{k+1}] = \theta_v[t_{k+1}] - \theta_r[t_{k+1}]$.

- As tensões da rede, v_{sd}^v e v_{sq}^v , são constantes, pois estão no referencial síncrono da tensão. Portanto,

$$v_{sd}^v[t_k] = v_{sd}^v[t_{k+1}] = v_{sd}^v[t_{k+2}] \quad (4.36)$$

$$v_{sq}^v[t_k] = v_{sq}^v[t_{k+1}] = v_{sq}^v[t_{k+2}]. \quad (4.37)$$

- O fluxo do estator pode ser considerado constante no referencial síncrono da tensão

$$\lambda_{sd}^v[t_{k+2}] = \lambda_{sd}^v[t_{k+1}] \quad (4.38)$$

$$\lambda_{sq}^v[t_{k+2}] = \lambda_{sq}^v[t_{k+1}]. \quad (4.39)$$

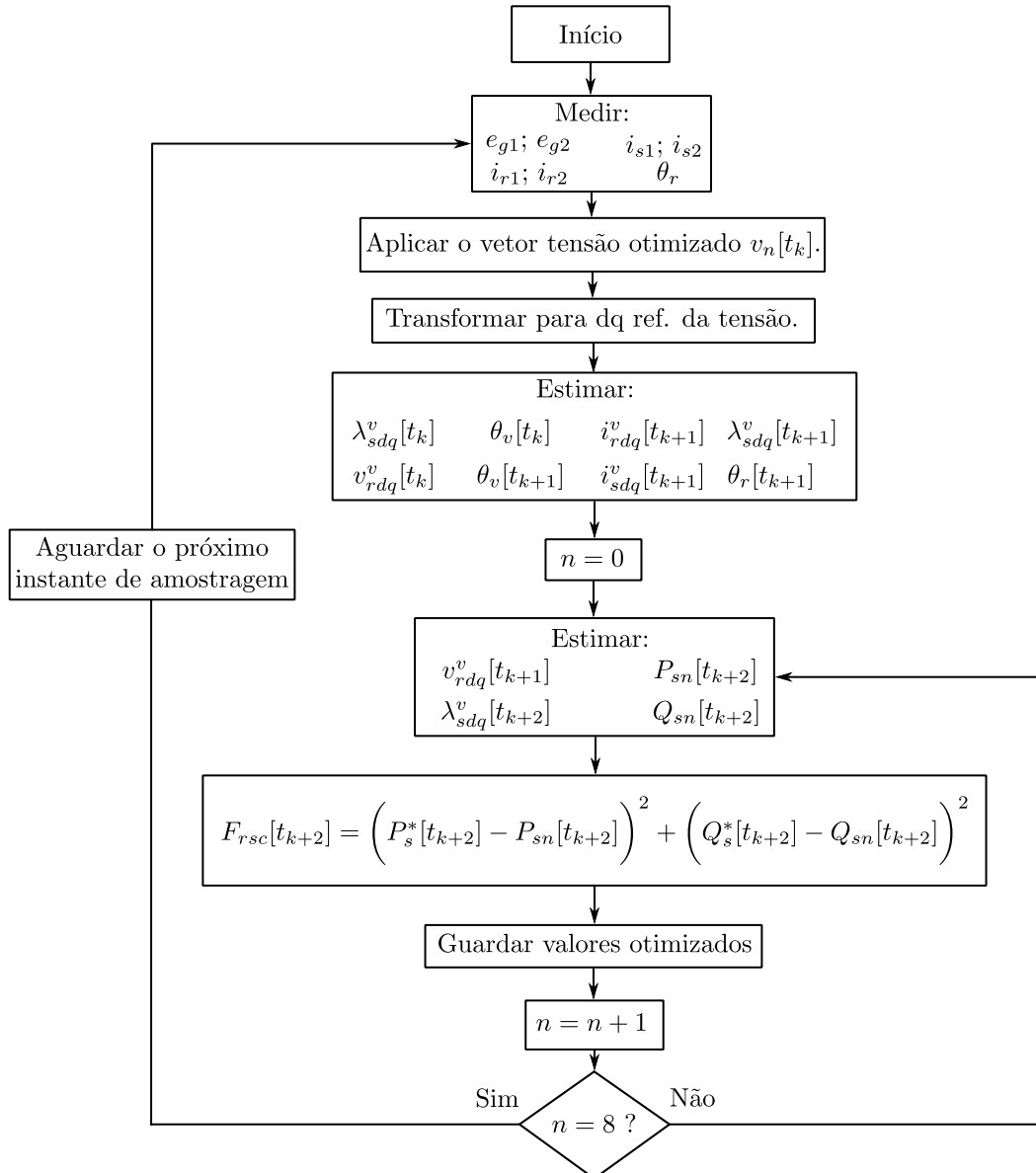
- A rede elétrica é tratada como um barramento infinito, portanto, a velocidade síncrona ω_v é constante, e depende unicamente da frequência da rede.

- Assim como feito em Kou et al. (2018), uma vez que o passo de amostragem é pequeno, e, a constante de tempo mecânica é, normalmente, maior que as constantes elétricas, a velocidade do rotor ω_r pode ser considerada constante durante um passo de amostragem. A tensão no barramento CC, V_{dc} , também pode fazer parte dessa razoável aproximação.
- Dado que frequência da rede e a velocidade do rotor são consideradas contantes em um intervalo de amostragem, o ângulo da tensão e a posição do rotor, no instante t_{k+1} , podem ser obtidos por

$$\theta_v[t_{k+1}] = \theta_v[t_k] + T_s \omega_v[t_k] \quad (4.40)$$

$$\theta_r[t_{k+1}] = \theta_r[t_k] + T_s \omega_r[t_k]. \quad (4.41)$$

Figura 4.5 – Fluxograma do FCS-MPC do RSC.



Fonte: elaborada pelo autor.

Sintetizando e, levando em consideração os passos de controle citados na seção 4.3, o algoritmo pode ser visto como:

1. Medir corrente e tensão do estator, corrente do rotor e a posição do rotor.
2. Aplicar os estados de chaveamento selecionados no intervalo anterior.
3. Transformar as grandezas medidas para o referencial síncrono da tensão. Estimar fluxo para o instante t_k . Estimar a tensão do rotor através do estado de chaveamento aplicado. Realizar as predições do fluxo do estator, das correntes do estator e rotor, e do ângulo da tensão e do rotor para o instante t_{k+1} , considerando o estado de chaveamento recém-aplicado.
4. Realizar as predições do fluxo e das potências ativa e reativa para t_{k+2} , em um *loop*, testando todos os possíveis estados de chaveamento.
5. Avaliar a função de custo para cada iteração, selecionando o estado de chaveamento que melhor minimiza a função custo.

O fluxograma que representa esse controle pode ser observado na Figura 4.5.

4.6 FUNÇÃO CUSTO, RESTRIÇÕES E PESO DOS PARÂMETROS

A função de custo tem uma importância fundamental no controle. É onde se determina qual estado de chaveamento é o mais otimizado. O aprimoramento dessa função deve ser feito a partir das variáveis de controle, juntamente com seu peso de importância. Além disso, outras grandezas, com caráter restritivo, podem ser implementadas nessa função.

As funções de custo mais implementadas na literatura são por erro absoluto, erro quadrático e a integral do erro em um período de amostragem Abdelrahman et al. (2020), Rodriguez e Cortes (2012). Na forma algébrica são representadas, respectivamente, por

$$F = |x^* - x^p| \quad (4.42)$$

$$F = (x^* - x^p)^2 \quad (4.43)$$

$$F = \int_{t_k}^{t_{k+1}} \left| (x^*(t) - x^p(t)) \right| dt \quad (4.44)$$

onde x^* representa a referência variável e x^p a variável prevista pelo controle.

As funções por erro absoluto e erro quadrático conferem resultados semelhantes, caso somente uma única variável esteja sendo analisada. No entanto, para mais termos, o erro quadrático consegue um melhor desempenho, e as variáveis de controle conseguem seguir a referência de maneira mais efetiva (RODRIGUEZ; CORTES, 2012). Por esta razão, e pela facilidade de implementação, a função de custo implementada neste trabalho foi baseada em erro quadrático.

Uma outra característica e vantagem do FCS-MPC é a implementação de restrições na função de custo. Para um sistema de controle, é importante chegar em um compromisso entre seguir a referência e o esforço para esta atividade. Para um conversor, o esforço pode ser visto como, frequência de chaveamento, perdas por chaveamento etc. Já para o motor, o nível de tensão e corrente impostas no terminais são exemplos de esforço.

Usando o controle preditivo, é possível adicionar termos à função de custo que reflita este compromisso, aumentando a robustez e direcionando o controle para um cenário que seja mais interessante e seguro para o sistema.

Para exemplificar e demonstrar a importância dos pesos dos parâmetros, observa-se a expressão (4.45).

$$F = A \left(\frac{P_s^* - P_s^p}{P_{s,nom}} \right)^2 + B \left(\frac{Q_s^* - Q_s^p}{Q_{s,nom}} \right)^2 + C \left(S_s^p > S_s^{max} \right) \quad (4.45)$$

A ponderação (A e B) define qual a variável, P_s ou Q_s , que estão normalizados pelo valor nominal, obterá a melhor dinâmica. Os fatores são escolhidos de acordo com objetivo do trabalho, de tal forma que as constantes são inversamente proporcionais ao erro de sua variável. A restrição, relacionada com a potência complexa S_s , adiciona um fator de peso C , desde que exceda um limite determinado por S_s^{max} . Essa restrição pode ser total, onde, caso o valor da potência complexa prevista, ultrapasse o valor limite, o estado de chaveamento em questão, é dispensado, ou parcial, aumentando o custo de maneira proporcional ao excedente do limitador.

4.6.1 Função de Custo do GSC

O exemplo da expressão (4.45) pode ser aplicado diretamente para o GSC, sendo necessário apenas utilizar as variáveis discretizadas desse conversor, vistas na seção 4.4.

$$F_{gsc}[t_{k+2}] = \left(P_f^*[t_{k+2}] - P_{fn}[t_{k+2}] \right)^2 + \left(Q_f^*[t_{k+2}] - Q_{fn}[t_{k+2}] \right)^2 + \left(S_{fn}[t_{k+2}] > S_f^{max} \right) \quad (4.46)$$

onde o subíndice n indica que a potência foi gerada pela tensão do conversor $\vec{v}_n$, sendo $n = 0 \dots 7$. Os pesos são unitários, dessa forma, distribuindo igual importância entre as potências. A restrição foi do tipo parcial, aumentando o custo de maneira considerável quando a potência complexa do GSC ultrapassar um determinado limite.

Em um conversor de dois níveis, existem dois vetores nulos de tensão, $\vec{v}_0$ e $\vec{v}_7$. No controle e na função de custo não se levou em consideração minimizar a quantidade de chaveamento, dessa forma, um dos vetores nulos podem ser retirados do controle, reduzindo uma iteração do controlador, minimizando o custo computacional. Assim, retirando o vetor nulo $\vec{v}_7$, $n = 0 \dots 6$.

4.6.2 Função de Custo do RSC

Devido também se tratar de um controle de potência, a função de custo para o RSC é bem semelhante a (4.46). No entanto, nenhuma restrição foi imposta.

$$F_{rsc}[t_{k+2}] = \left(P_s^*[t_{k+2}] - P_{sn}[t_{k+2}] \right)^2 + \left(Q_s^*[t_{k+2}] - Q_{sn}[t_{k+2}] \right)^2 \quad (4.47)$$

4.7 ESTIMADOR DE FLUXO

Quando se trata de controlar uma máquina de indução, o estimador de fluxo é essencial para um bom desempenho. Por isso, diversos trabalhos na literatura abordam esse tema. Um dos estimadores de fluxo mais simples, consiste em isolar e discretizar a derivada do fluxo da expressão (2.5) no referencial estacionário. Sendo,

$$\lambda_s^s = \int (v_s^s - r_s i_s^s). \quad (4.48)$$

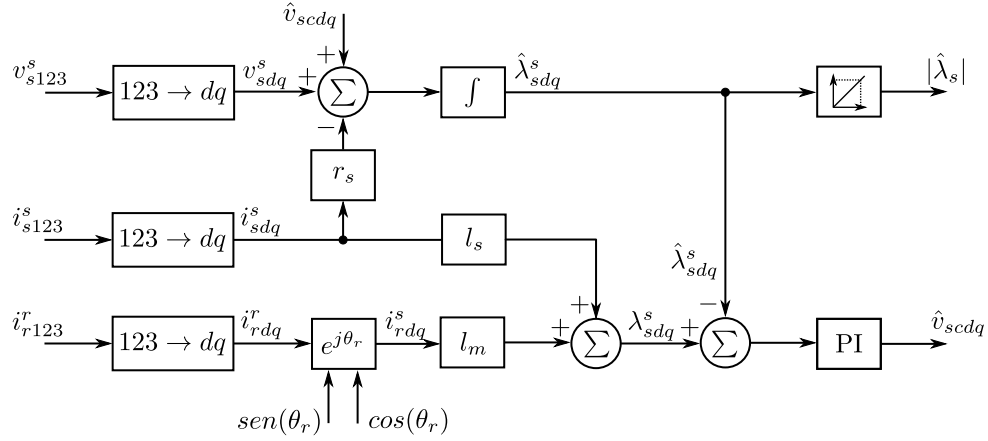
No entanto, a aplicação desse estimador pode ocasionar nível CC (*offsets*) no fluxo, sendo necessário desenvolver um filtro digital a fim de cortar essa baixa frequência (YING et al., 2006). Ainda nesse trabalho, é proposto um método com observador em malha fechada para estimar o fluxo estatórico.

Um outro estimador baseia-se na aplicação de filtros passa-alta, utilizando integradores, com frequência de corte constante (FREITAS et al., 2011). No entanto, a bancada experimental onde será realizada a comprovação do controle não possui sensor de posição. Assim, faz-se necessário utilizar também tecnologia *sensorless* na qual estima-se a posição do rotor e sua velocidade a partir das medições das grandezas elétricas do gerador. Nesse sentido, em Soares (2018) e Soares et al. (2018) essas estimativas foram discutidas, apresentando uma estimativa de posição baseada em um fluxo estimado, chegando a bons resultados na mesma bancada experimental que será utilizada neste trabalho, sendo, portanto, o algoritmo escolhido para ser implementado. Portanto, o estimador de fluxo será discutido para posteriormente obter a estimativa da posição do rotor.

Começando pelo fluxo, a estratégia escolhida para ser utilizada foi a que utiliza um observador do fluxo estatórico paralelo que foi proposto em Lascu et al. (2013). Seu diagrama é ilustrado pela Figura 4.6.

As componentes de tensão (v_{sd}^v e v_{sq}^s) e corrente (i_{sd}^v e i_{sq}^s) do estator e as correntes do rotor (i_{rd}^r e i_{rq}^r) são obtidas através da transformada de *Park* com $\omega_g = \theta_g = 0$. Além disso, para a corrente do rotor mudar do referência do rotor para o referencial estacionário (i_{rd}^s e i_{rq}^s), necessita-se da posição do rotor, que nesse caso será obtido pelo estimador na forma de $\sin(\theta_r)$

Figura 4.6 – Diagrama de blocos para o estimador do fluxo estatórico.



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

e $\cos(\theta_r)$. As componentes dq do fluxo estatórico podem ser calculados por:

$$\lambda_{sd}^s = l_s i_{sd}^s + l_m i_{rd}^s \quad (4.49)$$

$$\lambda_{sq}^s = l_s i_{sq}^s + l_m i_{rq}^s. \quad (4.50)$$

Em seguida, esse fluxo é estimado, através de um integrador que retira um possível nível CC na medição do fluxo, por:

$$\hat{\lambda}_{sd}^s = \int (v_{sd}^s - r_s i_{sd}^s + \hat{v}_{scd}) dt \quad (4.51)$$

$$\hat{\lambda}_{sq}^s = \int (v_{sq}^s - r_s i_{sq}^s + \hat{v}_{scq}) dt. \quad (4.52)$$

A entrada do controlador PI é o erro entre as componentes dq do fluxo estimado e do fluxo medido: $\lambda_{sd}^s - \hat{\lambda}_{sd}^s$ e $\lambda_{sq}^s - \hat{\lambda}_{sq}^s$. Já as tensões $\hat{v}_{scd}$ e $\hat{v}_{scq}$ são obtidas na saída do controlador PI e são realimentadas no cálculo da estimação do fluxo (SOARES, 2018). Por fim, as informações do ângulo da tensão podem ser obtidas a partir de:

$$\cos(\hat{\theta}_v) = \frac{v_{sd}^s}{|v_s^s|} \quad (4.53)$$

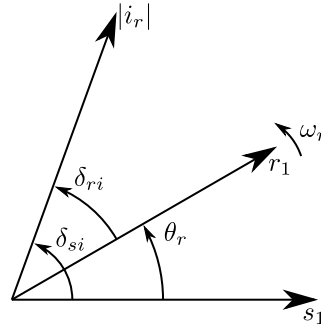
$$\sin(\hat{\theta}_v) = \frac{v_{sq}^s}{|v_s^s|}. \quad (4.54)$$

onde $\hat{\theta}_v$ é o ângulo estimado da tensão.

4.8 ESTIMAÇÃO DA POSIÇÃO ROTÓRICA E VELOCIDADE

Para determinar a posição do rotor (θ_r) uma subtração dos seguintes ângulos: a posição angular do vetor corrente no rotor e o eixo do estator (δ_{si}) menos a posição do primeiro em relação ao eixo do rotor (δ_{ri}), ou seja, $\theta_r = \delta_{si} - \delta_{ri}$. Estes ângulos são definidos conforme a ilustração da Figura 4.7.

Figura 4.7 – Diagrama vetorial instantâneo da corrente no rotor.



Fonte: elaborado pelo autor.

Para obter os valores de $\cos(\delta_{ri})$ e $\sin(\delta_{ri})$ basta dividir as correntes do rotor de eixo direto e em quadratura pelo módulo desta corrente. Então:

$$\cos(\delta_{ri}) = \frac{i_{rd}^r}{|i_r|} \quad (4.55)$$

$$\sin(\delta_{ri}) = \frac{i_{rq}^r}{|i_r|} \quad (4.56)$$

onde $|i_r| = \sqrt{(i_{rd}^r)^2 + (i_{rq}^r)^2}$. Já as componentes dq da corrente no rotor no referencial estacionário são obtidas a partir das expressões (4.49) e (4.50) que isolando as componentes do rotor têm-se:

$$\hat{i}_{rd}^s = \frac{1}{l_m} (\hat{\lambda}_{sd}^s - l_s i_{sd}^s) \quad (4.57)$$

$$\hat{i}_{rq}^s = \frac{1}{l_m} (\hat{\lambda}_{sq}^s - l_s i_{sq}^s). \quad (4.58)$$

A seguir, os valores de $\cos(\delta_{si})$ e $\sin(\delta_{si})$ são calculados a partir de:

$$\cos(\delta_{si}) = \frac{\hat{i}_{rd}^s}{|\hat{i}_r|} \quad (4.59)$$

$$\sin(\delta_{si}) = \frac{\hat{i}_{rq}^s}{|\hat{i}_r|} \quad (4.60)$$

em que $|\hat{i}_r| = \sqrt{(\hat{i}_{rd}^s)^2 + (\hat{i}_{rq}^s)^2}$.

Por fim, os vetores relativos à posição do rotor podem ser calculados a partir das expressões (SOARES, 2018; SOARES et al., 2018)

$$\cos(\hat{\theta}_r) = \cos(\delta_{si} - \delta_{ri}) \quad (4.61)$$

$$= \cos(\delta_{si})\cos(\delta_{ri}) + \sin(\delta_{si})\sin(\delta_{ri})$$

$$\sin(\hat{\theta}_r) = \sin(\delta_{si} - \delta_{ri}) \quad (4.62)$$

$$= \sin(\delta_{si})\cos(\delta_{ri}) - \sin(\delta_{ri})\cos(\delta_{si}).$$

Por sua vez, a velocidade do rotor (ω_r) pode ser obtida a partir da variação do ângulo estimado, sendo

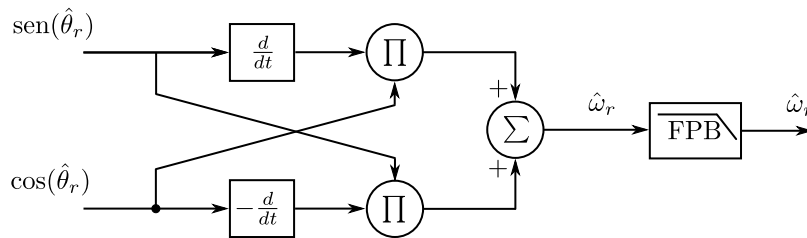
$$\hat{\omega}_r = \frac{d}{dt} \hat{\theta}_r. \quad (4.63)$$

No entanto, com método *sensorless* apresentado somente o seno e o cosseno desse ângulo foram obtidos. E para adquirir o ângulo de forma direta as funções trigonométricas inversas, que exige grande esforço computacional, podem ser utilizadas. Para minimizar o custo computacional, um método desenvolvido em Datta e Ranganathan (2001b) e apresentado em Soares (2018) estima a velocidade conforme a expressão:

$$\hat{\omega}_r = \cos(\hat{\theta}_r) \frac{d}{dt} \sin(\hat{\theta}_r) - \sin(\hat{\theta}_r) \frac{d}{dt} \cos(\hat{\theta}_r). \quad (4.64)$$

Porém, a derivação de seno e cosseno de maneira conjunta contribui para o aparecimento de ruído, que pode ser minimizado através de um Filtro Passa-Baixas (SOARES, 2018). O diagrama de blocos do estimador de velocidade implementado é ilustrado pela Figura 4.8.

Figura 4.8 – Diagrama de blocos para o estimador de velocidade.



Fonte: adaptado de Soares (2018).

4.9 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentado a teoria do FCS-MPC aplicada a conversores de potência de dois níveis. Dessa forma, utilizou-se as equações dinâmicas de potência do GSC e do DFIG para construir um controle capaz determinar os chaveamentos otimizados para controlar as potências do estator e do GSC. Esse último, por sua vez, controla indiretamente a tensão no barramento CC e regular o fator de potência da rede. Além disso, foi investigado os atrasos computacionais provenientes da grande quantidade de cálculo demandada pelo controle. A solução utilizada, já bem conhecida na literatura, expande o horizonte de predição para realizar uma compensação de atraso, ao custo de carga computacional. Por fim, um estimador de fluxo capaz de retirar eventuais *off-sets* e que serve de base para um estimador de posição e velocidade foram apresentados.

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Neste capítulo são apresentados os resultados de simulação do controle direto pela potência, visto na Seção 3.2, e o controle preditivo direto pela potência, apresentado na Seção 4.5. Inicialmente é apresentada a caracterização das simulações, com os modelos e parâmetros dos equipamentos utilizados. Além dos resultados em regime permanente, é apresentado o comportamento do gerador quando aplicado a um degrau de potência ativa. Ao final, comparações e discussões entre as duas técnicas de controle são retratadas.

5.1 CARACTERIZAÇÃO DA SIMULAÇÃO

Para verificar o funcionamento das topologias de controle estudadas, foram feitas simulações, utilizando o *software* PSIM®, conforme o esquemático presente na Figura 5.1. De modo a tornar o sistema mais próximo do que será desenvolvido na parte experimental, um motor CC é utilizado como máquina primária ao invés de uma turbina eólica, sendo responsável por fornecer o conjugado de entrada do sistema. Além disso, os parâmetros de simulação, Tabela 5.1, os dados parametrizados do DFIG, Tabela 5.2, e os parâmetros do GSC, Tabela 5.3, foram escolhidos respeitando a disponibilidade e os limites de operação dos componentes presentes no Laboratório de Otimização de Sistemas Elétricos, da Universidade Federal da Paraíba.

Tabela 5.1 – Parâmetros de entrada para a simulação.

	Parâmetro	Valor
	Tensão <i>rms</i> da rede trifásica	220 V
f_s	Frequência da rede	60 Hz
V_{dc}^*	Tensão de referência do barramento CC	311 V
P_s^*	Potência Ativa de referência	-500 W
Q_s^*	Potência Reativa de referência	0 var
T_s	Período de amostragem	100 μ s
-	Passo de Cálculo	10 μ s

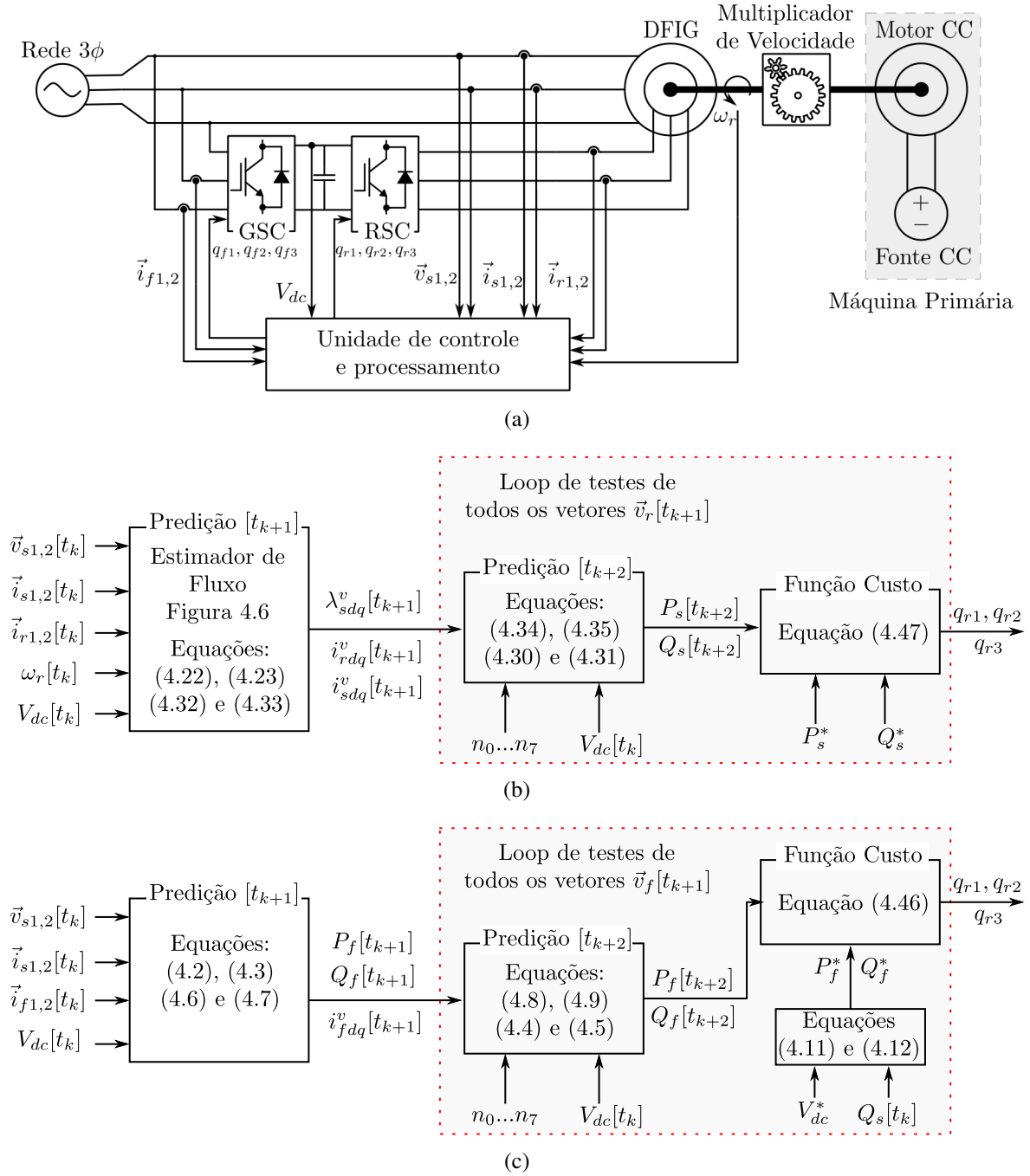
Fonte: elaborada pelo autor.

Ainda com o objetivo de aproximar a simulação com o experimental, foi introduzido de maneira proposital, um período de amostragem, maior que o passo de cálculo, e uma simulação do atraso, reproduzindo as operações que são feitas em um sistema em tempo real, descrito com detalhes na Seção 4.3.

5.2 SIMULAÇÃO DO CONTROLE PREDITIVO DA POTÊNCIA - REGIME PERMANENTE

No início dessa simulação, em $t = 0$, o Motor CC é acionado, acelerando o DFIG, que foi inicializado com velocidade zero, pela conexão entre os eixos mecânicos. Por sua vez, o DFIG tem seu estator conectado diretamente à rede, e o rotor encontra-se curto-circuitado, ou seja, nesse estágio de partida, o controle do RSC não é atuado. Ainda nesse período, o controle do

Figura 5.1 – (a) Diagrama geral das simulações. Diagrama de blocos da unidade de controle e processamento do: (b) RSC; (c) GSC.



Fonte: elaborada pelo autor.

GSC estabiliza a tensão no barramento CC na referência de 311 V. Em $t = 0,8$ s o controle do RSC é acionado.

Nas Figuras 5.2, 5.3 e 5.4 são apresentados os resultados de simulação para o controle preditivo direto pela potência em regime permanente, onde o DFIG está operando sem carga e com potência constante.

Tabela 5.2 – Parâmetros do DFIG.

Parâmetro		Valor
P_n	Potência nominal da máquina	560 W
r_s	Resistência ôhmica estatórica	15,1 Ω
l_s	Indutância do estator	563,7 mH
r_r	Resistência ôhmica rotórica	6,22 Ω
l_r	Indutância do rotor	543,7 mH
l_m	Indutância mútua	523,8 mH
J_m	Momento de inércia	0,013 Kg·m ²
N_s/N_r	Relação de espiras do estator e do rotor	1/1,82

Fonte: elaborada pelo autor.

Tabela 5.3 – Parâmetros do GSC.

Parâmetro		Valor
r_f	Resistência ôhmica	0,5 Ω
l_f	Indutância	50 mH
C	Capacitância	4000 μF

Fonte: elaborada pelo autor.

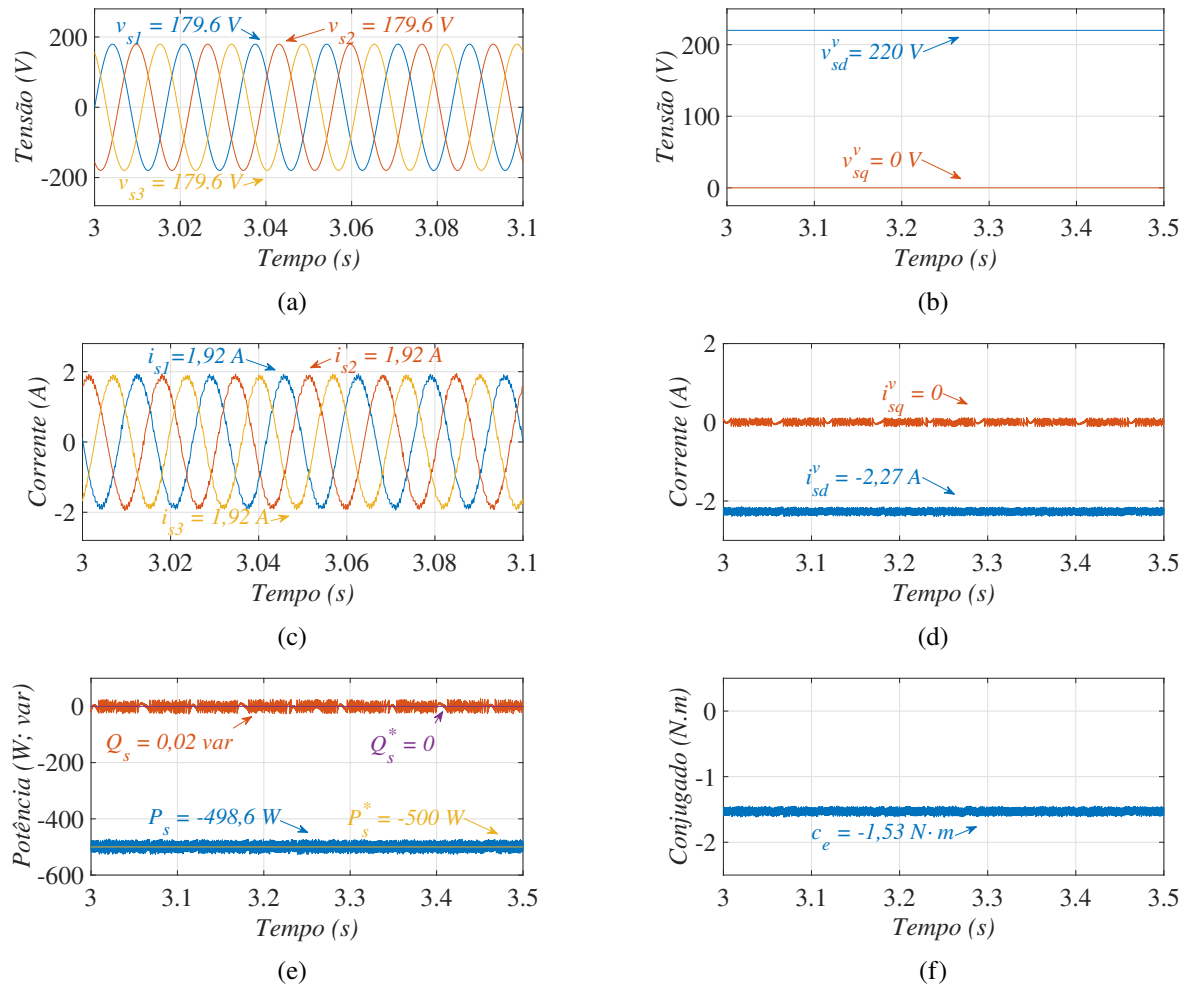
Na Figura 5.2(a) são mostradas as formas de onda das tensões na rede, e na Figura 5.2(b) essas mesmas tensões nos eixos dq no referencial síncrono da tensão. A rede foi considerada um barramento infinito, conseguindo fornecer e absorver toda a potência do sistema, sem sofrer alterações no seu valor *rms* de 127 V por fase, e na frequência de 60 Hz.

Na Figura 5.2(c) são mostradas as formas de onda das correntes no estator da máquina. Essas correntes apresentam um valor de pico de aproximadamente 1,92 A, e uma Taxa de Distorção harmônica (THD - do inglês *Total Harmonic Distortion*) de 3,2% em torno da frequência fundamental de 60 Hz. Essas correntes nos eixos dq podem ser visualizadas na Figura 5.2(d), em que os valores médios de i_{sd}^v foi de -2,27 A e i_{sq}^v , 0 A.

Já na Figura 5.2(e) são apresentadas as potências no estator da máquina, sendo as variáveis de controle do sistema. O valor médio de P_s é -499 W, enquanto o valor médio de Q_s é 0 var, o que mostra valores seguindo as referências que foram ajustadas para $P_s^* = -500$ W e $Q_s^* = 0$ var. Sem nenhum tipo de filtragem, os valores das potências ativa e reativa gerados pelo controle oscilam em alta frequência com ± 25 [W; var] da referência.

O conjugado eletromagnético é apresentado na Figura 5.2(f). O conjugado obtido não apresenta nenhum tipo de oscilação de baixa frequência em regime permanente e um valor médio de $c_e = -1,53$ N·m, com oscilação em alta frequência de $\pm 0,07$ N·m ao redor da média. Na Figura 5.3(a) são mostradas as correntes no rotor. A frequência dessas correntes são baixas, aproximadamente 2,8 Hz, sendo a frequência de escorregamento. Os valores de pico dessas ondas foram de 1,29 A. As componentes dq dessas correntes no referencial síncrono da tensão estão dispostas na Figura 5.3(b), em que o valor médio de i_{rd}^v foi de 2,44 A e i_{rq}^v , -1,29 A.

Figura 5.2 – Resultados de simulação para o controle preditivo em regime permanente. (a) Tensões na rede. (b) Tensões na rede nos eixos dq . (c) Correntes no estator. (d) Correntes no estator nos eixos dq . (e) Potências ativa P_s e reativa Q_s no estator. (f) Conjugado eletromagnético.

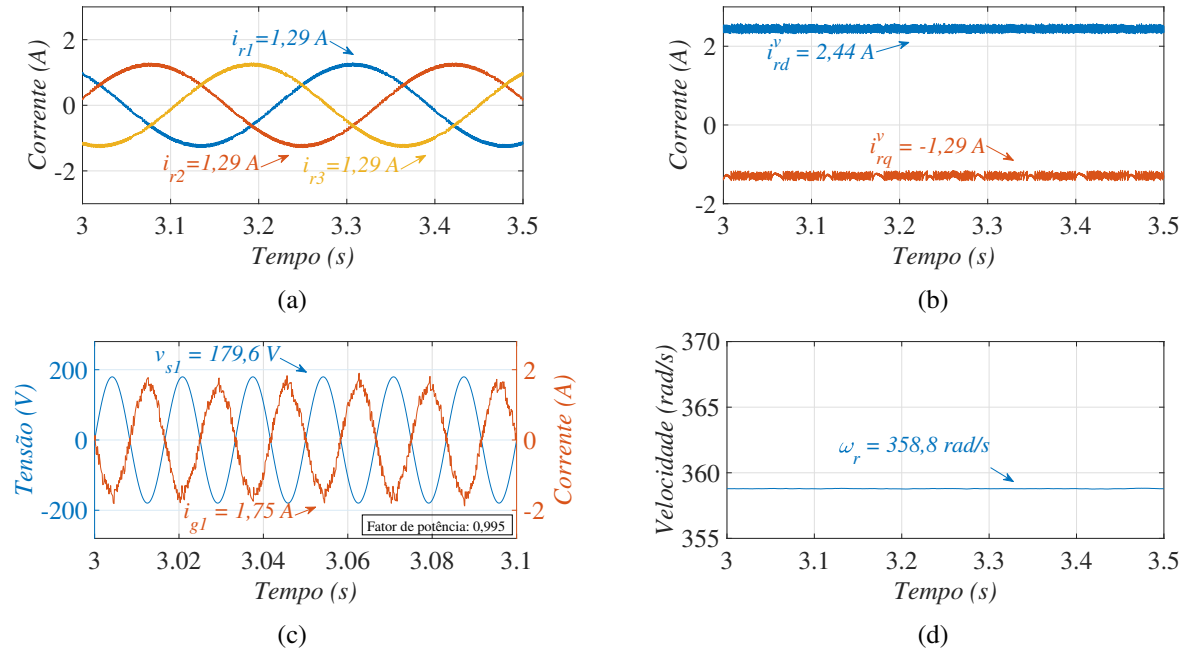


Fonte: resultados de simulação.

Com a potência reativa de referência definida para zero, e a máquina operando como gerador, as formas de onda da tensão e corrente na rede estão defasadas em 180° , obtendo um fator de potência de 0,995, como é mostrado na Figura 5.3(c). A THD da corrente da rede i_{g1} foi de 9,03%, e o valor de pico foi de aproximadamente 1,75 A. Observa-se também que essa amplitude é inferior à amplitude da corrente gerada pelo DFIG, i_s . Isso ocorre pois o gerador está operando com velocidade subsíncrona, em que parte da potência gerada pelo DFIG ou da própria rede é demandada pelo rotor. O perfil de velocidade do rotor é apresentado na Figura 5.3(d), onde 358,8 rad/s (3426,2 rpm) foi seu valor médio.

A tensão no barramento CC pode ser observada na Figura 5.4(a). O controle dessa tensão, que teve valor médio de 310,5 V, depende da potência ativa no GSC, mostrada na expressão (4.12). Essa tensão apresenta um erro de 0,16% em relação a sua referência de 311 V. Os valores médios das variáveis de controle do conversor do lado da rede foram $P_f = -75,8$ W e

Figura 5.3 – Resultados de simulação para o controle preditivo em regime permanente. (a) Correntes no rotor. (b) Correntes no rotor nos eixos dq . (c) Tensão e_{g1} e corrente i_{g1} na rede. (d) Velocidade estimada.



Fonte: resultados de simulação.

$Q_f = 3,3 \text{ var}$, e são apresentados na Figura 5.4(b). Como o sentido da corrente no modelo é do conversor à rede, a potência ativa negativa indica que o GSC fornece potência ao rotor.

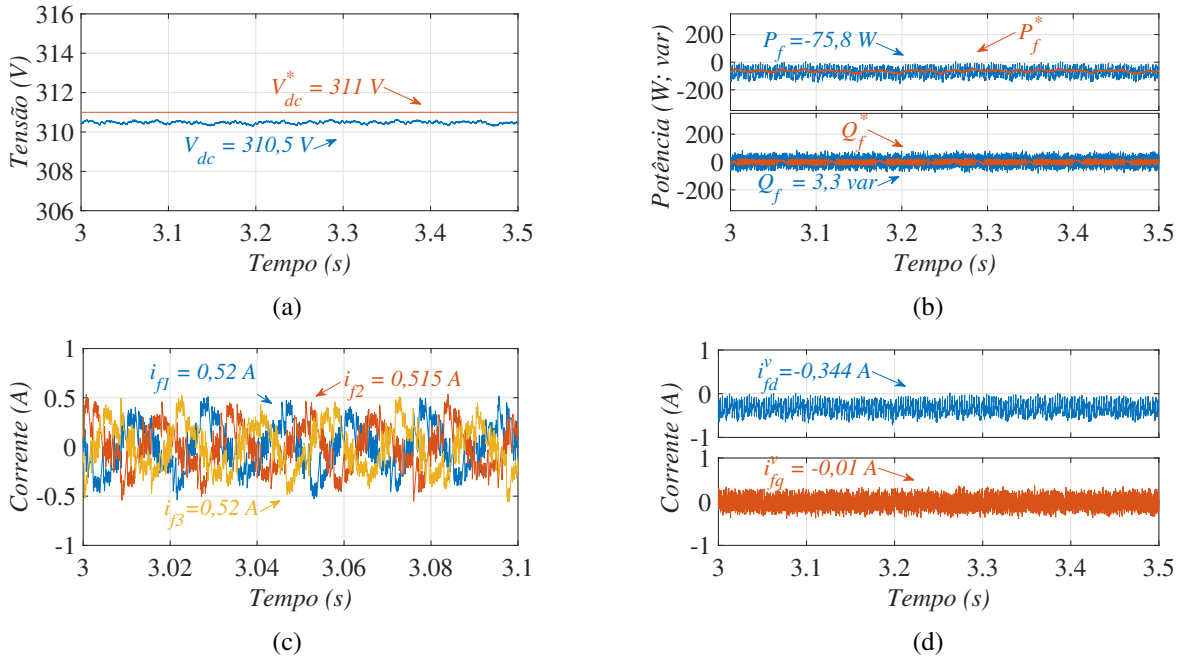
Por fim, a corrente do GSC, ilustradas na Figura 5.4(c) e (d). A quantidade de ciclos para o controle foi $N_t = 100$. Foi observado que quanto menor esse valor, menor será o erro de regime, porém a THD das correntes do GSC aumentam. O valor de $N_t = 100$ apresentou uma boa relação entre erro e THD, e foi escolhido através de tentativa e erro. Os valores de pico das correntes do GSC foram de aproximadamente 0,525 A e a THD foi de 48,3%. Para reduzir essa taxa de distorção, pode-se aumentar a indutância do filtro e/ou aumentar a taxa de amostragem do controle, no entanto, como a simulação levou em conta a aparelhagem disponível no laboratório, esses parâmetros foram mantidos. Essa mudança também reduziria as oscilação de alta frequência nas potências do GSC.

5.3 SIMULAÇÃO DO CONTROLE PREDITIVO DA POTÊNCIA - RESPOSTA AO DEGRAU

No instante $t = 0,8 \text{ s}$, o controle do RSC é acionado, onde as referências de potência ativa e reativa são nulas, ou seja, $P_s^* = Q_s^* = 0$. Injetando corrente no rotor, conforme as relações representadas na Figura 3.4, o controle segue as referências nulas das potências no estator, e consequentemente zera as correntes do estator, bem como o conjugado do gerador.

Em $t = 1,5 \text{ s}$, é aplicado um degrau na referência de potência ativa $P_s^* = -500 \text{ W}$. Nesse instante, em resposta as novas correntes injetadas pelo rotor, as amplitudes das correntes

Figura 5.4 – Resultados de simulação para o controle preditivo em regime permanente. (a) Tensão no barramento CC. (b) Potências ativa P_f e reativa Q_f no GSC. (c) Correntes no GSC. (d) Correntes no GSC nos eixos dq .



Fonte: resultados de simulação.

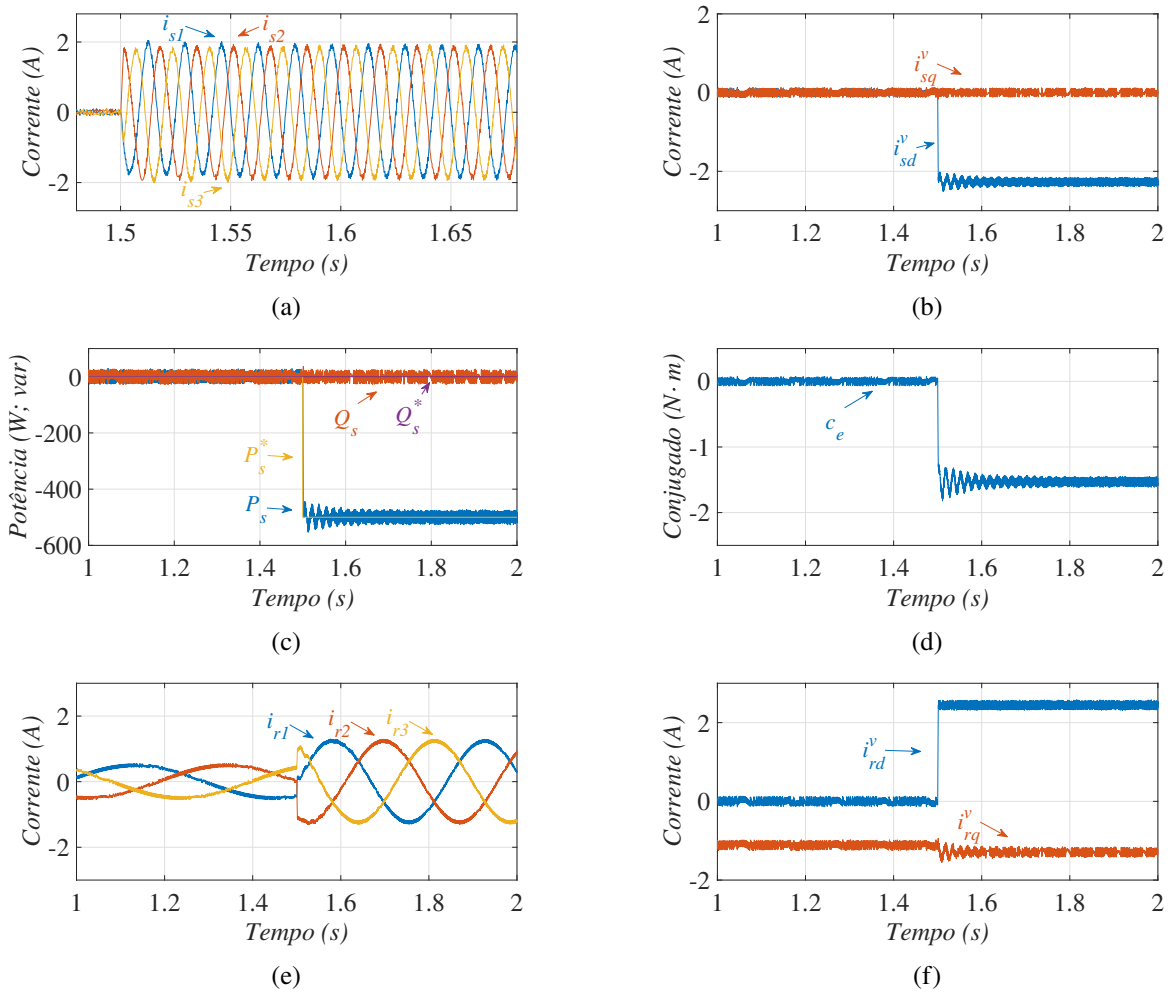
estatísticas aumentam de aproximadamente zero para 1,87 A e entra em seu valor de regime de 1,92 A após 0,13 segundos, como ilustra a Figura 5.5 (a). Já para essas mesmas correntes nos eixos dq no referencial síncrono da tensão, ilustradas na Figura 5.5 (b), observa-se que a componente i_{sq}^v se mantém constante com valor médio em zero, o que era esperado, pois a referência de potência reativa continua sendo nula e, atestando também o desacoplamento entre as correntes dq nesse referencial. A corrente i_{sd}^v , que comanda a potência ativa do gerador, tem seu valor alterado de zero para -2,27 A.

Já para as potências, ilustradas na Figura 5.5 (c), o controle após 1,1 ms alcança a referência de potência. No entanto, ocorre uma oscilação de amplitude máxima de $\pm 10\%$ em torno da referência. O tempo de acomodação para a potência ativa é de 133 ms, onde as potências ativa e reativa oscilam em alta frequência entre ± 25 [W, var] da referência. Não há alterações na potência reativa.

O conjugado tem um comportamento parecido à potência ativa. A oscilação tem a mesma duração e ocorre em torno do seu valor de regime de -1,53 N·m. Essa grandeza pode ser conferida na Figura 5.5 (d).

Tratando agora das correntes rotóricas, ilustradas na Figura 5.5 (e), observa-se que como resposta ao degrau de potência, as amplitudes das três correntes aumentaram de 0,55 A para 1,29 A. Além disso, nota-se um aumento na frequência das mesmas, sendo consequência da redução da velocidade do rotor. Analisando agora as componentes dq , ilustradas na Figura

Figura 5.5 – Resultados de simulação para o controle preditivo no transitório. (a) Correntes no estator. (b) Correntes no estator nos eixos dq . (c) Potências ativa P_s e reativa Q_s no estator. (d) Conjugado eletromagnético. (e) Correntes no rotor. (f) Correntes no rotor nos eixos dq .



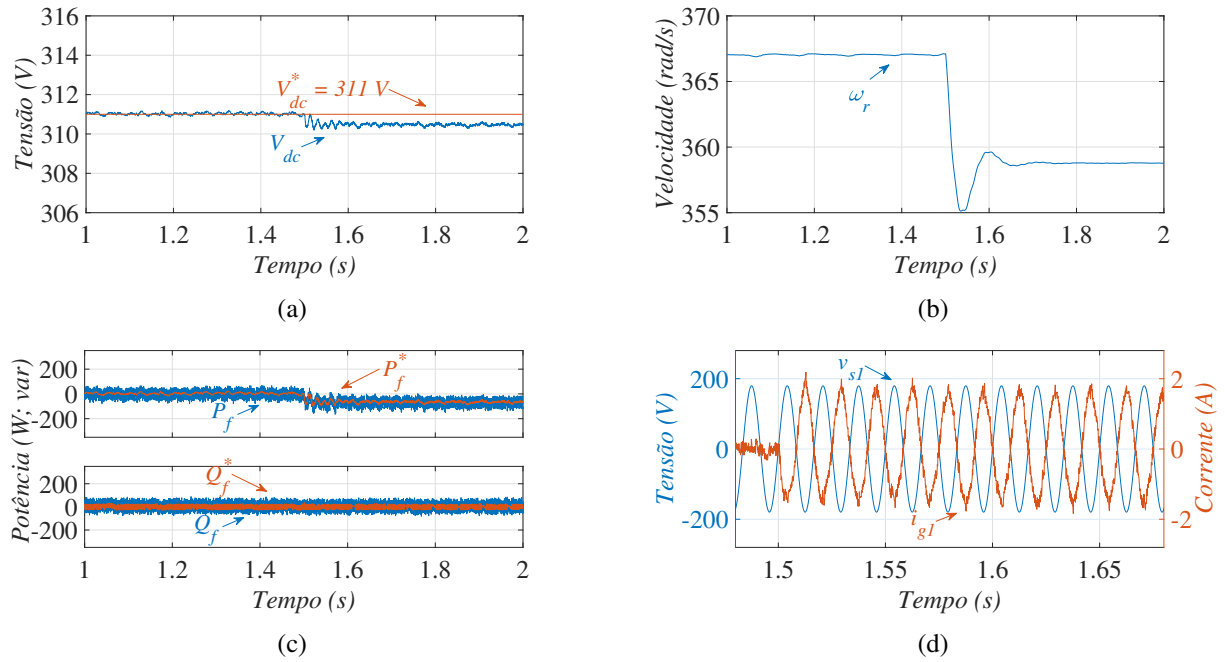
Fonte: resultados de simulação.

5.5 (f), percebe-se que existe um pequeno acoplamento entre essas correntes no controle da potência, pois, no instante do degrau de potência ativa ($t = 1.5$ s), a componente i_{rq}^v , que controla majoritariamente a potência reativa, tem sua média modificada de $-1,1$ A para $-1,29$ A. A componente i_{rd}^v , que controla predominantemente a potência ativa, tem sua média modificada de $0,07$ A para o seu valor de regime de $2,44$ A.

O barramento CC, ilustrado na Figura 5.6 (a), antes do degrau de potência ativa no estator, estava estabilizado em 311 V. Após o degrau, essa tensão passa a ter um erro de $0,16\%$, que não é corrigido em regime, sendo assim, a tensão do barramento é de $310,5$ V. Já a velocidade do rotor, que é estimada e filtrada pelo método descrito na Sessão 4.8, é apresentada na Figura 5.6 (b). Com o aumento da potência gerada, a velocidade sofre uma redução de $367,1$ rad/s ($3505,5$ rpm) para $358,8$ rad/s ($3426,2$ rpm).

Seguindo agora com as potências do GSC, ilustrada na Figura 5.6 (c), observa-se que para manter o barramento estabilizado em 311 V antes do degrau de potência ativa no estator foi

Figura 5.6 – Resultados de simulação para o controle preditivo no transitório. (a) Tensão no barramento CC. (b) Velocidade estimada. (c) Potências ativa P_f e reativa Q_f no GSC. (d) Tensão e_{g1} e corrente i_{g1} na rede.



Fonte: resultados de simulação.

necessário uma média de -8 W . Após o degrau, para manter o barramento estável, o controle identifica que mais potência deve ser injetada, pois uma maior potência é exigida pelo rotor do gerador, passando agora para $-75,8 \text{ W}$. A potência reativa observa a potência reativa da rede e tenta zerá-la. Porém, como o controle do RSC já foi configurado para uma potência reativa nula, a potência do GSC também oscila em alta frequência sobre zero. Por fim, a Figura 5.6 (d) expõe a tensão e a corrente da fase 1 da rede. Nota-se que o fator de potência permanece elevado mesmo no transitório.

5.4 COMPARATIVO ENTRE O CONTROLE PREDITIVO DA POTÊNCIA E O CONTROLE DIRETO PELA POTÊNCIA

Essa seção tem como objetivo realizar o comparativo entre as técnicas de controle direto pela potência: clássico, baseado em histerese, e preditivo. O esquemático da simulação do DPC é semelhante ao ilustrado na Figura 5.1, porém, o lado do GSC foi retirado, e o barramento foi substituído por uma fonte CC ideal. Dessa forma, a tensão do barramento é fixa, e é eliminado qualquer eventual perturbação proveniente do controle preditivo aplicado na regulação do barramento CC. Esse controle foi escolhido para a comparação pois, assim como o MPC, aplica-se o mesmo estado de chaveamento durante todo um período de amostragem.

Para uma comparação justa, as mesmas condições de conjugado gerado pela máquina CC, tensão no estator da máquina e tensão no barramento CC foram impostas. Como apresentado

na Tabela 1.2, o controle por histerese requer altas taxas de amostragem para manter a variável de controle dentro dos limiares de uma banda de histerese desejada. Nesse comparativo, o limitador dos controles é a frequência de amostragem de 10 kHz , ou seja, $T_s = 100\text{ }\mu\text{s}$ foi aplicado em ambos os controles. Dessa forma, então, buscando o melhor desempenho, optou-se por uma banda de histerese pequena de $\pm 1\text{ [W, var]}$, porque mesmo que as grandezas de controle excedam a banda, a oscilação em alta frequência será a menor possível para esse controle nessas condições de amostragem.

5.4.1 Regime permanente

Os resultados das simulações do DPC em regime permanente podem ser conferidos na Figura 5.7. O desempenho em regime permanente é semelhante ao controle preditivo. No entanto, as grandezas apresentaram um maior oscilação em alta frequência, aumentando um pouco as amplitudes das correntes do estator para $1,95\text{ A}$ e a do rotor para $1,3\text{ A}$, ilustradas, respectivamente, nas Figuras 5.7 (a) e (b). A média da THD das correntes estatóricas foi de $4,69\%$.

Há também diferença nas potências, que são apresentadas na Figura 5.7 (c). A oscilação em alta frequência é maior nesse controle, sendo uma desvantagem. Obteve-se um *ripple* de $\pm 45\text{ W}$ na potência ativa e $\pm 39\text{ var}$, na reativa. Além disso, ocorre um deslocamento na média das potências, sendo mais perceptível na potência ativa, obtendo $P_s = -494\text{ W}$ onde a referência era 500 W .

O conjugado, Figura 5.7 (d), também sofre do aumento da oscilação em alta frequência, sendo essa última $\pm 0,15\text{ N}\cdot\text{m}$ em torno da média de $1,51\text{ N}\cdot\text{m}$.

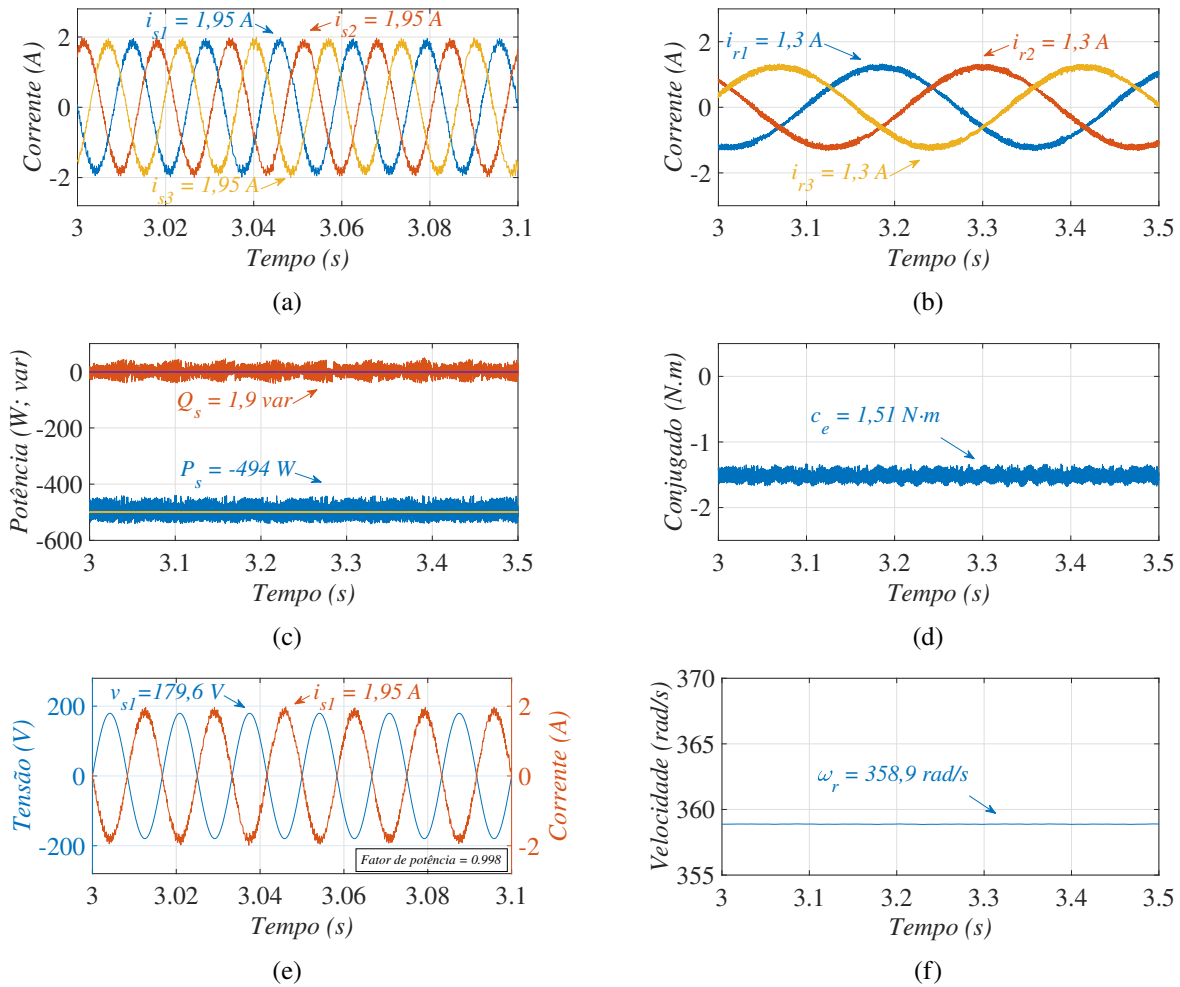
Já o fator de potência, ilustrado na Figura 5.7 (e), foi de $0,998$ entre a tensão da rede e a corrente da rede, sendo um pouco superior ao MPC, onde, nesse caso, $i_{g1} = i_{s1}$. No entanto, vale salientar que o controle do barramento CC foi substituído por uma fonte ideal, distinta da rede trifásica. A velocidade possui a mesma média e dinâmica, e é ilustrada na Figura 5.7 (f).

Por fim, vale expor a frequência média de chaveamento. O DPC obteve uma média de $7886,9\text{ Hz}$, contra $2284,9\text{ Hz}$ do MPC, sendo esse último o controle estudado nesta dissertação. Para chegar nesses valores, foi calculada a média entre $t = 3\text{ s}$ e $t = 3,5\text{ s}$, que representa o regime permanente em ambos os controles, dos valores instantâneos de frequência de chaveamento. Esse é calculado pela soma do número de chaves que foram alteradas dividido por 3 vezes o tempo de amostragem T_s . Essa contabilidade é feita a cada período de amostragem.

5.4.2 Transitório - Degrau na Potência

Os resultados das simulações do DPC no transitório podem ser conferidos na Figura 5.8. As referências desse controle foram definidas como no controle preditivo, onde no instante

Figura 5.7 – Resultados de simulação para o DPC em regime permanente. (a) Correntes no estator. (b) Correntes no rotor. (c) Potências ativa P_s e reativa Q_s no estator. (d) Conjugado eletromagnético. (e) Tensão e_{s1} e corrente i_{s1} na rede. (f) Velocidade medida.



Fonte: resultados de simulação.

$t = 0,8 \text{ s}$, $P_s^* = Q_s^* = 0$, e em $t = 1,5 \text{ s}$ é imposto um degrau de -500 W na potência ativa de referência.

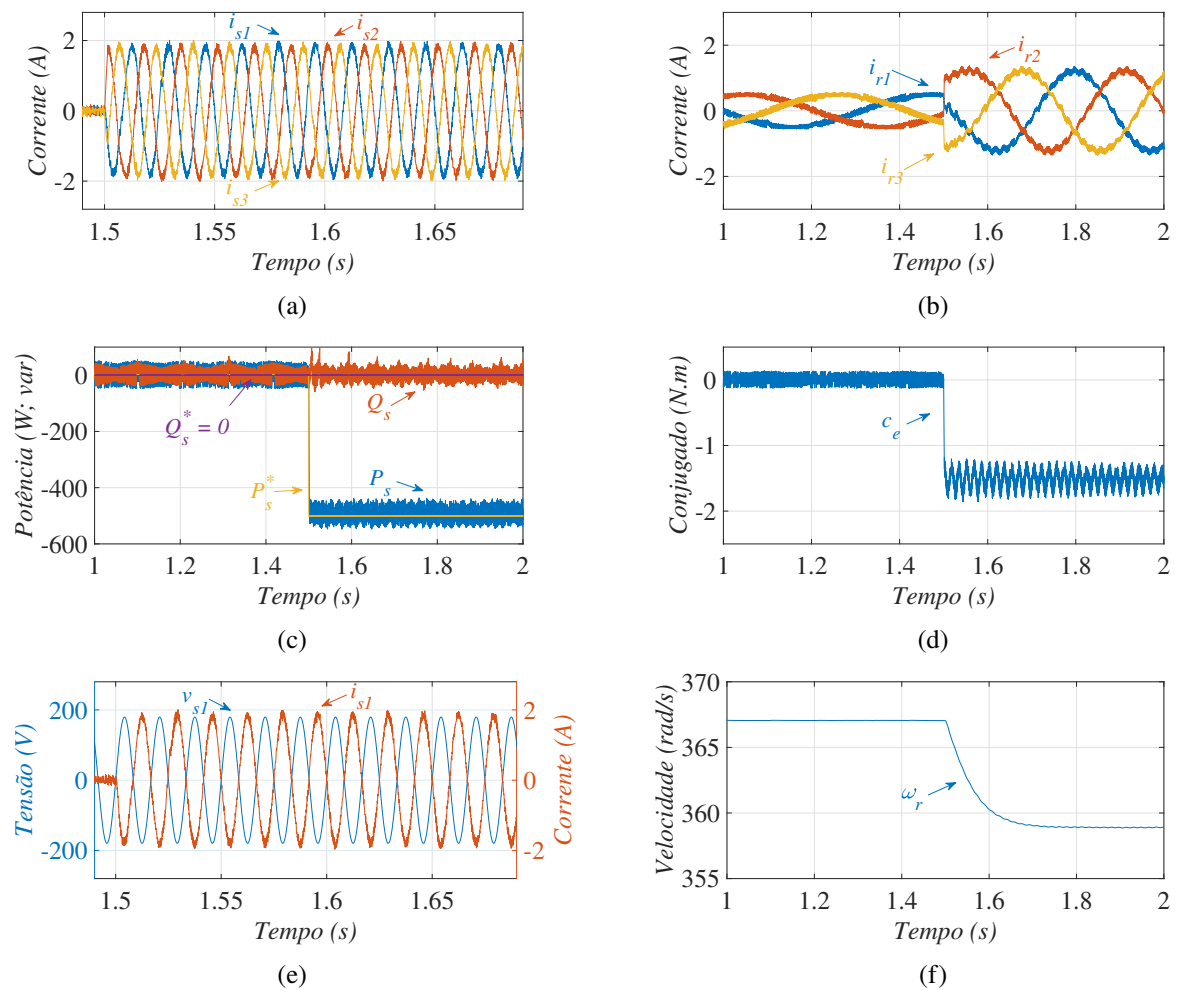
O DPC apresentou uma rápida resposta na potência, onde a resposta da potência ativa ao degrau foi aproximadamente no mesmo instante da imposição do mesmo, semelhante ao MPC. Além disso, a potência ativa não apresentou nenhum tipo de oscilação. Porém, a situação de regime desse controle para a potência ativa contém aproximadamente a mesma amplitude da oscilação máxima que o MPC apresentou. Além do que, nota-se alguns pontos onde a potência reativa perde, de maneira rápida, a referência.

Ademais, uma indesejável oscilação acontece no conjugado, que é atenuada conforme o passar do tempo, mas não é extinta durante a janela de observação. Essa oscilação também pode ser observada nas correntes rotóricas. Por fim, pode-se considerar que o desempenho do conjugado eletromagnético do controle preditivo é superior ao DPC. O perfil de velocidade do gerador teve uma transição mais suave, apresentando um perfil de uma função do segundo grau.

Já no preditivo, Figura 5.6 (b), há uma redução rápida da velocidade, ultrapassando o valor de regime, atingindo 355 rad/s (3390 rpm), mas rapidamente é recuperada e alcança o valor de regime.

As grandezas nos eixos dq no referencial síncrono deste controle não foram apresentadas pois uma das vantagens do DPC é não precisar de tais grandezas, dispensando estimadores de posição do ângulo da tensão e operações trigonométricas das matrizes de transformação. Com isso, o DPC tende a ser um controle com um custo computacional mais baixo que os demais.

Figura 5.8 – Resultados de simulação para o DPC no transitório. (a) Correntes no estator. (b) Correntes no rotor. (c) Potências ativa P_s e reativa Q_s no estator. (d) Conjugado eletromagnético. (e) Tensão e_{g1} e corrente i_{s1} na rede. (f) Velocidade medida.



Fonte: resultados de simulação.

5.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados resultados de simulações para os controles preditivo direto pela potência e direto pela potência aplicado ao DFIG. Foram analisados resultados em regime permanente, além de resultados para variações de referência de potência ativa. Os dois controles apresentaram desempenho similar em sua dinâmica e regime. As diferenças mais

notáveis nos resultados de simulação foram listadas na Tabela 5.4, onde o FCS-MPC apresentou melhores resultados de potência, uma frequência de chaveamento 3,45 vezes menor, uma menor THD na corrente do estator em regime permanente e uma menor oscilação no conjugado e na corrente rotórica, durante o degrau de potência ativa. Concluindo que nas condições mencionadas de taxa de amostragem o FCS-MPC desempenha melhor que o DPC no controle do RSC.

Tabela 5.4 – Principais diferenças nos resultados de simulação entre o controle preditivo e DPC.

Métrica	MPC	DPC
<i>Ripple</i> P_s e Q_s	25 W ; 25 var	45 W ; 39 var
Oscilação no transitório de P_s	Duração: 0,15 s	Não.
Oscilação no conjugado no transitório de P_s	Duração: 0,15 s	Duração: 1 s
THD média das correntes do estator (i_s)	3,21%	4,69%
Frequência média de chaveamento	2284,9 Hz	7886,9 Hz

Fonte: elaborada pelo autor.

6 OTIMIZAÇÕES NO FCS-MPC

Neste capítulo são apresentadas soluções que visam mitigar alguns problemas inerentes ao FCS-MPC. O custo computacional é reduzido utilizando otimizações nas quantidades de vetores que o controle utiliza para fazer suas previsões. Estas otimizações derivam de análises feitas nas tabelas de chaveamentos otimizados dos controles de histerese. Além disso, é feita uma análise do impacto da variação paramétrica no controle. Ademais, técnicas que comparam e compensam erros no modelo são implementadas. Por fim, a análise dos resultados de simulação, determinando a viabilidade dessas otimizações.

6.1 SELEÇÃO DO VETOR NULO

O FSC-MPC calcula a tensão para os 6 vetores ativos e um dos vetores nulo ($\vec{v}_0$ ou $\vec{v}_7$) uma vez que na previsão das potências ativa e reativa os vetores nulos produzem o mesmo valor na função custo. Assim, apenas um entre esses dois vetores precisa ser testado no controle preditivo. Esse controle sempre faz os testes matemáticos utilizando o ($\vec{v}_0$). Caso o controle detecte que este vetor nulo gera o menor valor na função custo entre todos os demais vetores ativos, ou seja, o controle detecte que a aplicação do vetor nulo gerará o menor erro quadrático nas potências no instante t_{k+2} , o algoritmo seleciona a aplicação entre $\vec{v}_0$ ou $\vec{v}_7$ baseado na minimização dos estados de comutação.

Essa comparação observa o vetor tensão que foi aplicado no instante anterior e aplica aquele vetor nulo que vai alterar o estado de apenas uma ou nenhuma das chaves do braço do conversor. Então, $\vec{v}_0$ é selecionado quando o vetor no instante t_k é $\vec{v}_0$, $\vec{v}_1$, $\vec{v}_3$ ou $\vec{v}_5$. Caso contrário, $\vec{v}_7$ é aplicado.

Essa seleção de vetor nulo foi aplicada no experimental e em simulação. Nessa última os resultados apresentaram uma redução na frequência média de chaveamento. Observa-se uma redução de 12,2% na frequência média de chaveamento do RSC e de 6,8% para o GSC, conforme é mostrada na Tabela 6.1. Não foi observada nenhuma outra mudança significativa nos resultados, inclusive mantendo a *THD* bem semelhante ao sistema sem essa otimização.

A redução na frequência média de chaveamento acarreta minimização nas perdas por chaveamento, uma vez que reduz a quantidade de vezes que as chaves são comutadas, reduzindo a perda de potência no conversor associada a essa ação.

Tabela 6.1 – Impacto da seleção do vetor nulo na frequência de chaveamento.

Conversor	$f_s [Hz]$ Sem otimização	$f_s [Hz]$ Com otimização	Redução %
RSC	2284,9 Hz	2006,7 Hz	12,2%
GSC	2131,6 Hz	1986,8 Hz	6,8%

Fonte: elaborada pelo autor.

6.2 REDUÇÃO DO NÚMERO DE VETORES

Testar todos os vetores possíveis e seus impactos durante um espaço de amostragem, é uma atividade muito onerosa para a unidade de processamento. Como visto em Yaramasu e Wu (2017), todas as otimizações e processamento do FCS-MPC são feitas em tempo real. Assim, selecionar o vetor otimizado, aplicar as restrições e otimizações acarretam um elevado custo computacional e alguns *hardwares* mais antigos não conseguem fazer o uso dessa estratégia de controle, como aconteceu em Saeidi, Marchi e Bim (2016).

Nesse sentido, se faz necessário adotar medidas de otimização que reduzam o custo computacional sem prejudicar ou sem comprometer a resposta do controle. Em um primeiro cenário, buscar boas práticas de programação: reduzir o número de comparações onerosas, substituir atribuições feitas nas variáveis de tensão por uma matriz com valores de tensão previamente salvos, evitar usar funções prontas de bibliotecas não otimizadas etc. Uma outra otimização pode ser feita número de vetores de tensão que o controle testa durante uma interrupção.

Em Habibullah et al. (2016) mostrou-se que o número de vetores que o FCS-MPC atuando no conjugado de uma máquina de indução pode ser reduzido. Para isso, basta fazer um análise prévia semelhante ao controle por histerese DTC. Nessa dissertação, buscou-se ampliar a base desse pensamento, expandido esta análise para o RSC, controlando o DFIG, e para o GSC.

6.2.1 Redução para quatro vetores ativos - RSC

A estrutura desse modo simplificado é semelhante ao FCS-MPC convencional. A diferença é que as predições das tensões no rotor e das potências do estator são feitas para um número reduzido e pré-selecionado de vetores. No caso convencional, todos os sete vetores de tensão, um nulo e seis ativos, são colocados a teste no controle preditivo. No entanto, alguns vetores ativos, em certas regiões de operação, são raramente a solução mais otimizada para o controle.

A análise desses vetores pode ser feita utilizando a tabela de chaveamentos otimizados do DFIG vista no capítulo 3. Na Tabela 3.2 é mostrado que é possível controlar a máquina, de acordo com o setor do fluxo rotórico ($\vec{\lambda}_r^*$), com apenas 4 vetores ativos. Assim, seleciona-se os quatro vetores ativos, na Tabela 3.2, correspondente ao setor que o gerador se encontra, e impõe somente esses vetores no teste de predição do FCS-MPC. O vetor nulo é sempre testado, visto que pode ser a solução que otimiza a função custo em qualquer setor.

Para checar o impacto de cada vetor, utilizou-se o equacionamento do modelo do controle de potência do RSC em regime permanente ($P_s = -500 \text{ W}$ e $Q_s = 0 \text{ var}$) no MATLAB®. Foram empregados os valores médios de regime das tensões, correntes e velocidade, visto no resultados do Capítulo 5. O ângulo central de cada setor foi aplicado no modelo para cada vetor de tensão do rotor. Assim, todas as possibilidades de vetores ($\vec{v}_0 - \vec{v}_6$) em todos os setores de $\vec{\lambda}_r^*$ (1 a 6) foram testados e, checou-se o impacto nas variações das potências de cada caso, verificando se dado

vetor aumenta ou reduz determinada potência. Os resultados foram compilados e apresentados na Tabela 6.2.

Tabela 6.2 – Resultados de simulação apresentando o impacto dos vetores no modelo de potência do RSC.

Vetores	Setor 1		Setor 2		Setor 3		Setor 4		Setor 5		Setor 6	
	P_s	Q_s	P_s	Q_s	P_s	Q_s	P_s	Q_s	P_s	Q_s	P_s	Q_s
v_1			+	-	+	+			-	+	-	-
v_2	-	-			+	-	+	+			-	+
v_3	-	+	-	-			+	-	+	+		
v_4			-	+	-	-			+	-	+	+
v_5	+	+			-	+	-	-			+	-
v_6	+	-	+	+			-	+	-	-		

Fonte: elaborada pelo autor.

Os impactos dos vetores no modelo apresentados na Tabela 6.2 endossam as informações apresentadas em Datta e Ranganathan (2001a), onde os símbolos + e - foram utilizados para indicar que a aplicação de determinado vetor aumenta e diminui, respectivamente, a potência. Os vetores com espaços em branco causam uma impacto desprezível na potência ativa no determinado setor, assim, por modificarem somente a potência reativa, não são selecionados.

Sumarizando, os vetores de tensão que serão testados no controle são apenas os vetores que geram impacto em ambas as potências, localizados na mesma coluna do setor do $\vec{\lambda}_r$ na Tabela 6.2 no instante t_k e o vetor nulo. Assim, caso o fluxo esteja no setor 1, os vetores que participarão do teste de predição das potências do FCS-MPC são $\vec{v}_2$, $\vec{v}_3$, $\vec{v}_5$, $\vec{v}_6$ e $\vec{v}_0$.

Com a redução de seis (caso I com controle convencional) para quatro vetores ativos (caso II com o controle simplificado) espera-se uma redução no custo computacional. No entanto, o controle convencional não necessita das estimativas do fluxo rotórico e do seu setor. Dessa forma, há uma redução no custo computacional nos testes dos vetores, porém há um aumento neste custo com as novas estimativas de fluxo do rotor.

6.2.2 Redução para dois vetores ativos - RSC

Para uma maior simplificação no número de vetores ativos que serão testados, uma das potências pode ter sua mudança predeterminada. Assim, existem duas opções de simplificação: I. checar previamente o erro na potência ativa $P_{s,e}$; ou II. checar o erro na potência reativa $Q_{s,e}$.

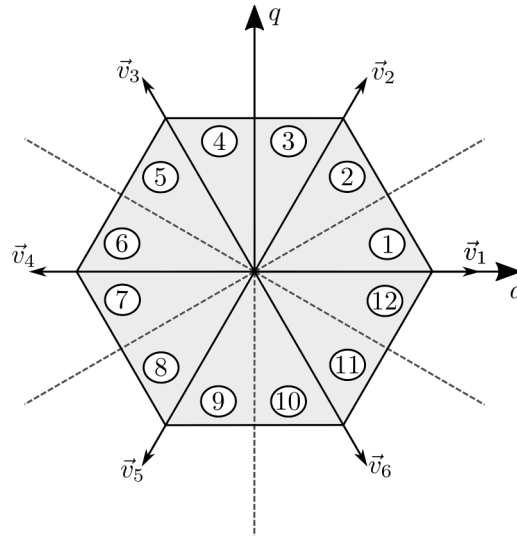
O controle verifica, através das medições e estimativas, se a potência selecionada está abaixo ou acima da referência. Com isso, o controle vai predeterminar a direção de mudança dessa potência, ou seja, se a potência selecionada vai aumentar ou diminuir. Então, com o conhecimento da direção de uma das potências, e analisando a Tabela 3.2, percebe-se que com apenas dois vetores ativos que causam diferentes impactos na potência não selecionada e com um vetor nulo é possível controlar o gerador.

Para um melhor entendimento, pode-se utilizar um exemplo. A grandeza selecionada é o erro da potência reativa $Q_{s,e}$. Dessa forma, para reduzir este erro, que pode ser $Q_{s,e} \leq 0$ ou $Q_{s,e} > 0$, a Tabela 3.2 oferece apenas dois vetores ativos como solução, que mudam de acordo com o setor do fluxo do rotor. Então, apenas estes dois vetores ativos mais um vetor nulo são testados pelo controle preditivo. Logo, caso $Q_{s,e} \leq 0$ e o fluxo rotórico esteja no setor 1, apenas os vetores $\vec{v}_0$, $\vec{v}_2$ e $\vec{v}_6$ serão testados no modelo pelo controle, e o vetor selecionado é aquele, entre os três, que melhor minimizar a função custo. Caso $Q_{s,e} > 0$ e o fluxo rotórico esteja no mesmo setor, os vetores testados seriam $\vec{v}_0$, $\vec{v}_3$ e $\vec{v}_5$.

6.2.3 Redução dos vetores para o GSC

O conceito de redução dos vetores no GSC é o mesmo aplicado ao RSC. No entanto, assim como em Chen e Joós (2008b), Afghoul e Krim (2012b), Afghoul et al. (2013b) e Aissa et al. (2016), a tabela de chaveamentos otimizados baseia-se no setor da tensão da rede (θ_v). Além disso, a mudança entre os setores é feita a cada 30° no sentido anti-horário, onde o início do setor 1 é coincidente com o eixo d , totalizando 12 setores, conforme ilustrado na Figura 6.1.

Figura 6.1 – Divisão do plano $d - q$ em doze setores.



Fonte: elaborada pelo autor.

O mesmo procedimento foi feito para checar os impactos dos vetores, porém, dessa vez, no GSC. A Tabela 6.3 apresenta os impactos dos vetores frente aos 12 setores, onde a simbologia de 0, + e - indicam respectivamente sem impacto, aumento e redução na potência. A quantidade desses símbolos foi utilizada para uma melhor precisão, sendo um único sinal indicando uma variação de potência menor que 50 ($\Delta < 50$), dois sinais $50 \leq \Delta \leq 130$ e com três $\Delta > 130$. Nesse teste cada vetor fica ativo por $T_s = 1/10000$ s.

Ao realizar uma análise mais detalhada nesta tabela, observou-se uma diferença em relação ao RSC: apenas um vetor por setor aumenta a potência ativa. Dessa forma, ao selecioná-lo, a direção da variação de potência reativa está acoplada, sendo positiva nos setores ímpares e

Tabela 6.3 – Resultados de simulação observando o impacto dos chaveamentos para o GSC.

Vetores	Setor 1		Setor 2		Setor 3		Setor 4		Setor 5		Setor 6	
	P_f	Q_f	P_f	Q_f	P_f	Q_f	P_f	Q_f	P_f	Q_f	P_f	Q_f
v_0	--	0	--	0	--	0	--	0	--	0	--	0
v_1	+	+	-	++	--	++	--	++	---	++	---	+
v_2	-	--	+	-	+	+	-	++	--	++	--	++
v_3	--	--	--	--	-	-	+	-	+	+	-	++
v_4	---	-	---	--	--	--	--	-	-	--	+	-
v_5	---	+	---	+	---	-	---	--	--	--	--	--
v_6	--	--	--	++	---	++	---	+	---	-	---	-

Vetores	Setor 7		Setor 8		Setor 9		Setor 10		Setor 11		Setor 12	
	P_f	Q_f	P_f	Q_f	P_f	Q_f	P_f	Q_f	P_f	Q_f	P_f	Q_f
v_0	--	0	--	0	--	0	--	0	--	0	--	0
v_1	---	-	---	--	--	--	--	--	-	--	+	-
v_2	---	++	---	+	---	-	---	--	--	--	--	--
v_3	--	++	--	++	---	++	---	+	---	-	---	-
v_4	+	+	-	++	--	++	--	++	---	++	---	+
v_5	-	--	+	-	+	+	-	++	--	++	--	++
v_6	--	--	--	--	-	++	+	-	+	+	-	++

Fonte: elaborada pelo autor.

negativa, nos pares. Esse problema dificulta a criação de uma tabela de chaveamentos otimizados para um controle histerese, pois não possui todos os possíveis comandos. Por exemplo no setor 1 não é possível, com o mesmo vetor, aumentar P_f e diminuir Q_f .

No entanto, essa dificuldade não existe com o MPC. Esse é um controle multivariável, no qual o acoplamento é abordado através de uma função custo, decidindo, por minimização do erro quadrático somado das potências, qual vetor será aplicado. Ou seja, é uma decisão que minimiza o erro do sistema como um todo, mesmo que o erro de uma potência isolada aumente.

Voltando para o exemplo no setor 1 para ilustrar essa situação, caso a potência reativa seja superior, mas próxima de sua referência, o vetor ideal necessariamente reduziria essa potência de forma isolada. Porém, se nesse mesmo instante a potência ativa esteja abaixo e distante de sua referência, o erro quadrático dessa última será maior, fazendo o controle enxergar que a minimização desse erro é numericamente mais vantajosa para todo o sistema. Como nesse setor não existe vetor que simultaneamente reduza a potência reativa e aumente a potência ativa, o controle selecionará, nesse caso, o vetor 1 mesmo que esse aumente o erro de forma isolada da potência reativa. Quando o erro quadrático da potência reativa for maior que o da potência ativa, um outro vetor será selecionado, mesmo que aumente o erro dessa última potência.

Por fim, os dois vetores ativos que estão destacados em cada setor na Tabela 6.3 se mostraram suficientes para controlar o GSC com o FCS-MPC em situações de carga, transitório na potência estatórica e em regime permanente. Assim, a redução para 2 vetores ativos do

controle para o GSC é feita com eles. Diferente do RSC, não há pré-seleção de potência. Já para 4 vetores, a Tabela 6.4, que apresenta os chaveamentos otimizados provenientes das análises de Chen e Joós (2008b), foi utilizada, onde $P_{f,e}$ e $Q_{f,e}$ indicam os erros de potência ativa e reativa, respectivamente. Os vetores incrementados apresentam altas variações nas potências, dessa forma, eles podem ser úteis principalmente em transitórios.

Tabela 6.4 – Tabela de chaveamentos otimizados para o GSC 4 vetores ativos.

Condições		Sector $\vec{v}_s$											
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$P_{f,e} \leq 0$	$Q_{f,e} > 0$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$
	$Q_{f,e} \leq 0$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$
$P_{f,e} > 0$	$Q_{f,e} > 0$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_6$
	$Q_{f,e} \leq 0$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_1$

Fonte: adaptado de Chen e Joós (2008b).

6.2.4 Resultados de simulação da redução de vetores

Os resultados de simulação são apresentados nas Figuras 6.2 a 6.6. Foram utilizados os mesmos parâmetros de simulação dos testes anteriores. Os 4 casos são analisados de forma que a mesma quantidade de vetores seja utilizando em ambos os controles (GSC e RSC). Assim os casos analisados são divididos em:

- caso 1: sistema convencional;
- caso 2: 4 vetores ativos para o GSC e RSC;
- caso 3: 2 vetores ativos para o GSC e RSC, e esse último com $P_{s,e}$ pré-selecionado; e
- caso 4: 2 vetores ativos para o GSC e RSC, e esse último com $Q_{s,e}$ pré-selecionado.

Essa sessão apresentará somente as principais diferenças entre os 4 casos, visto que os detalhes da dinâmica do controle já foram comentados no capítulo anterior.

Para o controle do RSC, cada estágio de redução sofre algumas perdas na qualidade do controle. Os resultados comparativos entre os métodos são apresentados na Tabela 6.5. Para gerar estes resultados, utilizou-se as métricas e os conceitos vistos em (YOUNG et al., 2014). Esta tabela apresenta, respectivamente, a média das potências em regime permanente e seu desvio padrão (std), a média do erro em regime permanente (SSE), a distorção harmônica total da corrente no estator, frequência média de chaveamento em regime, o tempo de subida e o tempo de acomodação. De forma geral os resultados em regime são semelhantes, ocorrendo pequenos afastamentos nas médias das potências em relação a sua referência, em que o caso 4 obteve o pior cenário na potência, $-495,65 \text{ W}$, e o caso 3, na potência reativa com $6,47 \text{ var}$. Observa-se também aumento no desvio padrão dessas grandezas com a redução dos vetores,

ou seja, com a redução dos números de vetores, os valores de potência ficam mais distantes da média, apresentando também eventuais picos.

A média das distorções harmônicas das correntes estatóricas em torno de 60 Hz foram próximas, sendo o caso 3 com 3,36% o pior caso. A frequência de chaveamento se manteve próxima, exceto no caso 3, onde conseguiu uma redução de quase 10% em relação ao caso 1. Já no tempo de subida, que é o tempo que o sistema leva para atingir 90% da referência durante um transitório, os casos com redução de vetores apresentaram um desempenho superior, obtendo 1,06 ms . Por fim, o tempo de acomodação, tempo que a variável leva para atingir o limiar de $\pm 25 [W, var]$, do caso 1 foi superior aos demais, com 0,133 s .

Tabela 6.5 – Resultados quantitativos da redução dos vetores no controle do RSC.

	$\bar{P}_s [W]$	$\bar{Q}_s [var]$	$std(P_s)$	$std(Q_s)$	SSE	THD i_s	$f_s [Hz]$	Tempo de Subida	Acomodação
Caso 1	-498,60	0,02	11,51	11,72	0,54	3,23%	2028,5	1.11 ms	0.133 s
Caso 2	-497,85	3,37	12,04	12,62	0,80	3,29%	2031,0	1.06 ms	0.160 s
Caso 3	-496,55	6,47	12,44	13,85	1,47	3,36%	1897,7	1.06 ms	0.171 s
Caso 4	-495,65	4,49	14,50	12,77	1,25	3,28%	2048,5	1.05 ms	0.167 s

Os casos 2, 3 e 4 também apresentaram bom desempenho dinâmico, com um máximo de 0,17 s de tempo de acomodação, durante a mudança da potência ativa. No entanto, a restrição de vetores ativos no caso 3, mostrada na Fig. 6.2(c), não conseguiu lidar de maneira satisfatória durante o transitório de potência ativa no instante $t = 1,5 s$, causando um pico indesejado na potência reativa. Isso ocorre pois a construção da tabela de histerese é produzida a partir de análises feitas com o gerador em regime permanente. Então, entre os restritos vetores disponíveis, o controle utilizou como otimização a piora na potência reativa para garantir uma rápida dinâmica no degrau de potência ativa e um menor erro na função custo de maneira geral, sendo uma decisão causada pela falta de vetores para essa situação transitória. Além disso, o caso 4 apresenta alguns picos nas potências que podem ser observados principalmente na potência ativa, ilustrada na Figura 6.2(d), gerando certa deformidade e aumentando o desvio padrão.

Em todos os cenários, a oscilação em alta frequência das potências ativa e reativa é aproximadamente $\pm 25 W$. No caso 4, os picos em regime permanente chegam a $-450 W$, desviando 50 W da referência. Já o conjugado eletromagnético, Figura 6.3, não apresenta oscilações permanentes e as correntes do rotor, ilustrada na Figura 6.4, no referencial estacionário aumentam de 0,55 A para 1,29 A , conforme a potência ativa injetada na rede aumenta.

Por fim, os casos 1, 2 e 4 mostram resultados de simulação semelhantes. O caso 4, portanto, torna-se uma opção viável, pois o custo computacional é o menor entre esses três casos. O caso 3 torna-se menos viável pois apresenta nessa simulação uma dinâmica mais pobre e acoplamento entre as grandezas de controle.

Observando agora a redução no GSC, nota-se que o impacto nas variáveis de controle foi baixa, obtendo a mesma dinâmica na tensão do barramento e nas potências. Além disso, foram obtidas oscilações de alta frequência semelhantes nessas grandezas. As variações e oscilações

Figura 6.2 – Comparativo do impacto da redução de vetores nas potências ativas e reativas no estator. (a) Caso 1. (b) Caso 2. (c) Caso 3. (d) Caso 4.

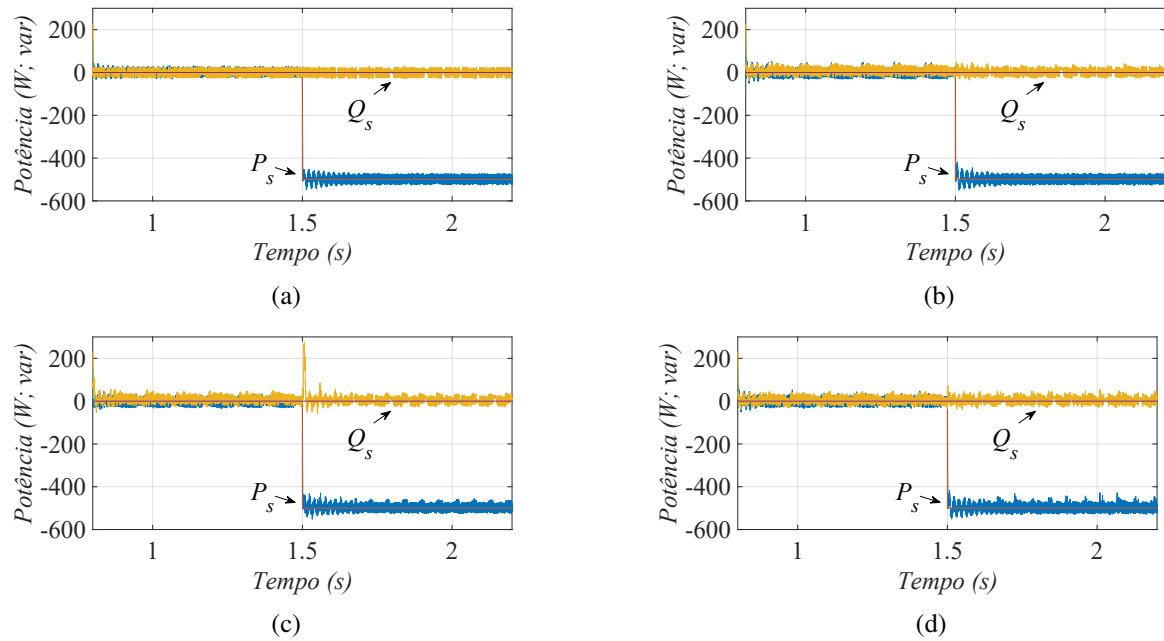
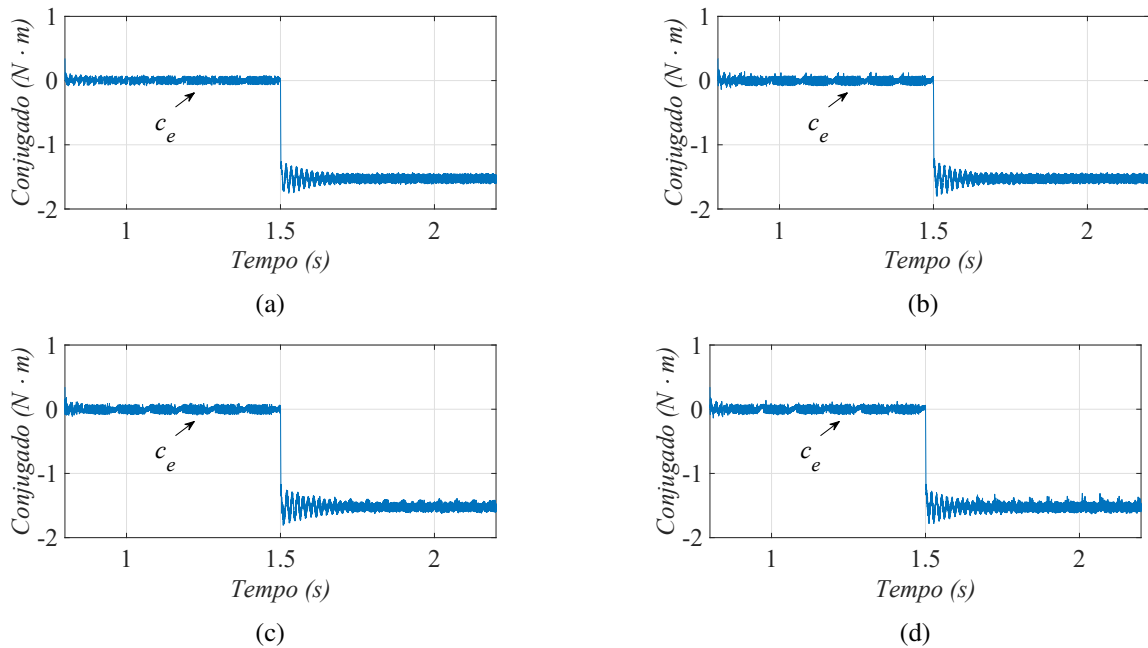


Figura 6.3 – Comparativo do impacto da redução de vetores no conjugado eletromagnético. (a) Caso 1. (b) Caso 2. (c) Caso 3. (d) Caso 4.



vistas no instante $t = 1,5$ s nas Figura 6.5 (c) e 6.6 (c) são respostas do GSC tentando compensar a oscilação provocada pelo controle do RSC na potência reativa no estator do gerador no caso 3. Portanto, a redução de 6 para 2 vetores ativos no GSC causa baixo impacto nos resultados e uma maior redução no custo computacional, sendo uma solução interessante de controle.

Importante observar que o erro em regime permanente nas tensões de barramento em todos casos é zero, diferentemente do barramento ilustrado na 5.6 (a), do capítulo anterior,

Figura 6.4 – Comparativo do impacto da redução de vetores nas correntes do rotor. (a) Caso 1. (b) Caso 2. (c) Caso 3. (d) Caso 4.

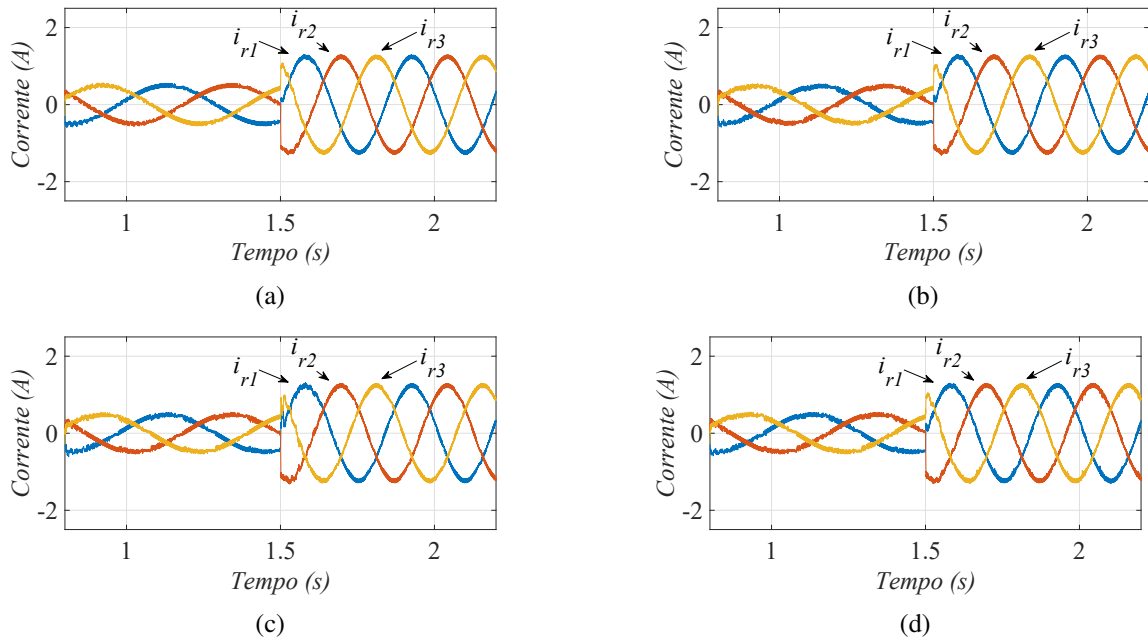
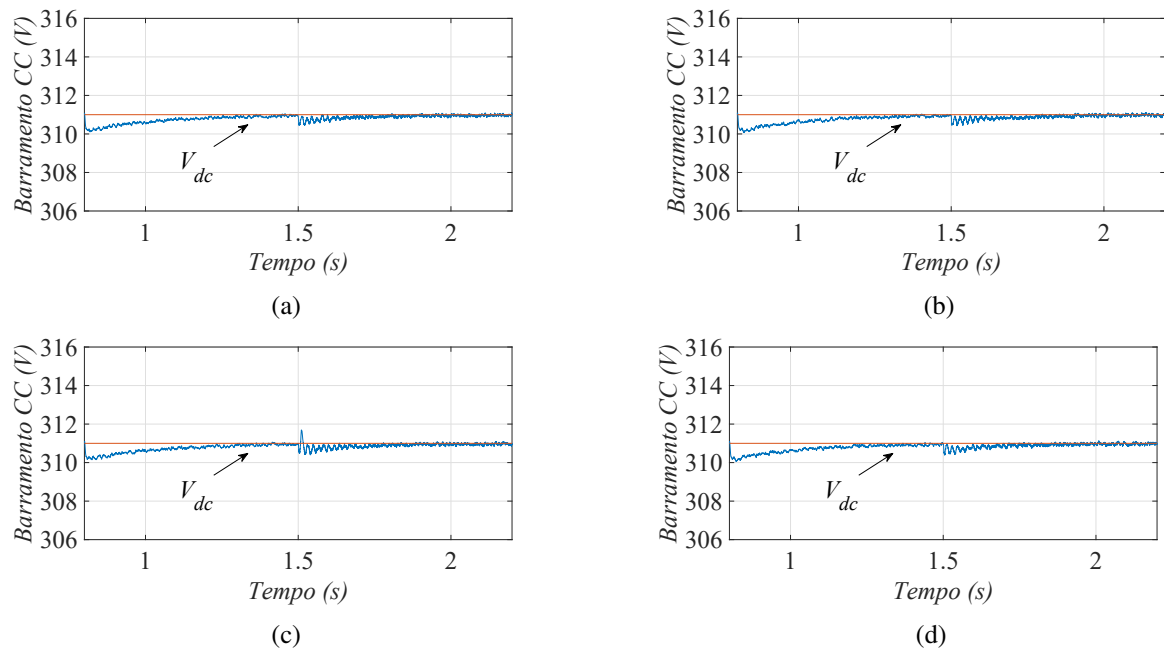
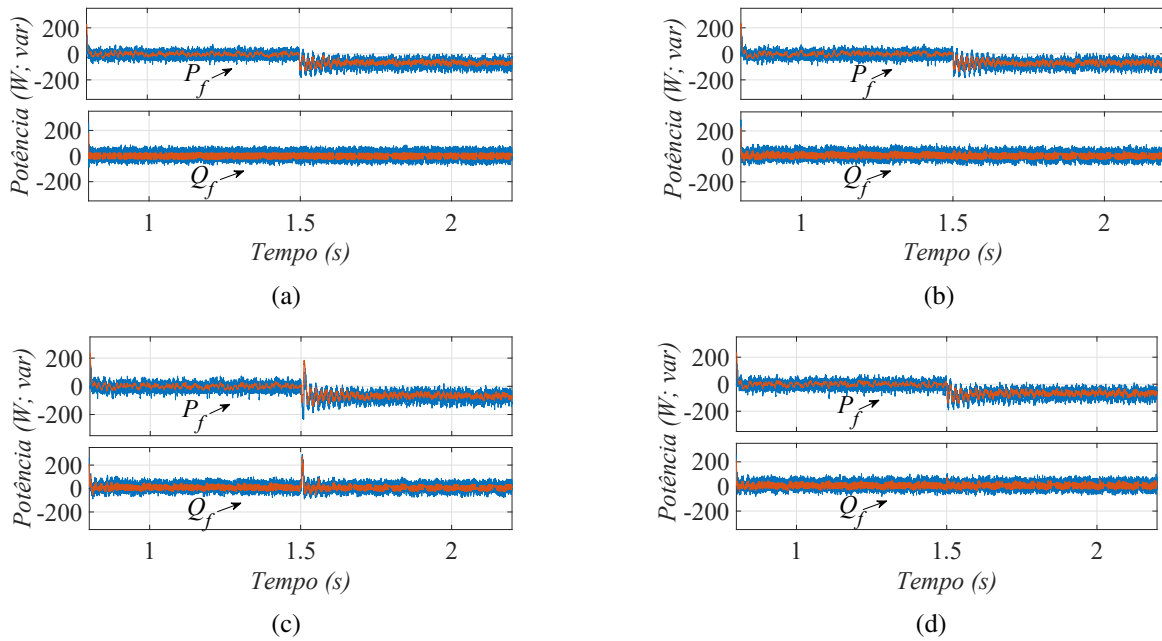


Figura 6.5 – Comparativo do impacto da redução de vetores na tensão no barramento CC. (a) Caso 1. (b) Caso 2. (c) Caso 3. (d) Caso 4.



conforme mostrado na Figura 6.5. Isso ocorre pois foi adicionado um integrador, que observa o erro da tensão no barramento, à expressão (4.12), sendo essa última a responsável por gerar a referência de potência, a partir do erro de tensão no barramento, em malha aberta. Pelos resultados de simulação foi observado que esse integrador garante erro zero na tensão do barramento CC em regime permanente, ao custo de uma pequena redução na velocidade que essa tensão entra em regime.

Figura 6.6 – Comparativo do impacto da redução de vetores nas potências do GSC. (a) Caso 1. (b) Caso 2. (c) Caso 3. (d) Caso 4.



6.3 OBSERVADORES DE POTÊNCIA

Um outro ponto importante no sistema é sua robustez. O sistema é dito robusto quando mesmo em situações adversas, o controle consegue operar de forma satisfatória. Entre essas adversidades, este trabalho vai tratar do impacto e de possíveis soluções para compensar a variação paramétrica.

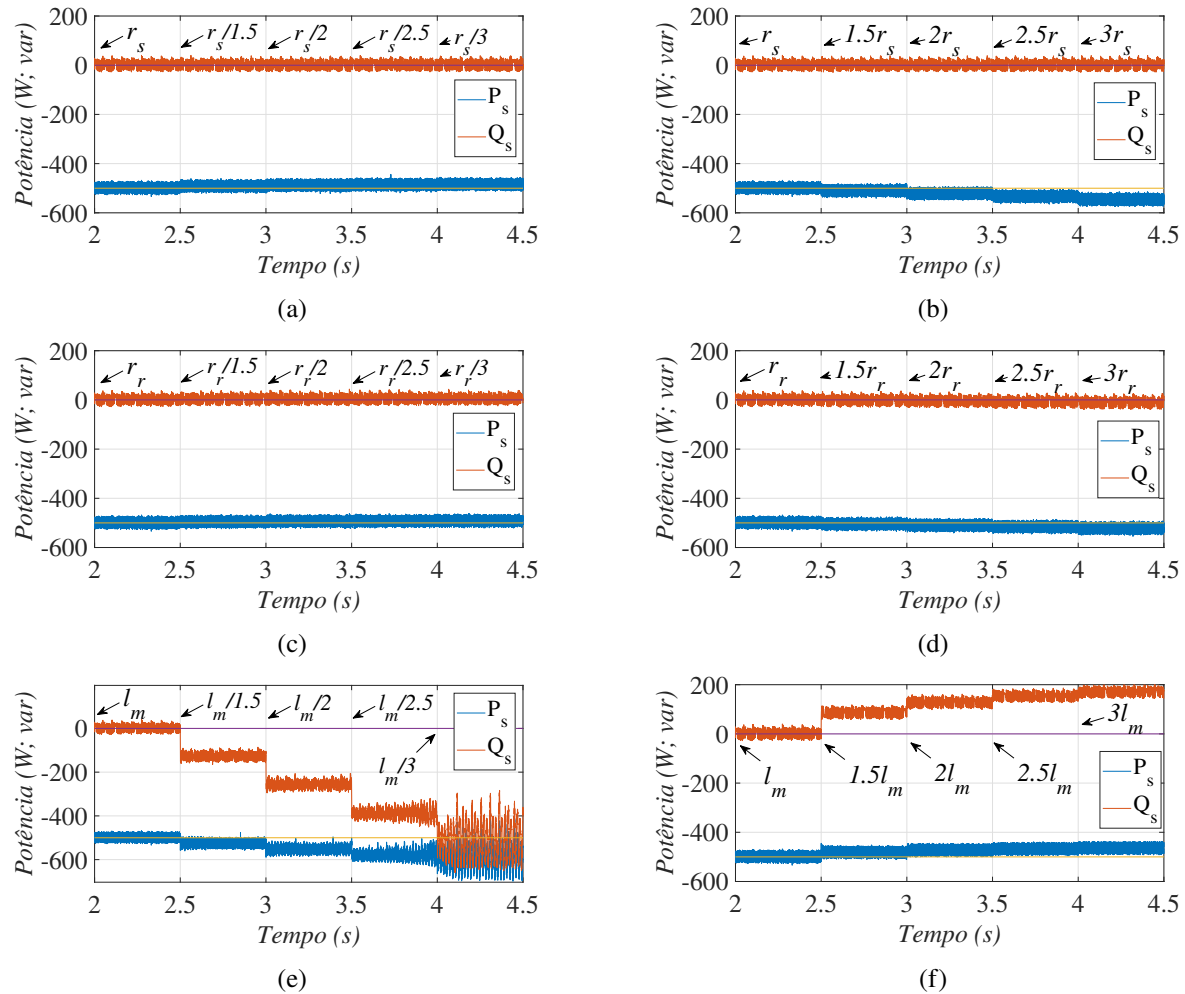
O FCS-MPC é um controle que utiliza um modelo do sistema para realizar, dada algumas premissas, a predição dos possíveis comportamentos do sistema. Assim, o modelo matemático utilizado deve ser o mais fiel possível, evitando grandes simplificações, da real operação do gerador. Erros no modelo podem acarretar erros de regime permanente, como também, em casos mais graves, perda do controle.

Os parâmetros do gerador desempenham um papel fundamental no modelo. Porém, muitas vezes esses parâmetros são obtidos por ensaios experimentais na máquina, levando, assim, incertezas e possíveis erros dos equipamentos de medição para os parâmetros estimados. Além disso, estes parâmetros, principalmente as resistências do estator e do rotor, sofrem variações de acordo com a temperatura. Qualquer uma dessas mudanças pode, em certo nível, acarretar prejuízo na precisão e na dinâmica do controle (SIAMI et al., 2016).

A Figura 6.7 apresenta o comportamento da potência do sistema dada uma variação paramétrica no modelo. Nas Figuras 6.7(a),(c) e (e) os parâmetros r_s , r_r e l_m sofrem, respectivamente, uma redução no seu valor nominal. Para $t < 2,5$ s os parâmetros são os nominais do gerador. Em $t = 2,5$ s e a cada 0,5 segundos os parâmetros em questão são divididos por 1,5; 2; 2,5 e 3 e seu impacto, de maneira individual, é apresentado nas citadas figuras. O estimador de fluxo do estator

no instante t_k não foi submetido a essas alterações, já que não era objeto principal de estudo e na literatura apresenta diversas soluções para a variação paramétrica aplicadas a esse caso.

Figura 6.7 – Resultados de simulação do impacto da variação paramétrica no modelo. (a) Resistência do estator (r_s) com valores abaixo do nominal. (b) Resistência do estator (r_s) com valores acima do nominal. (c) Resistência do rotor (r_r) com valores abaixo do nominal. (d) Resistência do rotor (r_r) com valores acima do nominal. (e) Indutância mútua (l_m) com valores abaixo do nominal. (f) Indutância acima (l_m) com valores acima do nominal.



Fonte: resultados de simulação.

A redução nas resistências do estator e do rotor no modelo tiveram baixo impacto no sistema. Tomando como base a potência ativa média em regime que é aproximadamente 500 W, o erro, que causa um deslocamento médio na potência ativa, foi de 9,4 W (1,8%) para $r_r/3$ e de 16,2 W (3,2%) para $r_s/3$. Já para a redução na indutância mútua foi observado uma drástica alteração no comportamento do gerador, principalmente com valores de indutância menores que $l_m/2,5$, onde observa-se uma oscilação que aumenta com o tempo até o gerador perder o controle.

Já nas Figuras 6.7 (b), (d) e (f) apresentam os resultados da elevação dos parâmetros. Dessa vez, multiplicou-se os parâmetros, a cada 0,5 segundos, por 1,5; 2; 2,5 e 3 e seu impacto,

de maneira individual, é exposto nas citadas figuras. Essas ilustram que o incremento nas resistências começam a trazer um erro que aumenta a potência gerada além da determinada referência, o resumo de todos os valores médios é apresentado na Tabela 6.6.

Tabela 6.6 – Descolamento dos valores médios das potência em função da variação paramétrica.

	r_s		r_r		l_m	
	$P_s(W)$	$Q_s(var)$	$P_s(W)$	$Q_s(var)$	$P_s(W)$	$Q_s(var)$
1/3	-483,8	3,94	-490,6	7,56	-	-
1/2,5	-484,9	4,3	-491,5	6,78	-	-
1/2	-486,8	3,4	-492,1	5,94	-551,3	-255,3
1/1,5	-490,4	3,96	-494,4	5,77	-524,4	-124,6
1	-499,19	3,71	-499,19	3,71	-499,19	3,71
1,5	-508,8	3,51	-503,4	1,64	-480,8	87,5
2	-520,3	2,7	-508,8	-2,23	-471,8	129,3
2,5	-532,4	3,83	-514,5	-5,33	-466,7	154,4
3	-544,8	4,12	-520,3	-8,23	-463,2	171,7

Fonte: Elaborada pelo autor.

Essa perturbação, em casos mais graves, além do FCS-MPC se tornar ineficiente no controle, pode colocar o gerador em uma região de sobrecarga não planejada, acarretando problemas diversos ao gerador. Uma das maneiras de reduzir o impacto nos erros de predição para esse tipo de variação paramétrica é utilizar um observador. Essa ferramenta consiste em checar o erro entre o valor de potência medido e o valor previsto pelo atual modelo, semelhante a teoria desenvolvida no observador de corrente de Stumper, Kuehl e Kennel (2013). Após isso, adicionar uma parcela filtrada deste erro no modelo do controle da potência, modificando o modelo da seguinte forma:

$$P_{sn,obs}[t_k] = P_s[t_k] - P_{sn}[t_k] \quad (6.1)$$

sendo $P_{sn,obs}[t_k]$ o erro observado entre a potência real e a prevista pelo algoritmo. A partir da Figura 6.7 é possível observar que o deslocamento das potências, em regime permanente, é semelhante a adição de uma componente cc. Então, antes de compensar essa potência no modelo, pode-se utilizar um filtro passa-baixa. Esse filtro tem o intuito de reduzir o *ripple*, deixando apenas um sinal cc que tem o intuito de deslocar as potências para seu valor de referência. Além disso, o filtro, por si só, atenua a influencia de possíveis *outliers*, causados por distúrbios ou transitórios, no observador. A expressão do filtro discretizada por Euler é

$$P_{s,fobs}[t_{k+1}] = \omega_{cut} T_s (G_{ain} P_{s,obs}[t_k] - P_{s,fobs}[t_k]) + P_{s,fobs}[t_k] \quad (6.2)$$

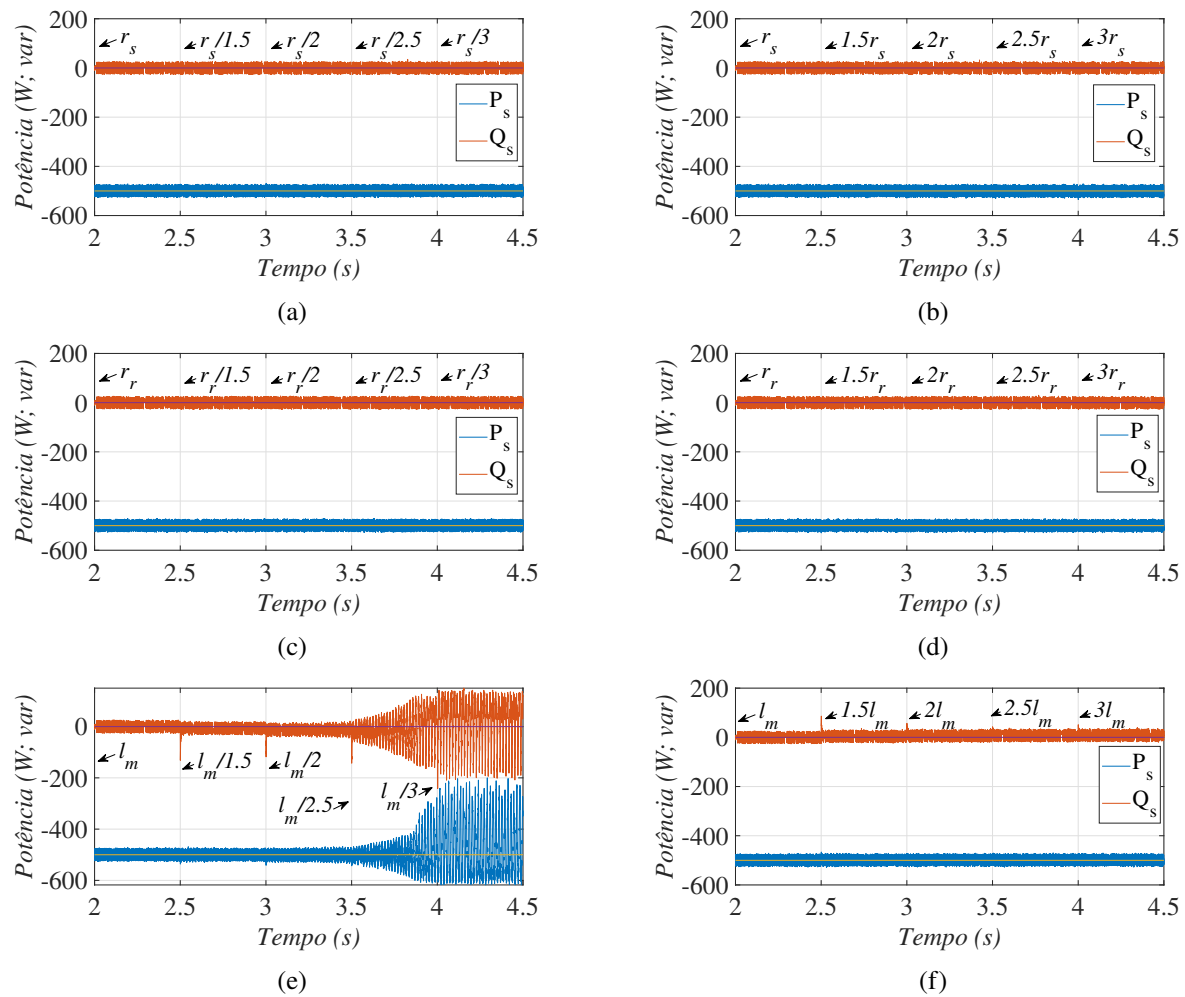
onde $P_{s,fobs}$ é a saída do observador filtrada, ω_{cut} é a frequência de corte e G_{ain} é o ganho no sinal de entrada do filtro. Por fim, adicionando o observador filtrado na predição da potência ativa tem

$$P_{sn,obs}[t_{k+2}] = P_{sn}[t_{k+2}] + P_{s,fobs}[t_{k+1}] \quad (6.3)$$

onde $P_{sn,obs}$ é a nova potência do modelo com o observador e P_{sn} é a expressão (4.30). Para a potência reativa é o mesmo procedimento, basta utilizar as previsões e medições dessa potência no processo desenvolvido para a potencia ativa. A atuação do observador, nas mesmas situações ilustradas na Figura 6.7, é apresentada na Figura 6.8, onde o $\omega_{cut} = 3 \text{ Hz}$ e $G_{ain} = 20$.

Os resultados de simulação apresentados na Figura 6.8 ilustram que o observador gera um impacto bastante positivo nas potências, reduzindo drasticamente o afastamento dessas em relação a suas respectivas referências. A exceção foi no caso da redução da indutância mútua, Figura 6.8(e), onde a redução desse parâmetro para $< l_m/2,5$ muda significativamente o comportamento do sistema e as previsões do controle, tornando o FCS-MPC, mesmo com observador, ineficiente com esse parâmetros.

Figura 6.8 – Resultados de simulação do sistema com observador respondendo a variação paramétrica no modelo. (a) Resistência do estator (r_s) com valores abaixo do nominal. (b) Resistência do estator (r_s) com valores acima do nominal. (c) Resistência do rotor (r_r) com valores abaixo do nominal. (d) Resistência do rotor (r_r) com valores acima do nominal. (e) Indutância mútua (l_m) com valores abaixo do nominal. (f) Indutância acima (l_m) com valores acima do nominal.



Fonte: resultados de simulação.

Conforme a expressão (6.1), o observador precisa identificar um erro a predição e o valor medido. Dessa forma, o valor medido precisa apresentar um erro antes do observador entrar em efetiva ação. Esse fenômeno pode ser observado com maior clareza nas Figuras 6.8 (e) e (f) nos instantes $t = 2,5$ s e $t = 3$ s, onde no instante da variação desses parâmetros causa um erro no valor medido mas o observador compensa essa diferença rapidamente. Nas resistências esse fato é difícil de observar pois a variação progressiva desses parâmetros não acarreta grandes variações nas potências comparadas com as variações observadas quando o valor da indutância mútua é alterado, em conformidade com a Tabela 6.6.

6.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentadas soluções que visam mitigar alguns problemas inerentes ao FCS-MPC. Primeiramente foi apresentado uma solução para reduzir o custo computacional. Foi possível reduzir a quantidade de vetores totais (de 8 para 3) que são utilizados nas predições do sistema, em ambos os controles (RSC e GSC), sem perdas consideráveis nos resultados de simulação. Além disso, foi observado o impacto da variação paramétrica no FCS-MPC do RSC. Para reduzir este impacto, um observador que constata diferenças entre os valores previstos e medidos nas potências foi implementado, realizando compensações no modelo. Por fim, resultados de simulação mostraram a ampla faixa de operação que o observador consegue compensar frente a variações nas resistências do estator e do rotor, e na indutância mútua.

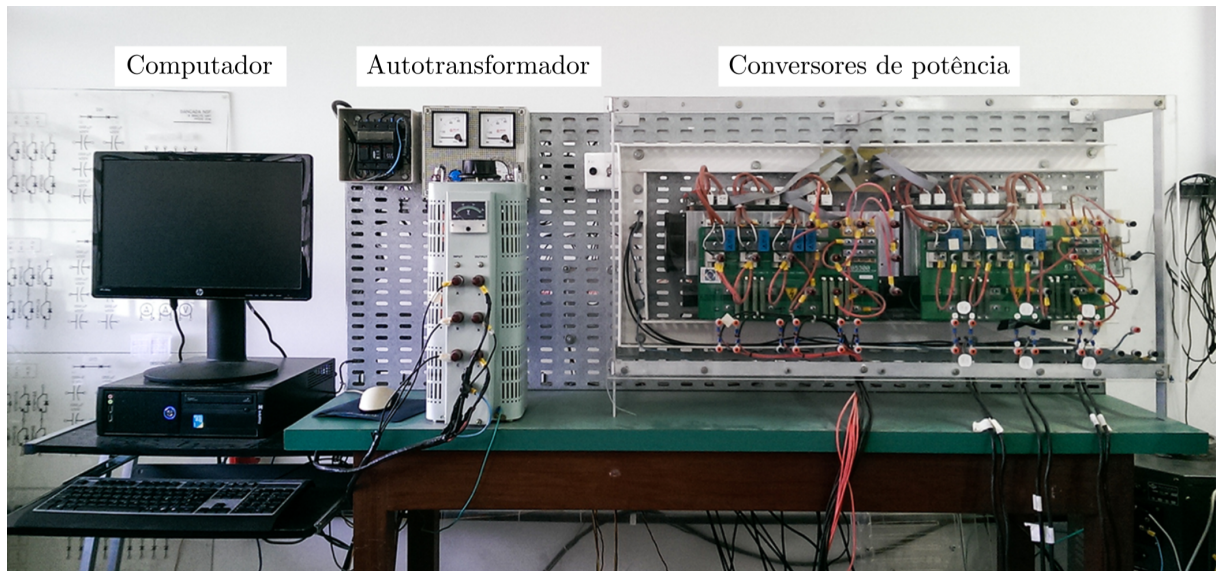
Tabela 7.1 – Dados parametrizados do DFIG utilizado no experimento.

	Parâmetro	Valor
P_n	Potência nominal	0,56 kW / 0,75 HP
r_s	Resistência ohmica estatórica	15,10 Ω
l_{ls}	Indutância de dispersão estatórica	39,9 mH
r_r	Resistência ohmica rotórica	6,22 Ω
l_{lr}	Indutância de dispersão rotórica	19,9 mH
l_m	Indutância mútua	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
ω_{rn}	Rotações por minuto	3815 rpm
f_n	Frequência nominal	60 Hz
FP	Fator de potência	0,77
p	Números de pólos	2

Fonte: Soares et al. (2018).

possui acesso ao ponto central. A bancada ainda possui seis braços de potência, em que as chaves presentes são da fabricante *Semikron* modelo SKM50GB123D. O IGBT driver é o SKHI 23/12.

Figura 7.2 – Computador, autotransformador e bancada experimental.



Fonte: Soares et al. (2018).

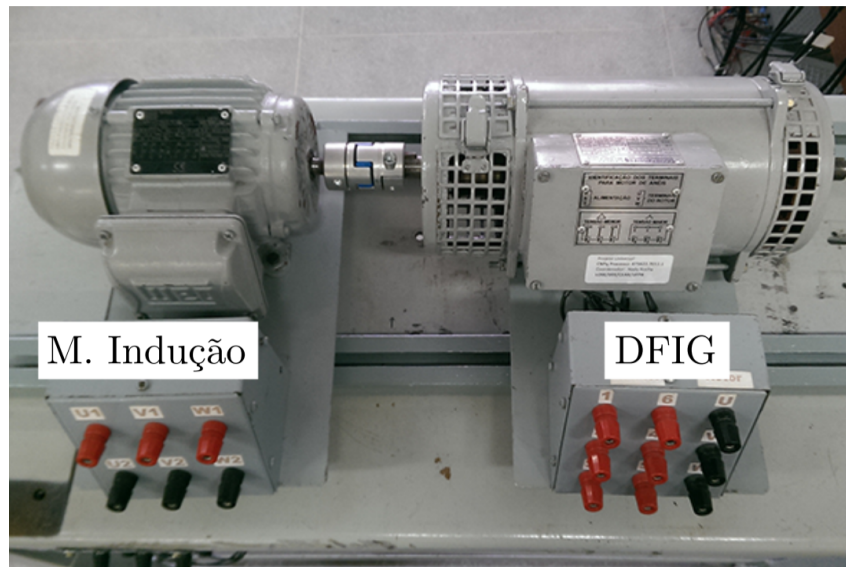
O DFIG utilizado é uma máquina de 0,56 kW, conforme parâmetros da Tabela 7.1, com parâmetros semelhantes ao gerador da simulação. Já a máquina primária, responsável pela potência mecânica do sistema, é um motor de indução tipo rotor gaiola de esquilo de 0,55 kW, conforme parâmetros da Tabela 7.2. As duas máquinas e seu acoplamento mecânico podem ser conferidos na Figura 7.3.

Tabela 7.2 – 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
ω_{rn}	Rotações por minuto	3400 rpm
η	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).

Figura 7.3 – Acoplamento entra a máquina de indução trifásica e o DFIG.



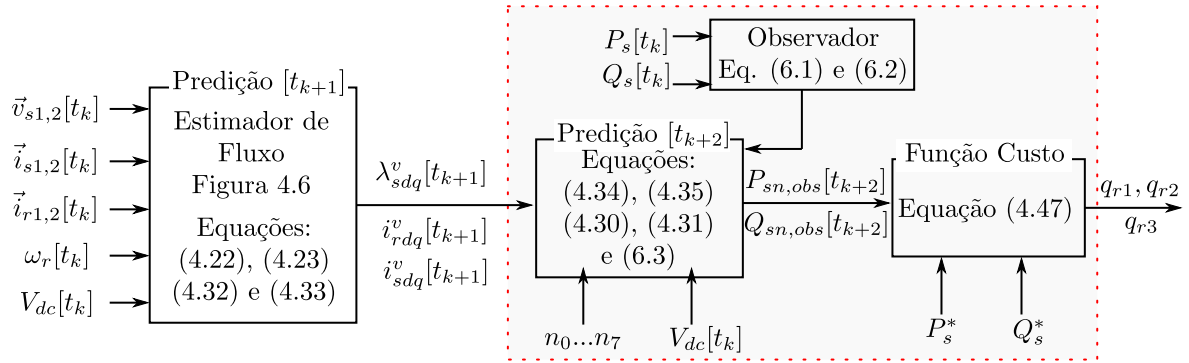
Fonte: Soares et al. (2018).

Por fim, a taxa de amostragem. Inicialmente, foi trabalhado com $T_s = 1/10000$ s, assim como na simulação, no entanto, com as otimizações e melhorias gerais nos códigos impostos no DSP, conseguiu-se trabalhar com $T_s = 1/15000$ s, aumentando o número de interrupções por segundo. O algoritmo foi implementado segundo o diagrama de blocos da Figura 7.4, onde $n_0...n_7$ é aplicado para o sistema convencional que testa todos os vetores ativos. Para os casos com redução de vetores ativos, altera-se para $n_0...n_5$, para 4 vetores ativos e, $n_0...n_3$, para 2.

7.2 RESULTADOS DE EXPERIMENTAIS COM A REDUÇÃO DE VETORES

Os resultados experimentais são apresentados nas Figuras 7.5 a 7.12. Com a substituição GSC pelo retificador, apenas o controle do RSC foi implementado. Semelhante à Sessão 6.2, houve a redução no número de vetores, buscando otimizar o custo computacional, sendo o:

Figura 7.4 – Diagrama de bloco do controle implementado no experimental.



Fonte: elaborado pelo autor.

- caso 1: sistema convencional;
- caso 2: 4 vetores ativos para o RSC;
- caso 3: 2 vetores ativos para o RSC com $P_{s,e}$ pré-selecionado; e
- caso 4: 2 vetores ativos para o RSC com $Q_{s,e}$ pré-selecionado.

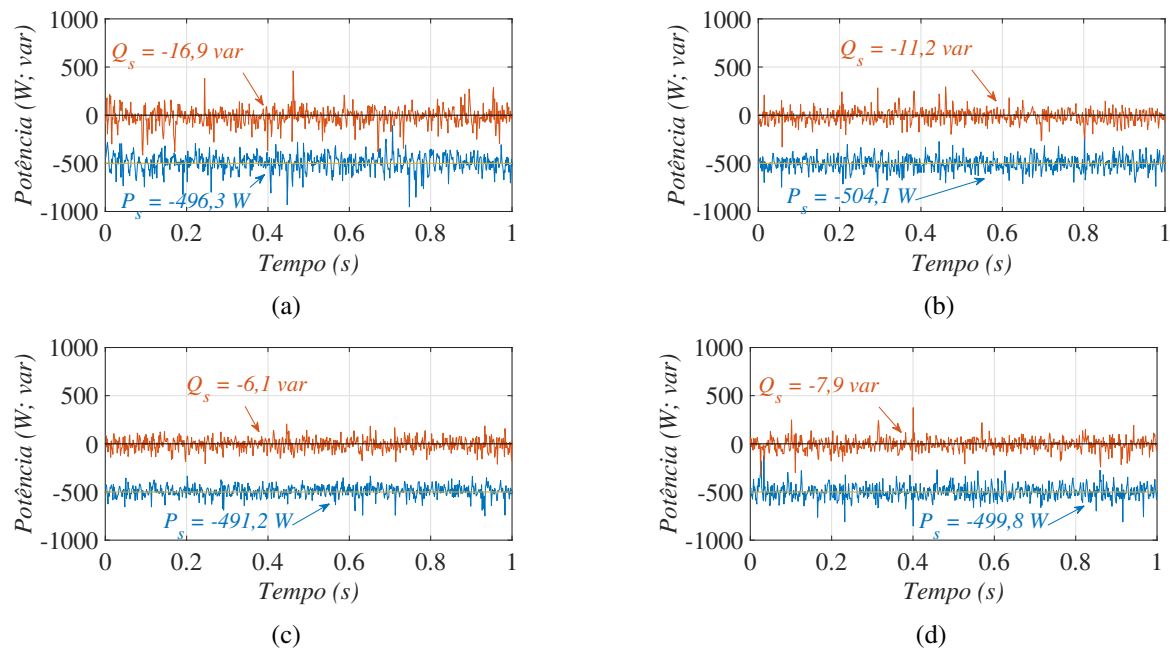
A Figura 7.5 ilustra as potências nos 4 casos em regime permanente. A referência da potência reativa é nula ($Q_s^* = 0$) durante toda a atividade do controle. Já a potência ativa tem seu regime observado com -500 W de referência ($P_s^* = -500 \text{ W}$). Nessa figura, os valores instantâneos de potência apresentam uma maior oscilação em alta frequência e alguns eventuais picos em relação a simulação, descaracterizando o formato esperado das potências. Também são indicados os valores médios de potência, sendo no caso convencional $-16,9 \text{ var}$ para a potência reativa e $-496,3 \text{ W}$, para ativa. Nota-se que mesmo com toda distorção as potências oscilam em cima da referência.

Divergindo da simulação, a redução dos vetores causou um impacto positivo nos resultados de potência. O caso 3 apresentou os melhores resultados em regime permanente em todas as grandezas. Esta divergência foi investigada e observou-se que, com a redução de vetores ativos baseada nas tabelas de chaveamentos otimizados no controle preditivo, o controle tem sua robustez aumentada. Além disso, alguns sensores de corrente apresentam filtros analógicos, gerando atrasos nas correntes, reduzindo a precisão das estimativas de seus valores futuros, podendo ainda comprometer a estimativa de posição do rotor que é essencial para o controle preditivo. Dessa forma, acredita-se que caso ocorra alguma perturbação nas correntes e/ou na posição, o controle vai gerar uma solução ideal para essas grandezas ruidosas, que divergem dos valores instantâneos de posição e corrente do gerador, ocasionando, assim, os picos de potências distantes da referência. Para os casos com mais vetores, há uma maior possibilidade do sistema ruidoso causar um erro maior. Já com a redução de vetores, principalmente com dois vetores, a direção de uma das potências já é predeterminada e, independente da posição rotórica estimada, age em direção à referência. Os resultados ilustrado na Figura 7.5 corroboram com

essa afirmativa, onde os casos 3 e 4 obtiveram menor oscilação em alta frequência e picos com menores amplitudes.

Essa hipótese dos sensores de corrente com filtro foi testada em simulação. Resultados semelhantes foram obtidos, ocorrendo um aumento na oscilação em alta frequência. Além disso, observou-se que os casos com redução vetores sofreram uma menor interferência, obtendo melhores resultados, coincidindo com os resultados experimentais.

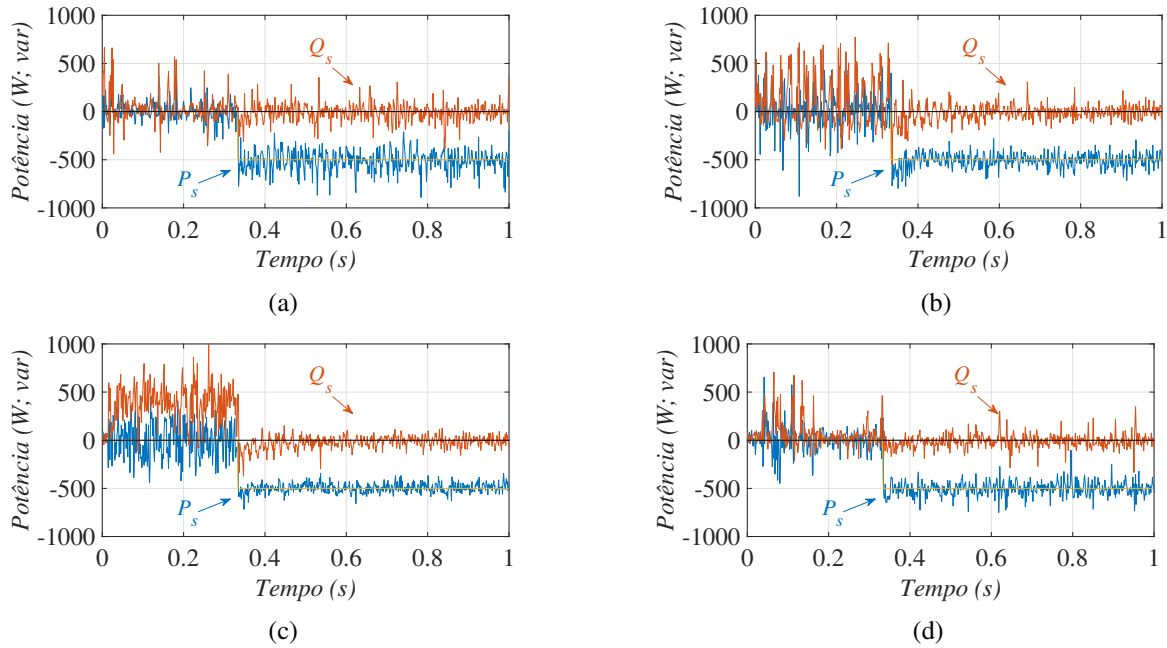
Figura 7.5 – Resultado experimentais: potências (P_s e Q_s) em regime permanente. (a) Caso 1. (b) Caso 2. (c) Caso 3. (d) Caso 4.



A Figura 7.6 mostra os resultados das potências durante um transitório de potência ativa. Ambas as potências inciam-se com referência zero. Em $t = 0,333\text{ s}$ a referência de potência ativa é alterada para -500 W . Em todos os casos houve dificuldade para os controles trabalharem com potência ativa e reativa nula. Acredita-se que os estimadores e o controle perdem sua eficácia no experimental nessa região, onde as correntes estatóricas tendem a zero. O caso 3 apresentou o pior resultado nessa região, em que a potência reativa não segue a referência em alguns períodos, como na janela de tempo da Figura 7.6 (c). Em outros cenários, cuja potência ativa de referência era diferente de zero, esse controle do caso 3 operou normalmente. Todos os casos apresentam transitório de baixa duração e entram em regime permanente no instante $t = 0,4\text{ s}$. Vale ressaltar que todos os controles estão com observadores de potência ativa e reativa. Sua ação pode ser observada em 7.6 (b), onde no transitório de potência ativa, essa potência ultrapassa a referência de -500 W , mas rapidamente é corrigida, ajustando a média dos valores à referência.

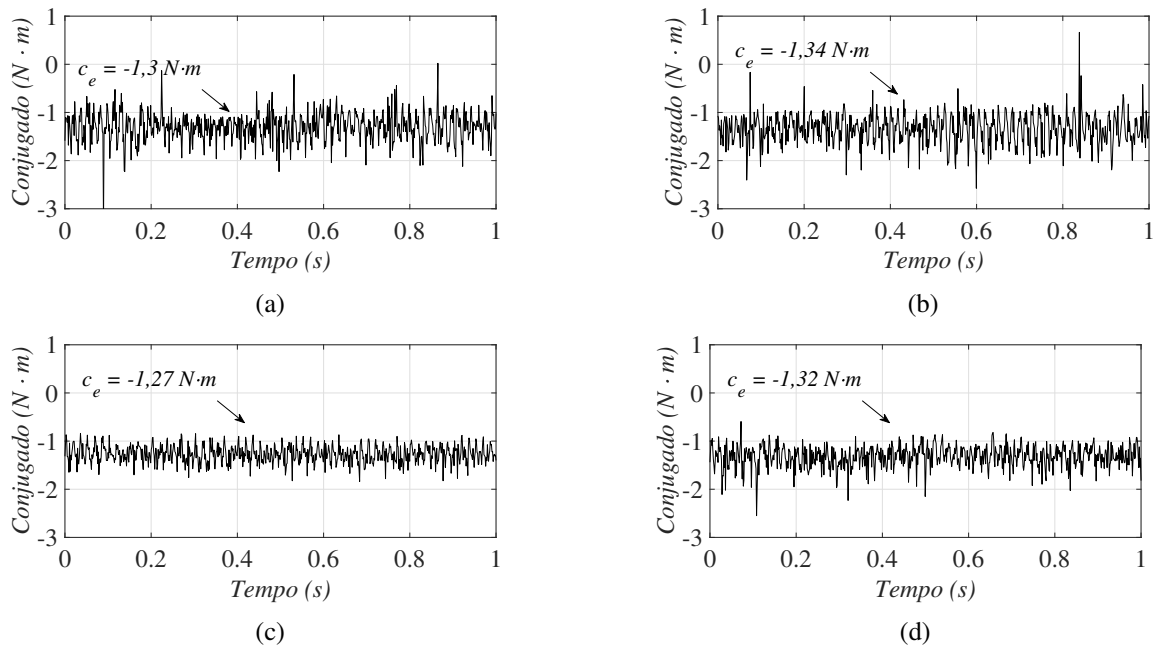
Na Figura 7.7 é exposto o resultado do conjugado em regime permanente com seus respectivos valores médios. Mais uma vez o caso 3 obteve o melhor resultado, com menor oscilação em alta frequência e com média de $-1,27\text{ N}\cdot\text{m}$. O caso 4 também obteve um bom resultado, porém com alguns picos instantâneos que atingem até $-2,5\text{ N}\cdot\text{m}$. O valor médio desse

Figura 7.6 – Resultado experimentais: potências (P_s e Q_s) no transitório de potência ativa. (a) Caso 1. (b) Caso 2. (c) Caso 3. (d) Caso 4.



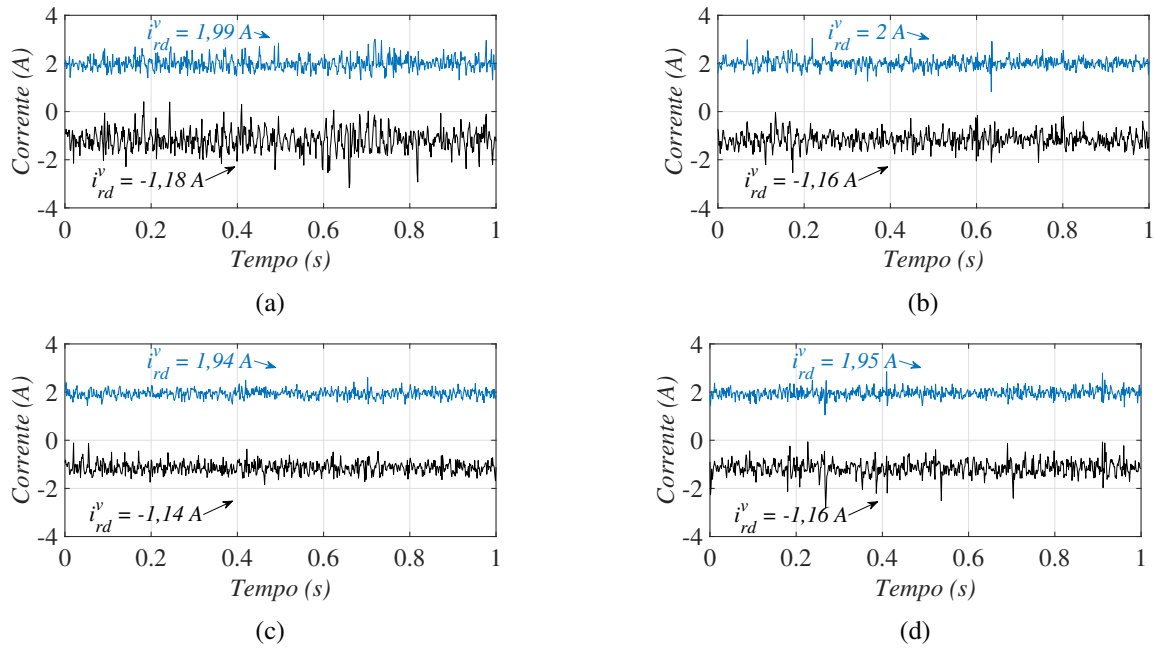
último foi de $-1,32 \text{ N}\cdot\text{m}$. Resultados semelhantes foram obtidos nas correntes rotóricas no referencial da tensão, ilustradas na Figura 7.8, nas quais as médias de corrente são semelhantes, variando menos de 3%, porém a oscilação principalmente no caso 1 é maior que as demais.

Figura 7.7 – Resultado experimentais: conjugado eletromagnético (c_e) em regime permanente. (a) Caso 1. (b) Caso 2. (c) Caso 3. (d) Caso 4.



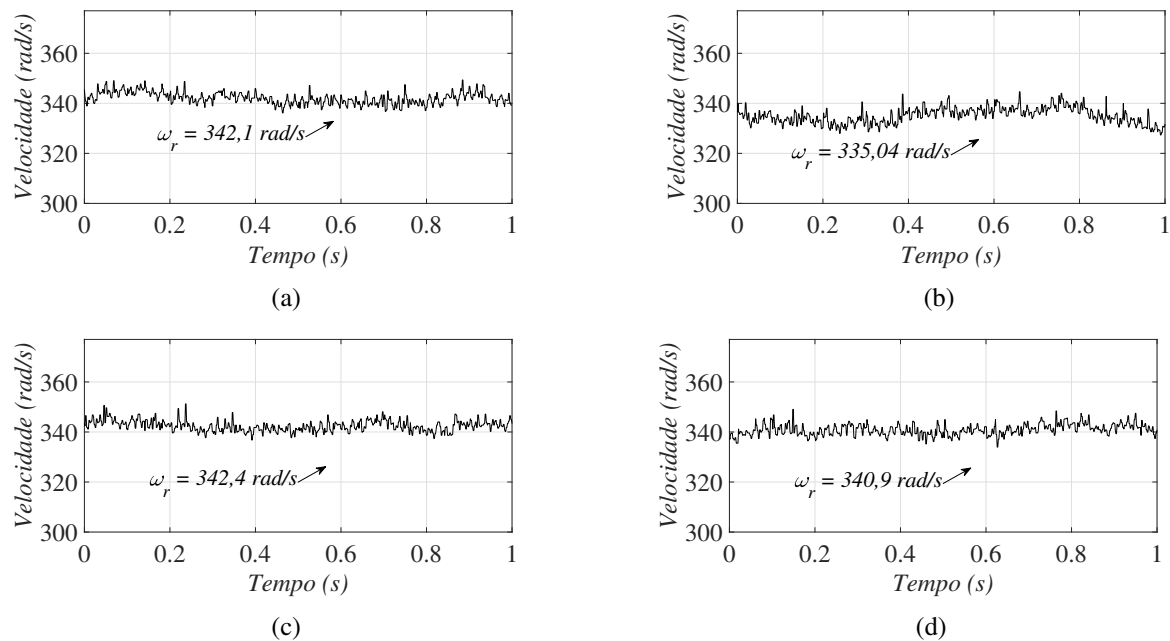
O último resultado coletado via *DSP* é a velocidade, ilustrada na Figura 7.9. Foi possível coletar a velocidade através de um *encoder*, ou seja, um sensor eletro-mecânico de posição. No entanto, esse sensor apresenta ruídos na leitura de posição, sendo possível somente a leitura

Figura 7.8 – Resultado experimentais: correntes do rotor nos eixos dq (i_{rd}^v e i_{rq}^v) em regime permanente. (a) Caso 1. (b) Caso 2. (c) Caso 3. (d) Caso 4.



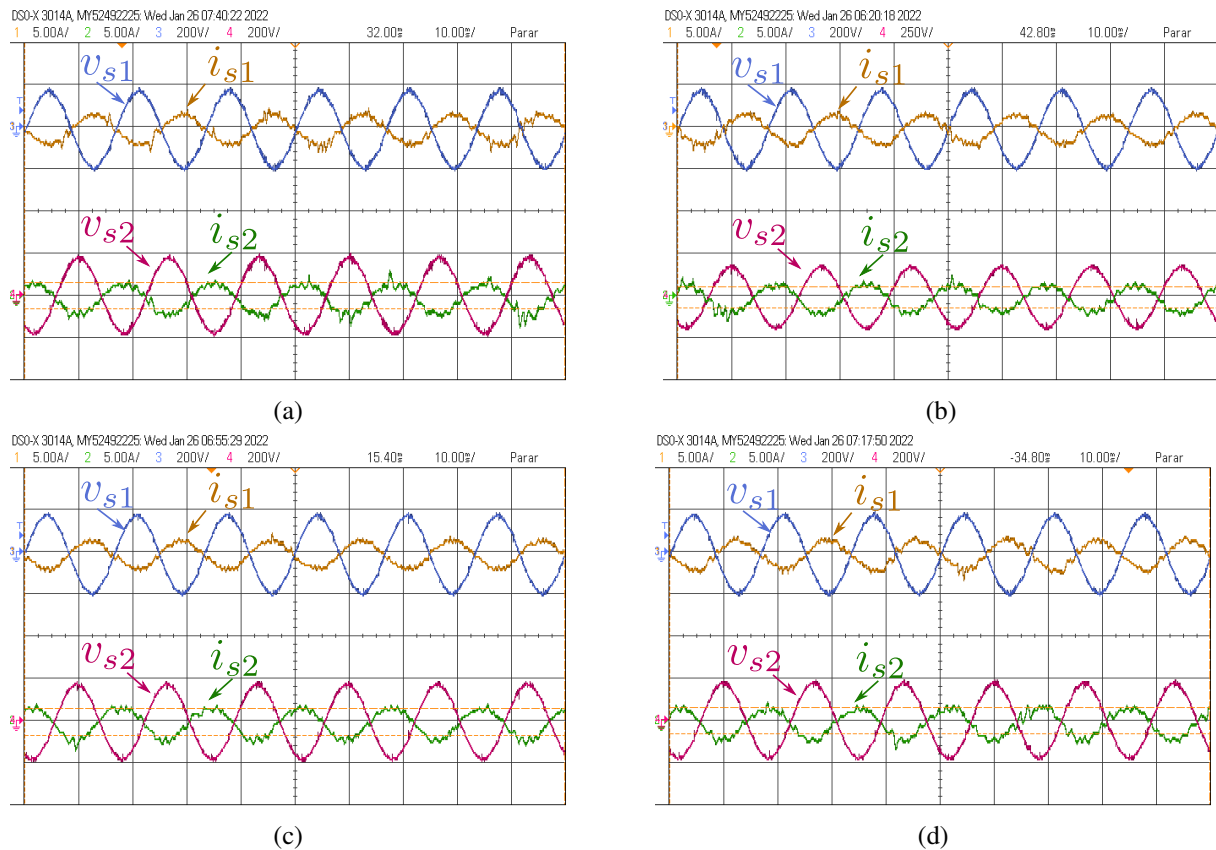
da velocidade. Os resultados apresentam a velocidade em regime, quando a potência ativa de referência é -500 W e a reativa, nula. As médias de velocidade são semelhantes, não ultrapassando 2% de diferença, e o caso 1 obteve $342,1 \text{ rad/s}$ ($3266,8 \text{ rpm}$). Na hora do experimento foi verificado que a perda de velocidade, principalmente no caso 2, foi proporcional ao aumento da temperatura no gerador como também na máquina utilizada para gerar o torque mecânico no gerador, que foram utilizadas por longos períodos para a coleta dos resultados.

Figura 7.9 – Resultado experimentais: velocidade medida (ω_r) em regime permanente. (a) Caso 1. (b) Caso 2. (c) Caso 3. (d) Caso 4.



As tensões e correntes no estator e as correntes no rotor foram coletadas também através do osciloscópio. A Figura 7.10 exhibe as fases 1 e 2 das tensões e correntes no estator do gerador durante o regime permanente com 10 ms por divisão. O mesmo auto-transformador alimenta o estator da máquina e o barramento do rotor. Dessa forma, para obter uma tensão de 311 V no barramento, o estator da máquina foi alimentado 127 V RMS . Em todos os casos o formato da onda da tensão é semelhante, e seus valores RMS para a fase 2 são, respectivamente, $126,4\text{ V}$, $127,7\text{ V}$, $125,4\text{ V}$ e $125,5\text{ V}$. Já para as correntes estatóricas o caso 2, Figura 7.10(b), obteve o melhor resultado, em que a onda de corrente apresenta uma menor distorção em torno de 60 Hz . A THD dos casos 1 a 4 é, respectivamente: $26,14\%$, $14,62\%$, $18,34\%$ e $15,35\%$. Os valores RMS nas fases 1 e 2 são, respectivamente: $1,30\text{ A}$ e $1,39\text{ A}$, no caso 1; $1,26\text{ A}$ e $1,24\text{ A}$, no caso 2; $1,2\text{ A}$ e $1,4\text{ A}$, no caso 3; $1,28\text{ A}$ e $1,38\text{ A}$, no caso 4. Ademais, as formas de onda entre a tensão e a corrente estão defasadas de 180° , indicando que o DFIG está gerando potência com fator de potência unitário.

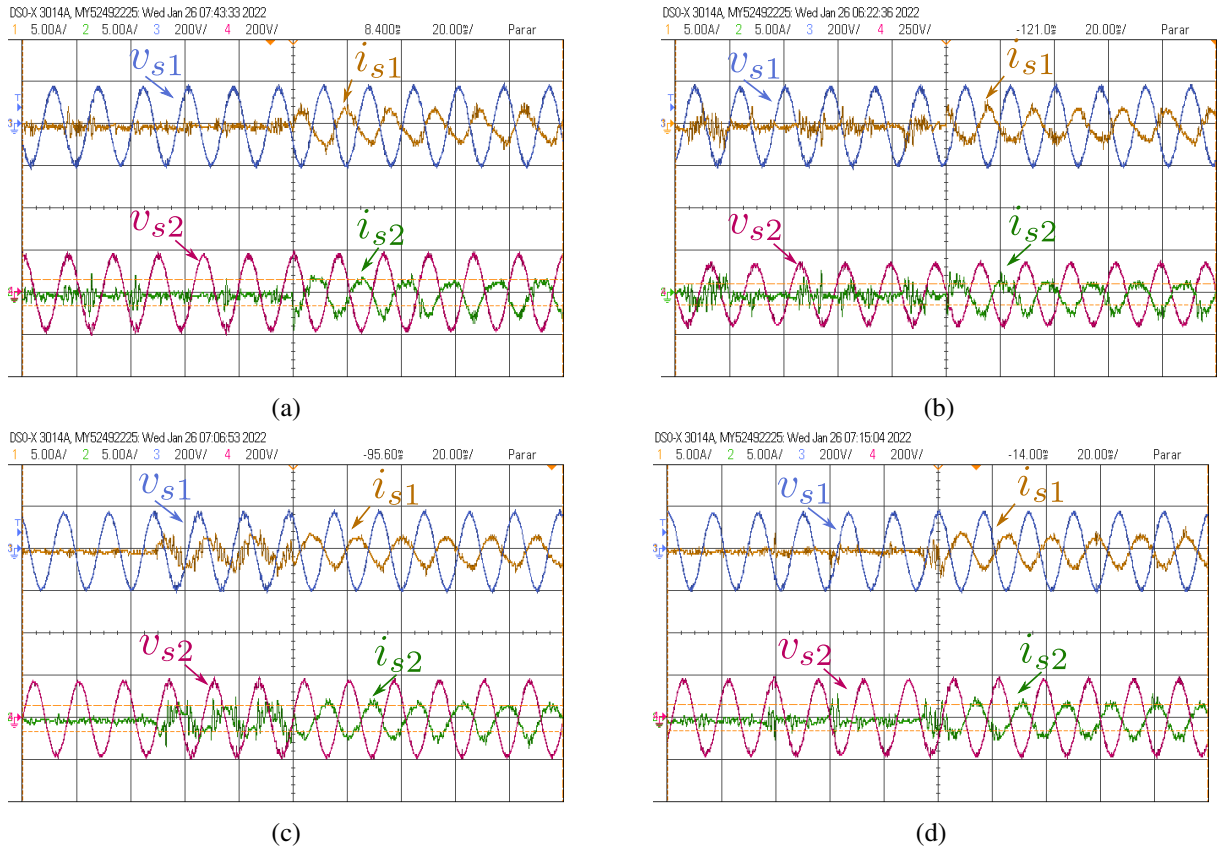
Figura 7.10 – Resultado experimentais: tensões e correntes 1 e 2 no estator do DFIG (v_{s1} , v_{s2} , i_{s1} e i_{s2}) em regime permanente. (a) Caso 1. (b) Caso 2. (c) Caso 3. (d) Caso 4.



Na Figura 7.11 mostra as mesmas grandezas da imagem anterior, porém no transitório de potência ativa e com 20 ms por divisão. O instante em que ocorre o transitório está centralizado na tela do osciloscópio, ou seja, após 100 ms de tela ocorre o transitório. Foi comentando anteriormente que os casos 1 e 4 são os melhores quando as referências de ambas as potências são nulas. Esse mesmo comportamento é visto nas correntes, em que a corrente tende a zero

e pouco ruído é apresentado. Já no caso 3, as correntes nos primeiros 40 ms tendem a zero, indicando que as potências também são nulas, porém mesmo antes do transitório percebe-se uma alta distorção na corrente, indicando que as potências perderam sua referência, problema que foi anteriormente citado.

Figura 7.11 – Resultado experimentais: tensões e correntes 1 e 2 no estator do DFIG (v_{s1} , v_{s2} , i_{s1} e i_{s2}) durante o transitório de potência ativa. (a) Caso 1. (b) Caso 2. (c) Caso 3. (d) Caso 4.

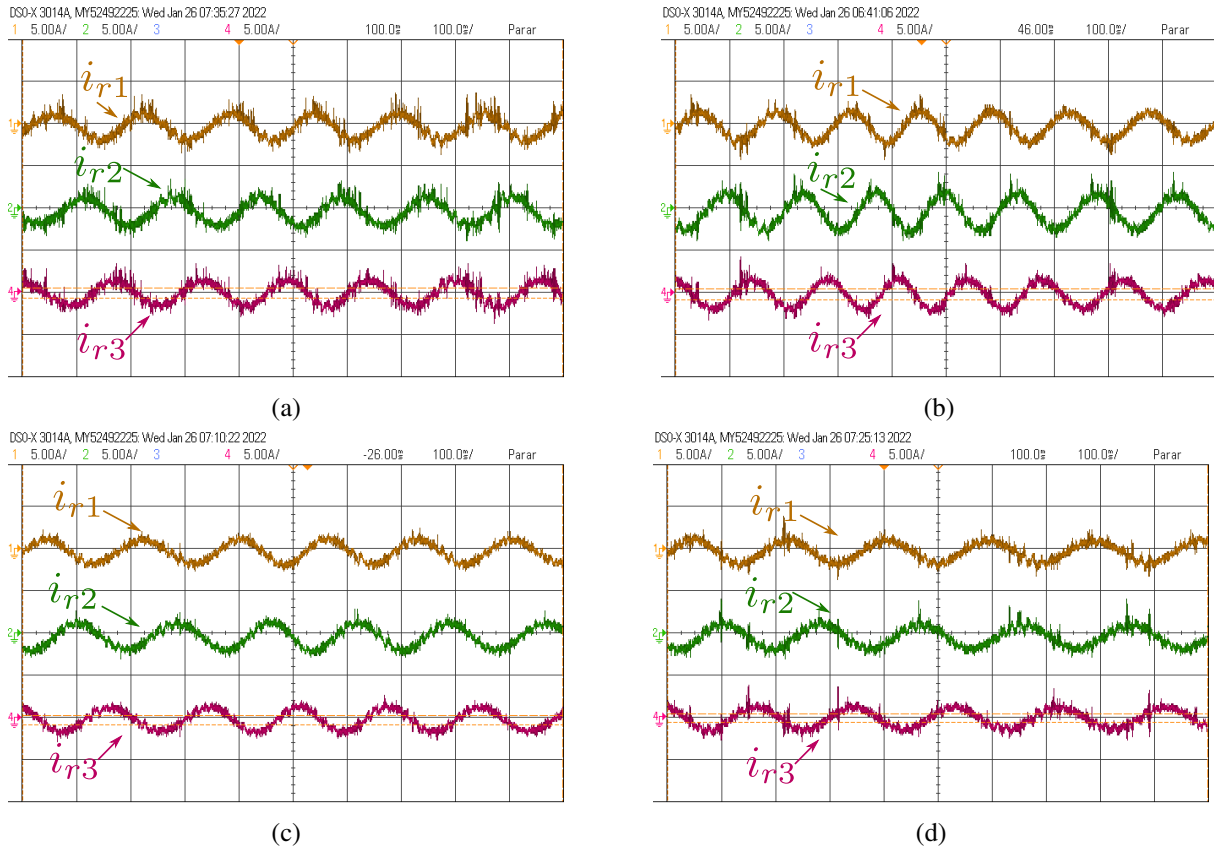


Na Figura 7.12 são exibidas as correntes no rotor em regime permanente com 100 ms por divisão, totalizando 1 segundo de tela. O caso 3 obteve o melhor resultado nesse cenário, com baixa distorção e ruído. Os valores RMS para as correntes 1, 2 e 3 foram de 1,2 A , aproximadamente.

Por fim, a Tabela 7.3, semelhante à tabela desenvolvida na Sessão 6.2.4, mostra alguns resultados quantitativos dos controles desenvolvidos. São, respectivamente: as médias das potências ativa e reativa; o desvio padrão das potências ativa e reativa; a média da distorção harmônica nas correntes estatóricas, e; a porcentagem que o controle ocupa o processador dentro de um ciclo de amostragem. O processador está operando a 15 kHz , ou seja, fazendo uma interrupção a cada 66,67 μs . Dessa forma, o custo computacional de 60,52%, como no caso 1, indica que esse controle leva aproximadamente 40,34 μs para ser executado. Portanto, o custo computacional da Tabela 7.3 é uma porcentagem de 66,67 μs .

A contagem desse tempo foi feita com uma função interna do DSP que consegue obter um tempo interno do processador. Portanto, é feita a leitura do tempo no início e no final

Figura 7.12 – Resultado experimentais: correntes rotóricas nos eixos do rotor (i_{r1} , i_{r2} e i_{r3}). (a) Caso 1. (b) Caso 2. (c) Caso 3. (d) Caso 4.



da interrupção. Com a diferença entre essas leituras, é possível obter o tempo que foi gasto para o executar todo o controle. A função utilizada no *DSP* citado no início desse capítulo foi *CpuTimer0Regs.TIM.all*.

Como citado no final da Sessão 6.2.1, a redução dos vetores requer a estimativa do setor do fluxo, exigindo mais esforço computacional. Assim, nos casos de redução dos vetores ativos é reduzido o custo computacional no *loop* de testes dos vetores, porém há um aumento desse custo na estimativa do fluxo rotórico. Dessa forma, a redução de 6 para 4 vetores ativos, caso 2, não é computacionalmente vantajosa, ocupando 61,87% do tempo da interrupção, representando um aumento de 2,2% do caso referência, o caso 1. Já no caso 3, com dois vetores, ocorre uma redução de 6,31% do custo computacional em relação ao caso referência.

Tabela 7.3 – Resultados quantitativos da redução dos vetores no controle do RSC.

	$\bar{P}_s [W]$	$\bar{Q}_s [var]$	$std(P_s)$	$std(Q_s)$	THD i_s	Custo Computacional
Caso 1	-496,3	-16,9	88,76	92,88	26,13%	60,52%
Caso 2	-504,1	-11,2	72,67	69,58	14,62%	61,87%
Caso 3	-491,2	-6,1	57,35	62,07	18,34%	56,70%
Caso 4	-499,8	-7,9	73,93	64,67	15,35%	56,85%

7.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais para o FCS-MPC no RSC do DFIG. A princípio, foram descritos os equipamentos utilizados na montagem, bem como algumas medidas e soluções encontradas para adequação do controle às estruturas disponíveis no laboratório. Os experimentos foram montados para observar a atuação do controle em duas situação análogas às observadas no capítulo de resultado de simulação: em regime permanente e com transitório na potência ativa. Resultados e comparações dos 4 casos de controle, o convencional e os três com otimizações de vetores, foram apresentados. Pode-se concluir que, com esses resultados e nas condições que os mesmos foram coletados, os casos com 2 vetores ativos desempenharam melhor, sendo o caso 3 o melhor entre esses, exceto quando as referências de potência são nulas, e o caso 4 apresentando um desempenho bom e constante em todas as regiões.

8 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho apresentou uma metodologia de controle preditivo baseado em modelo, com foco no controle das potências dos sistemas de conversão de energia eólica que empregam o DFIG para fazer a conversão eletromecânica de energia. O controle propõe estados de chaveamento otimizados para ambos os conversores do *back-to-back*, afim de regular a potência estatórica do DFIG, a tensão no barramento CC e o fator de potência da rede elétrica.

O emprego do FCS-MPC direto pela potência em simulação mostrou uma boa dinâmica, onde o controle conseguiu uma resposta ao degrau na potência ativa do estator, de zero à potência nominal, em $1,1\text{ ms}$ obtendo menos de 10% de erro. Em regime permanente, a THD da corrente do estator obtida foi de 3,21%, atendendo o requisito da norma IEEE 512-2014, que trata da distorção harmônica total da corrente, onde a mesma deve ser inferior a 5%. Já para a corrente da rede, a distorção foi de 9,03 %, para uma taxa de amostragem de $T_s = 0,0001\text{ s}$. Os resultados ainda mostram que o erro em regime associado à regulação da tensão no barramento CC foi de 0,5 V, ou seja, 0,16%, demonstrando a exatidão do controle, onde, mesmo em transitórios de potência ativa no estator da máquina, o barramento se manteve estável.

No comparativo com o controle clássico DPC, os controles apresentaram dinâmicas similares, no entanto a oscilação em alta frequência do DPC foi maior, considerando a mesma taxa de amostragem. Além disso, FCS-MPC apresentou uma menor distorção harmônica total na corrente estatórica e uma menor oscilação no torque, durante a resposta ao degrau de potência ativa.

Também foram exploradas algumas soluções que visam mitigar alguns pontos inerentes do controle preditivo. Primeiro buscou-se reduzir o custo computacional, reduzindo os vetores ativos que são testados. Resultados experimentais apontam uma redução de 6,31% da carga computacional do controle com dois vetores ativos em relação ao convencional, de seis vetores. Em simulação, os resultados dessa redução são pouco prejudicados, mantendo-se a dinâmica, porém aumentando um pouco do ruído de alta frequência. Já no experimental, nas condições que os resultados foram obtidos, houve uma melhora com a redução dos vetores ativos, reduzindo o ruído de alta frequência e obtendo uma *THD* de 14,65%, com quatro vetores ativos.

Uma outra otimização foi estudada e busca mitigar a propagação de erros do modelo, das estimativas e dos parâmetros para as grandezas estimadas de controle, como as potências. Em simulação, variou-se os parâmetros do modelo do gerador e o observador foi capaz de corrigir os erros, mantendo a potência com valor médio em cima da referência. No experimental, onde existe uma incerteza e variação paramétrica, o controle preditivo com o observador conseguiu no pior caso um erro menor que 4 W para a potência ativa e -17 var , para reativa.

Por fim, os resultados de simulação e experimentais respaldam a estratégia de controle que foi apresentada nesse trabalho e mostram que os seguintes objetivos foram alcançados:

- Regular a potência ativa no estator do DFIG, como também o fator de potência da rede e a tensão no barramento CC;
- fazer uma análise comparativa com técnicas clássicas, apontando os pontos positivos e negativos do FCS-MPC aplicado ao DFIG;
- buscar soluções que mitiguem as principais dificuldades e pontos negativos do controle preditivo; e
- validar os resultados de simulação na bancada experimental.

8.1 PROPOSTAS PARA CONTINUIDADE DO ESTUDO

Em relação à modelagem do sistema, estudos futuros podem ser feitos de modo a incluir o modelo mecânico da turbina eólica no sistema. Além disso, modelar o sistema para suportar condições adversas e falhas na rede, como o afundamento de tensão.

Em relação ao controle preditivo, pode-se estudar o impacto que o aumento da quantidade de vetores aplicados em um único tempo de amostragem causa nas potências e no custo computacional. Além disso, fazer um estudo comparativo com o controle preditivo modulado, apresentando os principais pontos de destaque de cada controle.

REFERÊNCIAS

- ABDELRAHEM, M. et al. Improved direct-model predictive control with a simple disturbance observer for dfigs. In: *2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe)*. [S.l.: s.n.], 2020. p. P.1–P.9.
- ABDELRAHEM, M.; KENNEL, R. Efficient direct model predictive control for doubly-fed induction generators. *Electric Power Components and Systems*, Taylor & Francis, v. 45, n. 5, p. 574–587, 2017.
- 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.
- AFGHOUL, H.; KRIM, F. Comparison between pi and fuzzy dpc control of a shunt active power filter. In: *2012 IEEE International Energy Conference and Exhibition (ENERGYCON)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 146–151.
- _____. Comparison between pi and fuzzy dpc control of a shunt active power filter. In: *2012 IEEE International Energy Conference and Exhibition (ENERGYCON)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 146–151.
- AFGHOUL, H. et al. Implementation of direct power control for shunt active power filter. In: *3rd International Conference on Systems and Control*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 697–701.
- _____. Implementation of direct power control for shunt active power filter. In: *3rd International Conference on Systems and Control*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 697–701.
- AGORO, S.; HUSAIN, I. Robust deadbeat finite-set predictive current control with torque oscillation and noise reduction for pmsm drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 58, n. 1, p. 365–374, 2022.
- AISSA, O. et al. Analysis, design and real-time implementation of shunt active power filter for power quality improvement based on predictive direct power control. In: *2016 IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 79–84.
- ANAYA-LARA, O. et al. Offshore wind energy generation: Control, protection, and integration to electrical systems. In: _____. [S.l.: s.n.], 2014. p. 15–36. ISBN 978-1-118-53962-0.
- BARAZARTE, R. Y.; GONZALEZ, G.; HALL, E. Comparison of electrical generators used for wind power generation. *IEEE Latin America Transactions*, v. 9, n. 7, p. 1040–1044, 2011.
- BARBI, I. *TEORIA FUNDAMENTAL DO MOTOR DE INDUÇÃO*. 1985. <<http://ivobarbi.com.br/downloads/livros/Livro%20-%20TeoriaFundamentaldoMotordeInducao.pdf>>. Acesso em: maio 2021.
- BOZORGI, A. M. et al. Model predictive direct power control of three-phase grid-connected converters with fuzzy-based duty cycle modulation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 54, n. 5, p. 4875–4885, 2018.
- CASADEI, D. et al. Foc and dtc: two viable schemes for induction motors torque control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 17, n. 5, p. 779–787, 2002.

CHEN, B. S.; JOÓS, G. Direct power control of active filters with averaged switching frequency regulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 6, p. 2729–2737, 2008.

_____. Direct power control of active filters with averaged switching frequency regulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 6, p. 2729–2737, 2008.

CHENG, K. et al. Review of the wind energy generating system. In: *8th International Conference on Advances in Power System Control, Operation and Management (APSCOM 2009)*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–7.

DATTA, R.; RANGANATHAN, V. Decoupled control of active and reactive power for a grid-connected doubly-fed wound rotor induction machine without position sensors. In: *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No.99CH36370)*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 4, p. 2623–2630 vol.4.

_____. Direct power control of grid-connected wound rotor induction machine without rotor position sensors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 16, n. 3, p. 390–399, 2001.

_____. 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.

DIAB, A. A. Z. Model predictive direct power control of rotor side converter for dfigs driven by variable speed wind turbines. In: *2018 25th International Workshop on Electric Drives: Optimization in Control of Electric Drives (IWED)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6.

FILHO, A. J. S.; FILHO, E. R. Model-based predictive control applied to the doubly-fed induction generator direct power control. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, v. 3, n. 3, p. 398–406, 2012.

FILHO, A. J. S. et al. A robust finite control set applied to the dfig power control. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 6, n. 4, p. 1692–1698, 2018.

FREITAS, I. S. de et al. An integration algorithm for induction motor stator flux estimation with dc offset compensation. In: *XI Brazilian Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1095–1099.

GODOI, M. *Energia eólica chega a 18 GW de capacidade instalada no Brasil*. AGÊNCIA CANALENERGIA, DE SÃO PAULO (SP), 2021. Disponível em: <<https://www.canalenergia.com.br/noticias/53163929/energia-eolica-chega-a-18-gw-de-capacidade-instalada-no-brasil>>.

GUEDES, F. S. et al. A simple and powerful model predictive direct power control for dfig. In: *2021 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*. [S.l.: s.n.], 2021. p. 1–8.

HABIBULLAH, M. et al. A simplified finite-state predictive direct torque control for induction motor drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 6, p. 3964–3975, 2016.

HU, J. et al. A novel control strategy for doubly fed induction generator and permanent magnet synchronous generator during voltage dips. In: *2010 20th Australasian Universities Power Engineering Conference*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6.

HU, J.; ZHU, J.; DORRELL, D. G. Predictive direct power control of doubly fed induction generators under unbalanced grid voltage conditions for power quality improvement. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, v. 6, n. 3, p. 943–950, 2015.

JACOBINA, C. B. Sistemas de acionamento estático de máquina elétrica. *Campina Grande, PB: Universidade Federal de Campina Grande (UFCG)*, 2005.

JACOMINI, R. V.; FILHO, A. J. S. Finite control set applied to the direct power control of a dfig operating under voltage sags. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, v. 10, n. 2, p. 952–960, 2019.

KOU, P. et al. Finite-control-set model predictive control for dfig wind turbines. *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, v. 15, n. 3, p. 1004–1013, 2018.

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.

_____. Model predictive control: Mpc’s role in the evolution of power electronics. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 9, n. 4, p. 8–21, 2015.

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.

LU, Y. et al. Study on a single-loop mpc strategy for grid-side converter. In: *2021 40th Chinese Control Conference (CCC)*. [S.l.: s.n.], 2021. p. 2645–2648.

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.

MUDI, J.; SINHA, D. Comparative study among different wind turbines used for wind energy system. In: *2014 1st International Conference on Non Conventional Energy (ICONCE 2014)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 175–179.

MULLER, S.; DEICKE, M.; DONCKER, R. D. Doubly fed induction generator systems for wind turbines. *IEEE Industry Applications Magazine*, v. 8, n. 3, p. 26–33, 2002.

NNACHI, G. U.; MOSETLHE, C. T.; HAMAM, Y. A comparative power quality study of dfig and pmsg renewable energy conversion systems. In: *2020 5th International Conference on Renewable Energies for Developing Countries (REDEC)*. [S.l.: s.n.], 2020. p. 1–6.

OWUSU, P. A.; ASUMADU-SARKODIE, S. A review of renewable energy sources, sustainability issues and climate change mitigation. *Cogent Engineering*, Cogent OA, v. 3, n. 1, p. 1167990, 2016. Disponível em: <<https://doi.org/10.1080/23311916.2016.1167990>>.

PENA, R.; CLARE, J.; ASHER, G. A doubly fed induction generator using back-to-back pwm converters supplying an isolated load from a variable speed wind turbine. *Electric Power Applications, IEE Proceedings* -, v. 143, p. 380 – 387, 10 1996.

PEREIRA, B. S. S. *Controle do Gerador de Indução Duplamente alimentado utilizando Controle Preditivo Baseado em Modelo*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal da Bahia, Salvador - BA, 2019.

RICHALET, J. et al. Model predictive heuristic control: Applications to industrial processes. *Automatica*, v. 14, n. 5, p. 413–428, 1978. ISSN 0005-1098. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0005109878900018>>.

- 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.
- SAEIDI, S.; MARCHI, R. A. de; BIM, E. Nonlinear predictive control for a dfig under voltage dip. In: *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1955–1960.
- SIAMI, M. et al. Robustness improvement of predictive current control using prediction error correction for permanent-magnet synchronous machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 6, p. 3458–3466, 2016.
- 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. 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.
- SOUZA, L. L. de. *Grid Harmonic Current Correction Based on Shunt Active Power Filter*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal da Paraíba, João Pessoa - PB, 2021.
- STUMPER, J.-F.; KUEHL, S.; KENNEL, R. Predictive torque control for ac drives: Improvement of parametric robustness using two-degree-of-freedom control. In: *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1170–1175.
- TAKAHASHI, I.; NOGUCHI, T. A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-22, n. 5, p. 820–827, 1986.
- Tarisciotti, L. et al. Model predictive control for shunt active filters with fixed switching frequency. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 53, n. 1, p. 296–304, 2017.
- WANG, S. et al. Trajectory control method based on a model predictive control scheme for totem-pole pfc converters operating at dcm. In: *2021 IEEE International Conference on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*. [S.l.: s.n.], 2021. p. 359–363.
- WICKRAMASINGHE, A. et al. Synchronous mode operation of dfig based wind turbines for improvement of power system inertia. *Renewable Energy*, v. 95, p. 152–161, 2016. ISSN 0960-1481. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0960148116303020>>.
- XU, L.; CARTWRIGHT, P. Direct active and reactive power control of dfig for wind energy generation. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 21, n. 3, p. 750–758, 2006.
- XU, L.; CHENG, W. Torque and reactive power control of a doubly fed induction machine by position sensorless scheme. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 31, n. 3, p. 636–642, 1995.

- XU, L.; ZHI, D.; WILLIAMS, B. W. Predictive current control of doubly fed induction generators. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 10, p. 4143–4153, 2009.
- XUE, Y. et al. Vector-based model predictive hysteresis current control for asynchronous motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 66, n. 11, p. 8703–8712, 2019.
- YAN, S. et al. Improving the performance of direct power control using duty cycle optimization. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 34, n. 9, p. 9213–9223, 2019.
- YAN, S.; HUI, S. Y. R. A simple multi-vector predictive direct power control using geometric modulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 37, n. 3, p. 2899–2908, 2022.
- YAN, S. et al. A review on direct power control of pulsewidth modulation converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 36, n. 10, p. 11984–12007, 2021.
- 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.
- YOUNG, H. A. et al. Assessing finite-control-set model predictive control: A comparison with a linear current controller in two-level voltage source inverters. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 8, n. 1, p. 44–52, 2014.
- Zanchetta, P. et al. Finite states model predictive control for shunt active filters. In: *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 581–586.
- ZHOU, D.; TU, P.; TANG, Y. Multivector model predictive power control of three-phase rectifiers with reduced power ripples under nonideal grid conditions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 65, n. 9, p. 6850–6859, 2018.