



UNIVERSIDADE FEDERAL DA BAHIA  
DEE - DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

BRUNO SCHETTINI SOARES PEREIRA

**Controle do Gerador de Indução Duplamente  
Alimentado utilizando Controle Preditivo  
Baseado em Modelo**

Dissertação de Mestrado

Salvador

2019



UNIVERSIDADE FEDERAL DA BAHIA  
DEE - DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

BRUNO SCHETTINI SOARES PEREIRA

# **Controle do Gerador de Indução Duplamente Alimentado utilizando Controle Preditivo Baseado em Modelo**

Trabalho apresentado ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Bahia como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Tito Luís Maia Santos

Salvador  
2019

Ficha catalográfica elaborada pelo Sistema Universitário de Bibliotecas (SIBI/UFBA),  
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Pereira, Bruno Schettini Soares  
Controle do gerador de indução duplamente  
alimentado utilizando controle preditivo baseado em  
modelo / Bruno Schettini Soares Pereira. -- Salvador,  
2019.  
79 f.

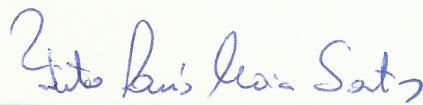
Orientador: Tito Luís Maia Santos.  
Dissertação (Mestrado - Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica) -- Universidade Federal da  
Bahia, Escola Politécnica, 2019.

1. Máquinas elétricas. 2. Controle Preditivo. 3.  
Controle Vetorial. 4. Acionamentos Elétricos. I.  
Santos, Tito Luís Maia. II. Título.

BRUNO SCHETTINI SOARES PEREIRA

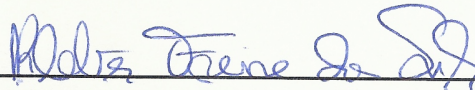
## Controle do Gerador de Indução Duplamente Alimentado utilizando Controle Preditivo Baseado em Modelo

Trabalho apresentado ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Bahia como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.



---

Prof. Dr. Tito Luís Maia Santos  
Orientador



---

Prof. Dr. Kleber Freire da Silva



---

Prof. Dr. Eduardo Telmo Fonseca  
Santos

Salvador

2019

*À Dolores e Rosaly.*

# Agradecimentos

Este trabalho não seria possível sem o total apoio da minha família que esteve comigo em todas as decisões pessoais e profissionais que tomei. Não existem palavras para descrever a importância de seus conselhos nesse período.

Ao meu orientador Tito pela paciência e pelas sugestões acertadas que recebi durante a execução deste trabalho.

Ao professor Eudemário pelas aulas que recebi e dúvidas que tirei desde a graduação sobre o tema estudado, mesmo pertencendo a outra instituição de ensino.

Aos colegas que tive o prazer de trabalhar na equipe de Sustentação em Conta Corrente e Prevenção à Fraude do Itaú Unibanco.

Aos colegas do Instituto Brasileiro de Robótica, principalmente a Pedro e Henrique que me incentivaram a seguir até o fim desta jornada.

Também a todos os amigos que de alguma forma me motivaram a continuar até o fim.

E por fim, a Beatriz pelo apoio e paciência que teve durante a finalização deste trabalho.

Muito obrigado!

*"Talvez um dia nossos descendentes vejam nossa ignorância atual com tanta pena quanto aqui sentimos pelos antigos por eles não saberem que a Terra girava em torno do Sol..."*

Carl Sagan

# Abstract

The Doubly-Fed Induction Generator allows efficient energy generation where turbine speed has a non-controlled behavior when using a bidirectional converter. The stator flux oriented control represents a vector control technique that controls the rotor speed and reactive power through power converters in back-to-back configuration.

This text presents an analysis of a field oriented control of the rotor currents using a Model Based Predictive Control. Its control law is given by the minimization of a cost function that considers the control effort and the error between the predicted outputs and its future references. To obtain the prediction model, a linearized incremented model is given with the support of a feed-forward decoupler. An anti-windup technique is also studied as an costless alternative than the regular optimal algorithms that considers input restrictions.

With the set of strategies proposed in this document, it is possible to minimize nonlinearities and coupling effects while controlling DFIG's current loop using a low cost predictive algorithm.

**Keywords:** Doubly-fed Induction Generator(DFIG), Field-Oriented control(FOC), anti-windup, Model-Predictive Control(MPC)



# Resumo

O gerador de indução duplamente alimentado permite a geração de energia em casos em que a velocidade de sua turbina possui um comportamento não controlável. O controle por orientação de fluxo representa uma técnica de controle vetorial que regula a corrente de rotor e, por consequência, a velocidade de rotação e potência reativa de estator de forma desacoplada.

Esta dissertação apresenta uma análise do controle vetorial de corrente rotórica por orientação de fluxo utilizando um controlador preditivo baseado em modelo. Sua lei de controle é proveniente da minimização com restrições de uma função custo que considera seu próprio esforço de controle e o erro entre as saídas preditas e referências futuras. Para obtenção do seu modelo de predição, um modelo incremental desacoplado e linearizado é obtido com o auxílio de um desacoplador *feedforward*. Adicionalmente, uma proposta de compensador *anti-windup* associada aos controladores ótimos será abordada como uma alternativa menos custosa do ponto de vista computacional. Com o conjunto de técnicas aqui propostas, torna-se possível reduzir o efeito das não linearidades e de acoplamento do GIDA com um algoritmo de controle preditivo de baixo custo computacional.

**Palavras-chave:** Gerador de Indução Duplamente Alimentado(GIDA), Controle vetorial, *anti-windup*, Controle Preditivo Baseado em Modelo(MPC)

# Lista de ilustrações

Figura 1 – Evolução da capacidade instalada de energia eólica no Brasil [1] . . . . .	18
Figura 2 – Estrutura básica do MPC . . . . .	25
Figura 3 – Estratégia do MPC . . . . .	26
Figura 4 – Circuito equivalente do GIDA no sistema de referência estacionário[2] . . . . .	33
Figura 5 – Transformação $\alpha\beta$ para $xy$ . . . . .	35
Figura 6 – Alimentação do GIDA via conversor AC-DC-AC . . . . .	40
Figura 7 – Malha de controle de corrente rotórica . . . . .	43
Figura 8 – Malha de controle de torque e velocidade . . . . .	45
Figura 9 – Sistema controlado por MPC com perturbação na entrada . . . . .	47
Figura 10 – MPC em cascata com compensador anti-windup . . . . .	48
Figura 11 – Exemplo ilustrativo - Saída . . . . .	50
Figura 12 – Exemplo ilustrativo - Incremento de controle . . . . .	51
Figura 13 – Exemplo ilustrativo - Entrada Calculada pelo MPC(esq.) e entrada aplicada em $G(s)$ (dir.) . . . . .	51
Figura 14 – Exemplo ilustrativo - Saída - LQR . . . . .	52
Figura 15 – Exemplo ilustrativo - Incremento de Controle - LQR . . . . .	53
Figura 16 – Exemplo ilustrativo - Entrada calculada pelo LQR (à esq.) e sinal aplicado ao sistema (à dir.) . . . . .	53
Figura 17 – MPC com restrições - Velocidade de rotação . . . . .	58
Figura 18 – MPC com restrições - Torque eletromagnético . . . . .	58
Figura 19 – MPC com restrições - Corrente de rotor $i_{q,r}$ . . . . .	59
Figura 20 – MPC com restrições - Resposta detalhada da corrente de rotor $i_{q,r}$ . . . . .	59
Figura 21 – MPC com restrições - Potência reativa de estator . . . . .	60
Figura 22 – MPC com restrições - Corrente de rotor $i_{d,r}$ . . . . .	60
Figura 23 – MPC com restrições - Resposta detalhada da corrente de rotor $i_{d,r}$ . . . . .	61
Figura 24 – MPC com restrições - Corrente de rotor . . . . .	61
Figura 25 – MPC com restrições - Tensão de rotor $v_{d,r}$ . . . . .	62
Figura 26 – MPC com restrições - Tensão de rotor $v_{q,r}$ . . . . .	62
Figura 27 – MPC + <i>anti-windup</i> - Velocidade de rotação . . . . .	63
Figura 28 – MPC + <i>anti-windup</i> - Torque eletromagnético . . . . .	64
Figura 29 – MPC + <i>anti-windup</i> - Corrente de rotor $i_{q,r}$ . . . . .	64
Figura 30 – MPC + <i>anti-windup</i> - Resposta detalhada da corrente de rotor $i_{q,r}$ . . . . .	65
Figura 31 – MPC + <i>anti-windup</i> - Potência reativa de estator . . . . .	65
Figura 32 – MPC + <i>anti-windup</i> - Corrente de rotor $i_{d,r}$ . . . . .	66
Figura 33 – MPC + <i>anti-windup</i> - Resposta detalhada da corrente de rotor $i_{d,r}$ . . . . .	66
Figura 34 – MPC + <i>anti-windup</i> - Corrente de rotor . . . . .	67

Figura 35 – MPC + <i>anti-windup</i> - Tensão de rotor $v_{d,r}$ . . . . .	67
Figura 36 – MPC + <i>antiwindup</i> - Tensão de rotor $v_{q,r}$ . . . . .	68
Figura 37 – LQR - Velocidade de rotação . . . . .	69
Figura 38 – LQR - Torque eletromagnético . . . . .	69
Figura 39 – LQR - Corrente de rotor $i_{q,r}$ . . . . .	70
Figura 40 – LQR - Potência reativa de estator . . . . .	70
Figura 41 – LQR - Corrente de rotor $i_{d,r}$ . . . . .	71
Figura 42 – LQR - Corrente de rotor . . . . .	71
Figura 43 – LQR - Tensão de rotor $v_{d,r}$ . . . . .	72
Figura 44 – LQR - Tensão de rotor $v_{q,r}$ . . . . .	72

# Lista de tabelas

Tabela 1 – Parâmetros do GIDA . . . . .	56
Tabela 2 – Parâmetros PI - Malha $T_{em}$ . . . . .	57
Tabela 3 – Parâmetros PI - Malha $Q_s$ . . . . .	57
Tabela 4 – Índice ISE para controladores de potência ( $\times 10^{10}$ ) . . . . .	74
Tabela 5 – Índice ISE para controladores de torque . . . . .	74

# Lista de abreviaturas e siglas

DMC	Dynamic Matrix Control
DPC	<i>Direct Power Control</i>
GIDA	Gerador de indução duplamente alimentado
GPC	Controle Preditivo Generalizado
IPCC	<i>Intergovernmental Panel on Climate Change</i>
ISE	<i>Integral of Square Error</i>
LQR	<i>Linear Quadratic Regulator</i>
MIDA	Máquina de indução duplamente alimentada
MPC	<i>Model Predictive Controller</i>
MRAS	Model Reference Adaptative System
OTC	<i>Optimum Torque Control</i>
SVPWM	<i>Space Vector Width Modulation</i>

# Lista de símbolos

$i_{abc,s}$	Corrente trifásica de estator
$\vec{i}_{\alpha\beta,s}$	Corrente de estator no sistema de referência estacionário
$\vec{i}_{\alpha\beta,r}$	Corrente de rotor no sistema de referência estacionário
$\vec{v}_{\alpha\beta,s}$	Tensão de estator no sistema de referência estacionário
$\vec{v}_{\alpha\beta,r}$	Tensão de rotor no sistema de referência estacionário
$\vec{\lambda}_{\alpha\beta,s}$	Fluxo de estator no sistema de referência estacionário
$\vec{\lambda}_{\alpha\beta,r}$	Fluxo de rotor no sistema de referência estacionário
$r_s, r_r$	Resistência por fase de estator e rotor
$L_s, L_r$	Indutância por fase de estator e rotor
$L_{ls}, L_{lr}$	Indutância de dispersão por fase de estator e rotor
$L_M$	Indutância de magnetização por fase
$\omega_s, \omega_m$	Velocidade angular elétrica de estator e rotor
$\omega_{sl}$	Velocidade angular de escorregamento
$\Omega_m$	Velocidade angular mecânica de rotor
$P_s, P_r$	Potência ativa de estator e rotor
$Q_s, Q_r$	Potência reativa de estator e rotor
$T_{em}$	Torque eletromagnético
$J$	Momento de Inércia
$p$	Pares de pòlos

# Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>16</b>
1.1	Motivação	17
1.2	Revisão Bibliográfica	19
1.3	Objetivos Gerais	22
1.4	Objetivos Específicos	22
1.5	Organização do Trabalho	22
<b>2</b>	<b>CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO</b>	<b>24</b>
2.1	Introdução	24
2.2	Elementos do MPC	25
2.3	Formulação em Espaço de Estados	26
2.3.1	Lei de controle com restrições na entrada	28
2.4	Considerações Finais	30
<b>3</b>	<b>MODELAGEM DINÂMICA DA MÁQUINA DE INDUÇÃO DUPLA- MENTE ALIMENTADA</b>	<b>31</b>
3.1	Modelo no sistema de referência estacionário	31
3.2	Modelo no sistema de referência arbitrário	34
3.3	Orientação de fluxo de estator	36
3.3.1	Análise de potência	37
3.4	Considerações finais	38
<b>4</b>	<b>CONTROLE VETORIAL DO GIDA</b>	<b>40</b>
4.1	Malha de correntes de rotor	41
4.1.1	Desacoplamento da malha de corrente	42
4.1.2	Controle por orientação de fluxo de estator	43
4.2	Malha de potência reativa e velocidade do GIDA	44
4.3	Considerações Finais	45
<b>5</b>	<b>CONTRIBUIÇÕES DO MPC APLICADO AO GIDA</b>	<b>46</b>
5.1	Mapeamento de restrição	46
5.1.1	Integração Condicional	47
5.2	Regulador quadrático linear	48
5.3	Exemplo ilustrativo	49
5.4	Considerações Finais	53
<b>6</b>	<b>RESULTADOS E DISCUSSÕES</b>	<b>55</b>

<b>6.1</b>	<b>Resultados simulados</b>	<b>55</b>
6.1.1	Cenário 1 - MPC com restrições	57
6.1.2	Cenário 2 - MPC + <i>anti-windup</i>	63
6.1.3	Cenário 3 - LQR + antiwindup	68
<b>6.2</b>	<b>Considerações Finais</b>	<b>73</b>
<b>7</b>	<b>CONCLUSÃO</b>	<b>75</b>
<b>7.1</b>	<b>Contribuições</b>	<b>76</b>
<b>7.2</b>	<b>Trabalhos futuros</b>	<b>76</b>
	<b>REFERÊNCIAS</b>	<b>77</b>



# 1 Introdução

A máquina de indução duplamente alimentada vem tomando um papel importante na geração de energia em casos que a velocidade da turbina seja variável. Dentre as diversas aplicabilidades dessa configuração de máquinas, a geração eólica vem sendo a área mais beneficiada por este conjunto. Com seu rotor bobinado e acessível por escovas de carvão, as variáveis de tensão e corrente de rotor tornam-se variáveis de controle, que permitem a adequada regulação do fluxo de potência e do torque desenvolvido pela máquina.

Mesmo quando ligado a um barramento infinito de tensão (como o Sistema Interligado Nacional, por exemplo), o gerador de indução duplamente alimentado ainda necessita de uma fonte de potência reativa para sua magnetização. Com isso, o correto controle do seu fluxo de potência pelos terminais de rotor permite maior flexibilidade na sua operação, podendo consumir, fornecer ou também não trocar nenhuma potência reativa pelos terminais de estator conectados à rede [3]. Em adição, o controle do torque permite que o gerador funcione nas velocidades síncronas, subsíncronas e supersíncronas, o que configura grande vantagem da configuração quando comparada com sistemas de geração a velocidade fixa com caixas de engrenagem e conversores estáticos de frequência[4].

Para o controle das correntes rotóricas da Máquina de indução duplamente alimentada (MIDA), o controle vetorial por orientação de fluxo vem sendo amplamente explorado tanto em sua operação como motor[5], quanto como operado na geração de energia. Esta técnica possui grande vantagem por simplificar a abordagem da máquina trifásica a um modelo bifásico equivalente em que suas correntes permitem o controle isolado da potência reativa de estator e do torque eletromagnético desenvolvido.

No entanto, o controle vetorial de corrente de rotor no Gerador de indução duplamente alimentado (GIDA) possui alguns obstáculos inerentes ao seu modelo quando realizado a orientação de fluxo de estator. Nota-se primeiramente um acoplamento não linear entre as correntes bifásicas em função da velocidade de escorregamento em operação, o que dificulta a obtenção de um modelo linear para a correta sintonia dos controladores e conseqüentemente sua alocação desejada de pólos. Adicionalmente percebe-se efeitos não lineares inerentes às restrições na tensão de rotor aplicada, definidas pelo próprio conversor bidirecional utilizado, e também ao efeito de saturação na indutância de magnetização da máquina[2].

De forma a reduzir o efeito de acoplamento, um compensador *feedforward* em função da velocidade de escorregamento pode ser somado ao sinal de controle com o objetivo de reduzir ou até cancelar o acoplamento cruzado entre correntes, possibilitando então metodologias de sintonia baseado em um sistema de primeira ordem MIMO desacoplado,

como visto em [6].

Para reduzir o efeito de acoplamentos cruzados e efeitos não lineares causados por restrições em seus estados e entradas, técnicas de controladores ótimos são exploradas. Dentro desta família de controladores, as variações do controle preditivo baseado em modelo<sup>1</sup> conseguem lidar naturalmente com sistemas multivariáveis, além de não linearidades como restrições inerentes a atuadores e limitantes de operação e segurança do sistema[7]. É possível observar aplicações do controle preditivo aplicado ao controle de potência e torque da máquina de indução duplamente alimentada, superando os desafios relacionados ao controle de corrente do GIDA[8][9][10].

Entretanto, o alto custo computacional deste método é o maior desafio em sua aplicação na conversão de energia eólica utilizando o GIDA. Seu tempo de resposta exigido nas mudanças de referência é suficientemente rápido para que o MPC necessite operar com um horizonte de controle e previsão reduzido, sacrificando assim o potencial desta técnica em trabalhar com uma lei de controle otimizada. Esta desvantagem vem sendo superada por variantes do MPC, tornando possível reduzir seu tempo de processamento e custo computacional[11][12].

Esta dissertação avalia estratégias de baixo custo computacional baseadas no controlador preditivo com restrições aplicadas ao gerador de indução duplamente alimentado. Nestas estratégias, o efeito de um sinal de desacoplamento das malha de corrente de rotor será de fundamental importância para a definição de uma lei de controle ótima e de baixo custo computacional.

## 1.1 Motivação

Um dos grandes desafios enfrentado pelo setor energético tem sido de atender a demanda crescente de energia elétrica no mundo. Contudo, a preocupação com os níveis de emissão de  $CO_2$ , responsáveis pelo aquecimento global e mudanças climáticas, vem mostrando a necessidade de geração de energia por matrizes cada vez menos poluentes e danosas ao meio ambiente. De acordo com estudo realizado pelo *Intergovernmental Panel on Climate Change* (IPCC), o processo de aquecimento global ainda pode ser reversível se os países tomarem medidas para manter o aumento da temperatura média global em 1,5° Celsius dentro de doze anos[13].

Para atender esta demanda de maneira sustentável, a energia eólica vem desempenhando papel importante na produção de eletricidade tanto em sistemas isolados quanto em sistemas interligados à outras fontes de geração de energia. O Brasil atingiu a marca de 15GW de capacidade instalada em usinas eólicas ao final de 2018, valor este que era 59% menor em 2015. Além disso, estima-se que a capacidade instalada no país cresça

---

<sup>1</sup> Do inglês *Model Predictive Controller* (MPC)

aproximadamente 5,8% por ano até 2024[1]. A Figura 1 mostra a evolução da capacidade instalada no Brasil com base nos leilões de geração de energia ofertados e contratados até Janeiro de 2019.

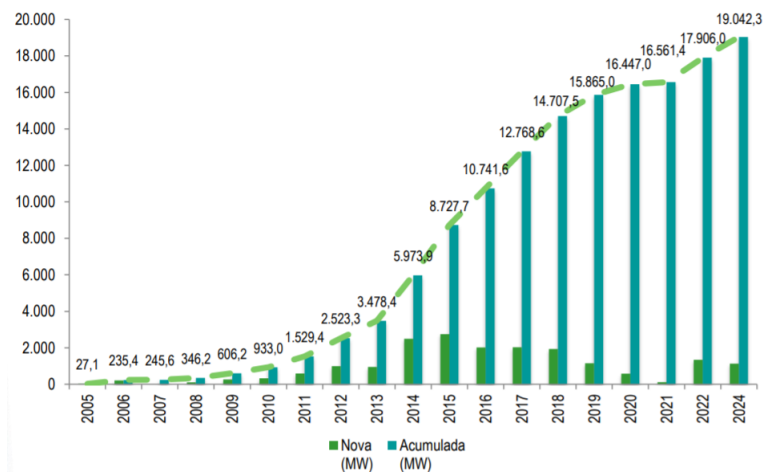


Figura 1 – Evolução da capacidade instalada de energia eólica no Brasil [1]

Embora esta matriz se apresente como uma fonte de energia limpa de baixo custo de instalação e que praticamente não cause agressões ao meio ambiente, ela apresenta algumas barreiras tecnológicas do ponto de vista operacional. Estas dificuldades podem ser observadas principalmente no desempenho do sistema, considerando sua estabilidade transitória, a estabilidade das tensões na rede e na qualidade da energia gerada. Características essas diretamente afetadas pelo comportamento dinâmico da turbina eólica e pelo comportamento dos ventos incidentes[6].

Dessa forma, a evolução da tecnologia aplicada aos centros de geração vem sendo observada desde a década de 80 com o objetivo de minimizar seus custos de operação, aumentando assim sua eficiência. O conceito de geração eólica a velocidade fixa através de um gerador de indução com rotor em gaiola foi amplamente utilizado na década de 80 e 90 e é utilizado ainda hoje em sistemas de baixo custo e alta simplicidade. Esta configuração possui desvantagem ao exigir uma caixa de engrenagens com alta relação de transformação para sincronizar a baixa velocidade de rotação das turbinas com as altas frequências elétricas da rede na qual o sistema está interligado, exigindo também máquinas com uma maior quantidade de pólos[14].

O conceito de sistemas eólicos com velocidade variável começou a ser visto no meio da década de 90 ao utilizar geradores de indução com rotores bobinados. Sua velocidade de rotação era parcialmente controlada por meio de banco de resistores conectados a seu rotor, possibilitando um alívio de stress mecânico e uma resposta elétrica mais suave. Contudo, a perda constante de potência de dissipação nos resistores representa a maior desvantagem deste conjunto, o que compromete consideravelmente sua eficiência[2].

Outra abordagem à geração de energia com velocidade variável se dá ao utilizar

um gerador síncrono com seu estator conectado à rede por um conversor de potência. Tal configuração possibilitou a operação com total controle de potência e velocidade sem a necessidade de escovas coletoras ou de caixas de engrenagens muito complexas. Apesar das consideráveis vantagens, sua operação depende de um conversor do mesmo nível de potência nominal que o sistema turbina-gerador, tornando seu custo de instalação e manutenção pouco atrativo.

Com isso, o gerador de indução duplamente alimentado se apresenta como uma alternativa que vem sendo utilizada desde o início do século. Enquanto seu estator é diretamente conectado à rede, seus enrolamentos de rotor são alimentados por um conversor de potência que normalmente tem a capacidade de 30% da própria turbina na qual está conectado[15]. Com tal conversor, a amplitude e frequência da corrente rotórica podem ser manipuladas de forma que o fluxo de potência no rotor seja bidirecional, permitindo sua operação com eficiente controle de potência entregue à rede em qualquer região de velocidade.

## 1.2 Revisão Bibliográfica

O uso da máquina de indução duplamente alimentada foi inicialmente utilizada no acionamento de motores, como visto em [16]. Neste trabalho, o controle de torque e potência reativa é apresentado onde não há uso de sensores de posição para realização da orientação de fluxo da máquina trifásica. Pela orientação de fluxo de rotor, é mostrada a capacidade da máquina operar com um fator de potência controlado para qualquer região de velocidade, característica não observada em motores de indução com rotor em gaiola[17].

Um dos primeiros trabalhos a apresentar a máquina de indução operando como gerador usando conversores *back-to-back* foi feito em 1996 [18]. Através de experimentos, foi mostrado que o controle vetorial por orientação de fluxo permite a regulação da potência reativa e ativa de forma independente em função das correntes de eixo direto e quadratura. Com o objetivo de extrair a máxima potência da turbina, foi proposta, como alternativa à malha de velocidade, uma estratégia de controle de torque, onde se evidenciou notável vantagem da aplicação quando comparada a geradores síncronos quando operados em velocidades variáveis[14].

O gerador, através do conversor *back-to-back* como interface entre o estator de um gerador de indução com rotor em gaiola e a rede foi proposta em [19]. Para realização do método, a posição espacial do fluxo rotórico foi estimada, visto que as tensões e correntes rotóricas não são acessíveis em tal configuração. Esta estratégia se apresentou como alternativa mais barata ao GIDA, mesmo que a eficácia do método esteja condicionada às características mecânicas da turbina, obrigando ao conjunto gerador-turbina a operar em

velocidades em que não excedam o seu torque máximo.

A aplicação do controle direto de potência<sup>2</sup> ativa e reativa de estator é desenvolvida em [20] de forma semelhante ao controle direto de torque aplicado ao gerador[21] e ao motor de indução duplamente alimentado [22]. A regulação da potência é alcançada pela devida seleção dos estados dos conversores trifásicos, comandados com o auxílio de uma tabela de chaveamento que leva em consideração o erro das potências ativa e reativa de estator. Apesar deste método apresentar uma maior simplicidade de implementação quando comparado ao controle por orientação de fluxo, o DPC em geral apresenta algumas dificuldades quando opera em velocidades muito baixas[23].

Em [6] é proposta uma metodologia de sintonização controle digital para o GIDA quando este é integrado à rede elétrica. Uma avaliação no domínio da frequência é utilizada para determinação dos ganhos dos controladores discretos de forma a filtrar o efeito das harmônicas geradas pelo sinal modulado via PWM de forma a ditar a sequencia de chaveamento do conversor que alimenta o GIDA. Com o objetivo de minimizar o efeito de acoplamento cruzado entre as malhas de corrente rotóricas no eixo síncrono, o GIDA foi descrito como dois sistemas de primeira ordem perfeitamente desacoplados. Tal descrição deveu-se à aplicação de um sinal virtual, somado ao sinal de controle, que é responsável pelo cancelamento de tal acoplamento.

A potência ativa e reativa de estator do GIDA são controlados ao utilizar um modulador do tipo *Space Vector Width Modulation* (SVPWM) em [24]. Esta técnica se mostra consideravelmente fácil de ser aplicada quando comparada com outras técnicas de modulação por largura de pulso. Seu desempenho foi avaliado em casos de velocidade variável e também durante a recuperação de uma falta assimétrica fase-neutro.

Com o intuito de simplificar o *hardware* da solução de controle vetorial por orientação de fluxo do GIDA, alguns trabalhos oferecem métodos interessantes para estimação dos fluxos e velocidade de eixo. [25] propõe um observador adaptativo MRAS<sup>3</sup> de velocidade a partir de leituras de corrente de estator e rotor. Um filtro de Kalman extendido também foi projetado para estimação da posição espacial do fluxo de rotor [26]. Apenas as leituras de corrente e tensão da máquina foram realizadas nestas estratégias, o que retirou a necessidade de *encoders* para adquirir a posição angular do rotor durante sua operação.

[4] e [27] revisaram o estado da arte de algoritmos de rastreamento de ponto de potência máxima aplicados na geração de energia eólica. Aqui é verificado que o OTC<sup>4</sup> representa a técnica mais satisfatória dentre as mais relevantes no estado da arte, onde a referência de torque eletromagnético é dado baseado na velocidade de vento incidente nas pás da turbina.

<sup>2</sup> Traduzido de *Direct Power Control* (DPC)

<sup>3</sup> Model Reference Adaptative System (MRAS)

<sup>4</sup> *Optimum Torque Control* (OTC)

De forma a melhor desempenhar o controle de potência e velocidade, técnicas de controle ótimo foram avaliadas na regulação de corrente da máquina de indução duplamente alimentada. Em [28] é apresentado o projeto de um regulador quadrático linear com ação integral aplicado ao gerador de indução duplamente alimentado. Com o algoritmo, tornou-se possível operar com determinada velocidade de eixo e fator de potência unitário além de também considerar o controle do barramento DC pela mesma estratégia. A fim de melhorar o desempenho da aplicação do LQR no GIDA, [29] propôs o uso do algoritmo genético para escolha dos parâmetros que obtenham a melhor resposta de corrente na máquina.

Com o auxílio do Filtro de Kalman estendido para a estimação da velocidade e fluxo do rotor, [8] propõe um MPC a partir do modelo em espaço de estados do MIDA. Sua lei de controle é resultado da minimização da função custo que considera o esforço de controle e os erros entre as saídas preditas e suas respectivas referências futuras.

[9] apresenta o estado da arte de técnicas de MPC aplicados em geração de energia de matrizes renováveis. As principais técnicas de controle ótimo aplicadas tanto em plantas solares, quanto em usinas eólicas são avaliadas, mostrando suas principais vantagens e desvantagens.

O Controle Preditivo Generalizado (GPC) com restrições aplicado em uma planta solar através de um modelo linearizado por *feedback* é visto em [30]. Neste trabalho, as restrições impostas à lei de controle são mapeadas a cada passo, sendo elas função do sinal aplicado pela linearização, apresentando resultados satisfatórios mesmo com a incidência de perturbações e erros na modelagem.

Para o controle de velocidade e rejeição de perturbação, [31] propôs uma estratégia de GPC robusto não linear aplicada ao motor síncrono de ímã permanente. De forma a manter a limitação na corrente, um compensador anti-windup foi proposto utilizando blocos de saturação em sua definição da lei de controle. Através de testes foi demonstrado a eficiência do compensador *anti-windup* em conjunto com o GPC linear projetado.

Por fim, o controle de potência do GIDA utilizando um controlador preditivo baseado em modelo é proposta em [10]. Sua lei de controle é definida pela otimização da função custo que considera o esforço de controle e os erros futuros preditos. A efetividade do método com a variação dos parâmetros de indutância da máquina foi avaliada e concluiu-se que tais variações podem ser ignoradas. As predições são calculadas com base no modelo em espaço de estados linearizado do gerador, atualizado a cada passo em função da leitura de sua velocidade de escorregamento. Mesmo possuindo resultados satisfatórios, o método possui limitação na escolha do horizonte de predição, uma vez que o custo computacional da estratégia aumenta consideravelmente quanto maior for o horizonte escolhido.

## 1.3 Objetivos Gerais

Este trabalho tem por objetivo propor contribuições à aplicação do MPC de baixa complexidade computacional com restrições no controle da corrente de rotor e, por consequência, da velocidade e potência reativa do GIDA. O modelo incremental utilizado para o cálculo ótimo do incremento do controle é resultado de um desacoplamento da malha das correntes rotóricas via *feedforward*.

Adicionalmente, será avaliada uma alternativa à abordagem com restrições onde a solução analítica para a lei de incremento de controle é aplicada e um compensador *anti-windup* será utilizado para lidar com as restrições no sinal de controle. Em todas as avaliações com restrição,

Por fim, o desempenho de ambas as estratégias serão comparadas a um regulador quadrático linear (LQR) equivalente aplicado ao mesmo sistema de geração. Será visto que, com a utilização do modelo incremental, a mesma técnica *anti windup* pode ser aplicada no LQR.

## 1.4 Objetivos Específicos

- Apresentação o modelo matemático do GIDA no sistema de referência síncrono;
- Obter o modelo linear desacoplado proveniente do cancelamento dos termos cruzados de corrente;
- Desenvolver a estratégia de MPC com restrições a partir do modelo incremental desacoplado;
- Propor uma alternativa ao MPC com restrições, com o auxílio da técnica de integração condicional;
- Avaliar a aplicação do LQR para o controle de corrente do GIDA;
- Analisar o desempenho das técnicas propostas na presença de erros de modelagem.

## 1.5 Organização do Trabalho

Esse documento é composto inicialmente por esse capítulo que realiza uma breve discussão do panorama da geração de energia eólica no Brasil e no mundo, além de apresentar uma revisão bibliográfica sobre a evolução do controle do gerador de indução duplamente alimentado e sobre os algoritmos de controle ótimo aplicados a este sistema.

O Capítulo 2 apresenta um resumo sobre o controle preditivo baseado em modelo com restrições e sua formulação em espaço de estados a partir do modelo incremental de

um sistema linear é abordado. As discussões realizadas neste capítulo serão essenciais para o projeto dos controladores feitos em capítulos posteriores.

Os modelos matemáticos do GIDA tanto no sistema de referência estacionário quanto no sistema de referência síncrono são apresentados no Capítulo 3. Em seguida a potência de estator e o torque eletromagnético desenvolvido quando este é representado no eixo  $dq$  girante com velocidade síncrona são avaliadas.

No Capítulo 4 o controle vetorial de corrente através da orientação de fluxo de estator é descrito, onde será visto que é possível controlar a velocidade de rotor e potência reativa de estator de maneira desacoplada em função das componentes vetoriais de corrente de rotor. Em adição, todo aparato matemático necessário para realização da orientação de fluxo será descrita.

O Capítulo 5 apresenta as contribuições ao controle preditivo aplicado ao gerador de indução duplamente alimentado, onde se busca uma solução de baixo custo computacional que considere as restrições inerentes ao GIDA, e que seja tão efetivo quanto aos resultados presentes na bibliografia. Tendo em vista a comparação dos algoritmos preditivos com controladores não ótimos, uma abordagem de um LQR com restrições também é proposto.

As simulações utilizando os controladores discutidos nesta dissertação são apresentados e seus resultados são devidamente comentados no Capítulo 6. O efeito de suas respostas perante erros na obtenção de parâmetros são avaliados nos três cenários discutidos e seus desempenhos em regime transitório e permanente serão discutidos.

Por fim, o Capítulo 7 apresenta as considerações finais com base nos resultados obtidos além de uma sugestão de trabalhos futuros de forma a complementar as contribuições aqui avaliadas.



## 2 Controle Preditivo Baseado em Modelo

### 2.1 Introdução

O controle preditivo baseado em modelo foi originado por vários artigos publicados no fim da década de 70, no qual foi apresentado grande interesse da indústria química devido à simplicidade dos seus algoritmos e à necessidade de um modelo representativo que pode ser encontrado utilizando tanto sua resposta ao impulso, quanto sua resposta ao degrau unitário. De maneira alternativa, alguns modelos podem ser elaborados via formulação em espaço de estados. Mesmo que possuindo mais parâmetros envolvidos do que as estratégias de controle clássicas, o MPC usualmente se apresenta mais atrativo no meio industrial por ser intuitivo em seu funcionamento, não necessitando de informações muito precisas para a identificação do seu modelo[32].

A família de controladores preditivos apresenta algumas vantagens perante outros reguladores não otimizados. Primeiramente, é perceptível a naturalidade em lidar com sistemas multivariáveis, além de considerar o atraso de resposta da planta de maneira simples. Além disso, os algoritmos usados conseguem considerar restrições impostas ao sistema analisado, seja nas suas entradas ou saídas.

Mesmo que a formulação de sua lei de controle seja de simples implementação, o MPC ainda assim possui maior complexidade computacional quando comparado aos controladores clássicos. Ainda assim, perante as vantagens citadas e ao poder de processamento atual[32], o MPC ainda assim se mostra como uma estratégia atrativa em alguns problemas por lidar de maneira efetiva em casos multivariáveis[10] e com restrições[33].

O cálculo da lei de controle através desta estratégia consiste em basicamente três passos:

- Definição de um modelo de predição para caracterização das saídas futuras dentro de um horizonte de predição definido;
- Cálculo de uma sequência de sinais de controle de forma a minimizar uma função custo, que considera, além do próprio esforço de controle, o erro entre as saídas preditas e as referências futuras;
- A aplicação do princípio do horizonte deslizante, que aplica o primeiro sinal da sequência calculada a cada passo de controle.

## 2.2 Elementos do MPC

A Figura 2 mostra o esquemático simplificado do MPC cujo modelo é utilizado para calcular as saídas previstas da planta. Para realização da previsão, necessita-se dos valores de entrada e saída da planta, além dos próprios conjunto de entradas futuras definidas pelo otimizador, de forma a minimizar uma função custo que considera o esforço de controle e os erros previstos dentro de um determinado horizonte de previsão.

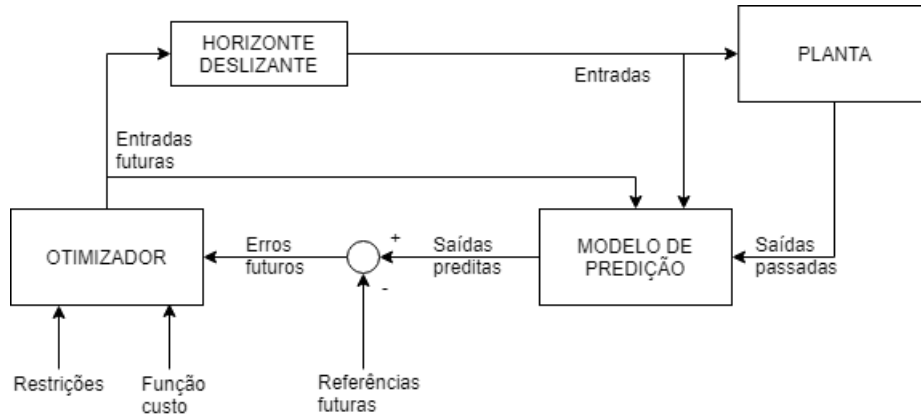


Figura 2 – Estrutura básica do MPC

É importante observar que, caso o modelo em questão seja linear, a função custo utilizada seja quadrática e não haja restrições, uma solução explícita pode ser encontrada a partir do otimizador. Caso contrário, métodos iterativos de otimização devem ser aplicados, como visto em [34].

A lei de controle representada na Figura 3 segue a seguinte estratégia:

1. As saídas futuras para um determinado horizonte de previsão  $N$  são previstas baseadas em um modelo linear de resposta da planta já pré-definido. As saídas previstas  $y(t+k|t)$  para  $k = 1 \dots N$ , sendo  $N$  o horizonte de previsão, dependem das leituras das saídas e entradas passadas do sistema e também dos valores de controles futuros  $u(t+k|t)$  para  $k = 0, 1, \dots, N_u$ , sendo  $N_u$  o horizonte de controle. Importante observar que, para uma manutenção na qualidade de resposta do MPC, uma estratégia de atualização do modelo deve ser avaliada quando a planta controlada possui algum comportamento não linear.
2. A definição dos sinais de controle futuros é feita através da minimização da função custo com a finalidade do processo manter suas saídas o mais próximo possível de uma referência definida. Geralmente tal função possui forma quadrática e depende do esforço de controle e do erro entre as saídas previstas e as referências futuras.
3. O sinal de controle  $u(t|t)$  é enviado como entrada do processo e todos os outros sinais futuros calculados são descartados, iniciando novamente a etapa 1 no próximo passo de controle, respeitando o princípio do horizonte deslizante.

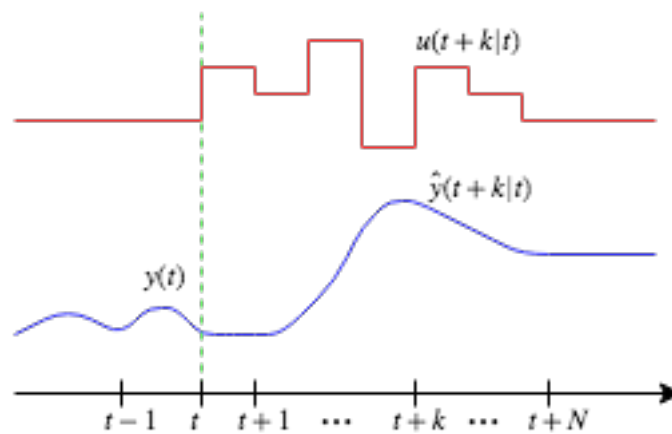


Figura 3 – Estratégia do MPC

Diversos modelos de predição são amplamente descritos na literatura e algumas estratégias podem utilizar modificações da formulação elaborada anteriormente. O modelo utilizado pelo GPC em suas predições utiliza saídas amostradas do sistema quando este é excitado ao impulso unitário, por exemplo. De maneira semelhante, o DMC<sup>1</sup> utiliza a resposta ao degrau unitário para levantamento dos parâmetros de uma matriz de predição que será utilizada para o cálculo da função custo. Porém, devido à facilidade de lidar com casos multivariáveis e por já existir trabalhos passados com esta abordagem, a formulação do modelo em espaço de estados será abordada na aplicação do controle vetorial em máquinas elétricas por meio deste estudo.

## 2.3 Formulação em Espaço de Estados

Considere um sistema linear cuja dinâmica no tempo discreto é dada pela seguinte representação em espaço de estados[35]:

$$\begin{aligned} x[k+1] &= Ax[k] + Bu[k] \\ y[k] &= Cx[k]. \end{aligned} \quad (2.1)$$

De forma a melhorar a rejeição de perturbação em regime permanente, um integrador é adicionado ao modelo, resultando no modelo incremental na qual a nova entrada é o diferencial de controle  $\Delta u[k] = u[k] - u[k-1]$ :

<sup>1</sup> Dynamic Matrix Control (DMC)

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta x[k+1] \\ y[k+1] \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A & \emptyset \\ CA & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x[k] \\ y[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ CB \end{bmatrix} \Delta u[k] \\ y[k] &= \begin{bmatrix} \emptyset & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x[k] \\ y[k] \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (2.2)$$

sendo  $\Delta x[k] = x[k] - x[k-1]$ . Dessa forma, com o vetor de incremento de estados igual a  $\xi[k] = [\Delta x[k]' \ y[k]']'$ , o novo modelo em espaço de estados fica:

$$\begin{aligned} \xi[k+1] &= \bar{A}\xi[k] + \bar{B}\Delta u[k] \\ y[k] &= \bar{C}\xi[k]. \end{aligned} \quad (2.3)$$

Nesta nova formulação, as novas matrizes  $\bar{A}$ ,  $\bar{B}$  e  $\bar{C}$  são encontradas ao comparar as Equações (2.2) e (2.3). É importante observar que alguns trabalhos utilizam uma abordagem ligeiramente diferente, no qual o vetor de incremento de estados é dado pelos estados atuais e sinais de controle aplicados no instante  $k-1$ , como visto em [8] e [32].

Tendo o vetor de incrementos futuros no instante  $k$ ,  $\Delta \hat{u}[k]$  é definido pela seguinte expressão:

$$\Delta \hat{u}[k] = [\Delta u[k|k]' \ \Delta u[k+1|k]' \ \cdots \ \Delta u[k+N_u-1|k]']'. \quad (2.4)$$

De forma semelhante, o vetor de saídas preditas dentro do horizonte  $k+N$  é determinado por:

$$\hat{y}[k] = [y[k+1|k]' \ y[k+2|k]' \ \cdots \ y[k+N|k]']'. \quad (2.5)$$

Utilizando a expressão (2.3) recursivamente, as saídas preditas na expressão 2.5 são reescritas na forma  $\hat{y}(k) = F\xi(k) + H\Delta \hat{u}(k)$ :

$$\hat{y}(k) = \begin{bmatrix} \bar{C}\bar{A} \\ \bar{C}\bar{A}^2 \\ \vdots \\ \bar{C}\bar{A}^N \end{bmatrix} \xi(k) + \begin{bmatrix} \bar{C}\bar{B} & \emptyset & \cdots & \emptyset \\ \bar{C}\bar{A}\bar{B} & \bar{C}\bar{B} & \cdots & \emptyset \\ \vdots & \vdots & \ddots & \emptyset \\ \bar{C}\bar{A}^{N-1}\bar{B} & \bar{C}\bar{A}^{N-2}\bar{B} & \cdots & \bar{C}\bar{A}^{N-N_u}\bar{B} \end{bmatrix} \Delta \hat{u}[k|k]. \quad (2.6)$$

Pela expressão (2.6), nota-se que a predição de saída é composta pela soma de dois termos: o primeiro, nomeado por resposta livre, depende apenas da leitura dos estados em um dado instante  $k$  e avalia a resposta dinâmica do processo sem a influência de entradas no intervalo de tempo dentro do horizonte de predição. Já o segundo termo, denominado

como resposta forçada, avalia a parcela da resposta do sistema quando este é estimulado por uma sequência de sinais de controle futuros.

Este conjunto de sinais é definido pela minimização da função custo  $J$  que, através dos ganhos  $Q$  que pondera os erros futuros entre as saídas previstas e referências futuras, e  $R$ , que leva em consideração o esforço de controle em função de  $\Delta\hat{u}$ . É importante observar que tais ganhos são definidos positivos, ou seja,  $Q > 0$  e  $R > 0$ . Isto posto, a função custo pode ser representada pela seguinte expressão:

$$J = (\hat{y}[k] - \hat{y}_r[k])'Q(\hat{y}[k] - \hat{y}_r[k])' + \Delta\hat{u}[k]'R\Delta\hat{u}[k], \quad (2.7)$$

sendo  $\hat{y}_r[k]$  o vetor de referências futuras:

$$\hat{y}_r[k] = [y_r[k+1|k]' \quad y_r[k+2|k]' \quad \dots \quad y_r[k+N|k]']'. \quad (2.8)$$

A função custo pode ser reescrita de forma a representar uma função quadrática tendo  $\Delta\hat{u}$  como sua variável ao combinar as Equações (2.6) e (2.7):

$$J(\Delta\hat{u}[k]) = \Delta\hat{u}[k]'(H'QH + R)\Delta\hat{u}[k] + 2(F\xi[k] - \hat{y}_r[k])QH\Delta\hat{u}[k]. \quad (2.9)$$

Como visto anteriormente, a sequência de entradas futuras ao sistema pode ser encontrada ao encontrar um conjunto de controle que represente um mínimo global da função expressa em (2.9), caso não haja nenhuma restrição imposta à planta. Assim, o ponto ótimo da função custo pode ser facilmente encontrado ao solucionar a equação  $\partial J/\partial\Delta\hat{u} = 0$ , resultando na solução analítica do MPC:

$$\Delta\hat{u}[k] = (H'QH + R)^{-1}H'Q'(F\xi[k] - \hat{y}_r[k]). \quad (2.10)$$

É importante observar que a minimização aqui exposta resulta em uma sequência de incrementos de controles futuros que, através do princípio do horizonte deslizante, apenas o primeiro sinal é enviado para o sistema e uma nova sequência é calculada no próximo passo através de novas leituras dos estados da planta.

Como a solução da minimização da função custo em (2.9) retorna o incremento de controle no instante  $k$ , o sinal de controle aplicado ao sistema é dado por:

$$u[k] = \Delta u[k|k] + u[k-1]. \quad (2.11)$$

### 2.3.1 Lei de controle com restrições na entrada

Na existência de restrições aplicadas ao controlador, o minimizador deve encontrar o mínimo global, caso sua solução analítica atenda todas as condições, ou o mínimo local

da função custo que atenda as restrições impostas. Isto posto, a lei de controle é dada por meio de métodos iterativos de otimização que encontre uma solução ao minimizar uma função quadrática do tipo  $J = \frac{1}{2}\Delta\hat{u}[k]'\bar{H}\Delta\hat{u}[k] + \bar{b}\Delta\hat{u}[k] + f_0$  e que esteja sujeita à seguinte condição no incremento de controle:

$$G_{du}\Delta\hat{u}[k] \leq a_{du}. \quad (2.12)$$

Os termos  $\bar{H}$  e  $\bar{b}$  podem ser adquiridos através da expressão (2.9). Por sua vez, a inequação (2.12) deve ser escrita de forma que a condição de restrição seja aplicada para todos os sinais futuros de incremento de controle. A matriz de pesos  $G_{du}$  e o vetor coluna  $a_{du}$  devem ser escolhidos de forma a atender tais condições.

Para melhor ilustrar, a restrição em que  $\Delta\bar{u}_{min} \leq \Delta\hat{u}[k] \leq \Delta\bar{u}_{max}$  aplicada a todo instante  $k$ , (2.12) pode ser reescrita de forma que:

$$G_{du} = \begin{bmatrix} I_{N_u \times N_u} \\ -I_{N_u \times N_u} \end{bmatrix}, a_{du} = \begin{bmatrix} \Delta\bar{u}_{max} \\ -\Delta\bar{u}_{min} \end{bmatrix}, \quad (2.13)$$

considerando  $\Delta\bar{u}_{max}$  e  $\Delta\bar{u}_{min}$  são vetores colunas contendo uma quantidade de elementos igual ao horizonte de controle  $N_u$  da estratégia.

Contudo, nem todas aplicações reais consideram restrições apenas no incremento do sinal de controle, sendo necessário considerar restrições na entrada ou na saída. Considerando a restrição na entrada, que será avaliada neste estudo, a sequência de controles futuros  $\hat{u}[k]$  pode ser reescrita em função dos incrementos de controle e do valor de entrada aplicado no instante anterior, resultando na seguinte expressão:

$$\hat{u}[k|k] = M_u\Delta\hat{u}[k|k] + L_u u[k-1];$$

$$\hat{u}[k|k] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 1 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 1 & \cdots & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u[k|k] \\ \Delta u[k+1|k] \\ \vdots \\ \Delta u[k+N_u|k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} u[k-1]. \quad (2.14)$$

Sendo assim, a condição de restrição de uma estratégia de MPC que minimize a função custo descrita na equação (2.9) e que satisfaça a  $\bar{u}_{min} \leq \hat{u}[k] \leq \bar{u}_{max}$  pode ser reescrita em função do incremento de controle, conforme a expressão abaixo:

$$G_{du}M_u\Delta\hat{u} \leq a_u - \bar{L}_u u[k-1], \quad (2.15)$$

sendo o vetor  $a_u$  representa as restrições de sinal mínimo e máximo para todo instante  $k$ . O vetor  $\bar{L}_u$  é necessário para que a condição seja corretamente aplicada ao sinal de controle:

$$a_u = \begin{bmatrix} \bar{u}_{max} \\ \bar{u}_{min} \end{bmatrix}, \bar{L}_u = \begin{bmatrix} L_u \\ -L_u \end{bmatrix}. \quad (2.16)$$

## 2.4 Considerações Finais

Este capítulo apresenta a fundamentação matemática necessária para a elaboração da lei de controle via MPC em espaço de estados. Seu sinal de controle é definido pelo princípio do horizonte deslizante, que seleciona o primeiro de uma sequencia de sinais de controle resultantes da minimização de uma função custo que considera o esforço de controle e os erros preditos de um sistema linear. Com isso, foram estabelecidos conceitos essenciais que serão utilizados durante o desenvolvimento das estratégias propostas.

## 3 Modelagem Dinâmica da Máquina de Indução Duplamente Alimentada

O modelo dinâmico da máquina de indução duplamente alimentada possui grande importância para o entendimento do comportamento e relação entre suas tensões, correntes e fluxos. Tal modelo será aqui abordado com o objetivo de demonstrar que a potência e o torque da máquina podem ser funções exclusivas de componentes vetoriais da corrente de vetor, quando há a devida aplicação da orientação de fluxo de estator em suas equações elétricas trifásicas.

As equações abordadas nesta dissertação tomam como ponto de partida as representações elétricas trifásicas e mecânicas já consolidadas pela literatura, como mostrado em [3] e [5], e adotam a máquina na convenção receptor elétrico ou motor, em que o sinal positivo de potência indica o fluxo de potência em direção aos terminais de rotor ou estator da máquina, vindo da própria rede no qual está conectado. Esta convenção foi adotada apenas devido à grande disponibilidade de estudos já realizados desta maneira.

A partir de diversas transformações vetoriais [5], o modelo dinâmico da máquina trifásica pode ser representado por um circuito bifásico equivalente que seja adequado para simplificar sua análise de potência, dinâmica de corrente e desenvolvimento de torque, tornando possível assim o futuro controle do Gerador de Indução Duplamente Alimentado. Para o desenvolvimento deste modelo, algumas simplificações devem ser consideradas [6]:

- A saturação do núcleo ferromagnético é desprezada;
- A distribuição de fluxo magnético no entreferro da máquina é considerado uniforme em toda sua extensão;
- A relação de transformação entre as bobinas de estator e rotor é unitária;
- A máquina de indução é um equipamento trifásico perfeitamente equilibrado.

### 3.1 Modelo no sistema de referência estacionário

Partindo das equações trifásicas da máquina de indução, uma transformação trifásica-bifásica para a corrente de estator é dada em função da matriz de transformação



inversível  $T_{3-2}$ :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{\alpha,s} \\ \dot{i}_{\beta,s} \\ \dot{i}_{0,s} \end{bmatrix} = T_{3-2} \begin{bmatrix} \dot{i}_{a,s} \\ \dot{i}_{b,s} \\ \dot{i}_{c,s} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{a,s} \\ \dot{i}_{b,s} \\ \dot{i}_{c,s} \end{bmatrix}, \quad (3.1)$$

sendo a corrente  $i_0$  representa a corrente de sequência zero de um sistema trifásico. É de fácil observação que esta corrente é sempre nula para sistemas trifásicos equilibrados e seu efeito será desconsiderado nesta análise.

Visto que a máquina está devidamente representada em eixos bifásicos, como observado em (3.1), a tensão de estator da máquina pode ser representada pela seguinte expressão vetorial:

$$\vec{v}_{\alpha\beta,s} = v_{\alpha,s} + jv_{\beta,s} = r_s \vec{i}_{\alpha\beta,s} + \frac{d\vec{\lambda}_{\alpha\beta,s}}{dt}, \quad (3.2)$$

considerando  $r_s$  a resistência de enrolamento do estator por fase e  $\lambda_{\alpha\beta,s}$  a representação do fluxo de estator no eixo bifásico estacionário  $\alpha\beta$ . De maneira semelhante, a tensão de rotor também é calculada pela seguinte expressão:

$$\vec{v}_{\alpha\beta,r} = r_r \vec{i}_{\alpha\beta,r} + \frac{d\vec{\lambda}_{\alpha\beta,r}}{dt} - j\omega_r \lambda_{\alpha\beta,r}, \quad (3.3)$$

sendo  $r_r$  a resistência de enrolamento do rotor e a velocidade elétrica de rotor representada por  $\omega_r$ . As expressões de fluxo de estator e de rotor também podem ser definidas em formas vetoriais no sistema de referência estacionário, como observado a seguir:

$$\vec{\lambda}_{\alpha\beta,s} = L_s \vec{i}_{\alpha\beta,s} + L_M \vec{i}_{\alpha\beta,r}; \quad (3.4)$$

$$\vec{\lambda}_{\alpha\beta,r} = L_M \vec{i}_{\alpha\beta,s} + L_r \vec{i}_{\alpha\beta,r}. \quad (3.5)$$

As indutâncias próprias de estator  $L_s$  e de rotor  $L_r$  são resultado das somas das indutâncias próprias  $L_{ls}$  e  $L_{lr}$  com a indutância de magnetização  $L_m$ :

$$L_s = L_{ls} + L_M; \quad (3.6)$$

$$L_r = L_{lr} + L_M. \quad (3.7)$$

Com as equações aqui estabelecidas, o GIDA pode ser modelado por dois circuitos elétricos equivalentes de eixos estacionários  $\alpha$  e  $\beta$ . A Figura 4 apresenta a representação elétrica equivalente para cada coordenada cujas correntes, tensões e fluxos giram na

velocidade síncrona imposta pela rede no qual o GIDA está conectado. Lembrando que, por assumir-se que a relação de espiras entre os enrolamentos de estator e rotor é unitária, todas as variáveis rotóricas estão devidamente referenciadas ao estator.

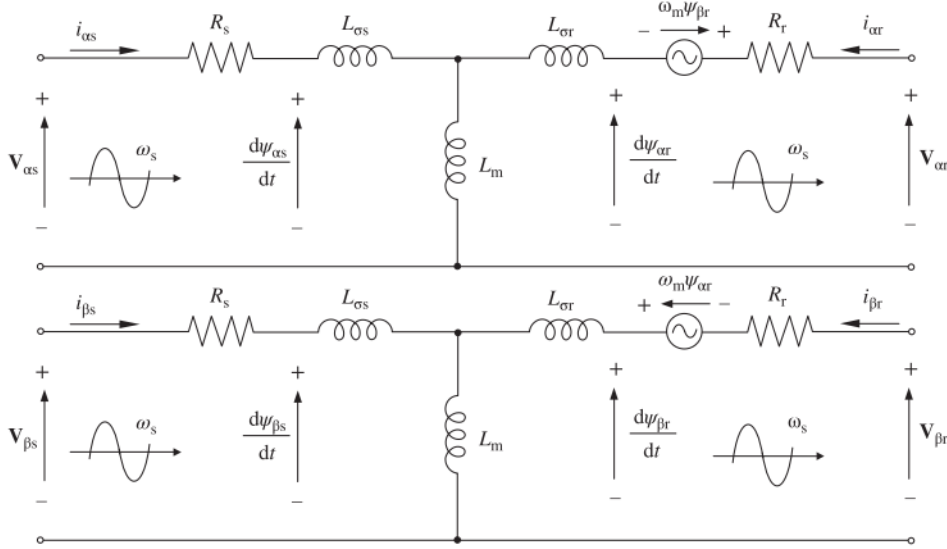


Figura 4 – Circuito equivalente do GIDA no sistema de referência estacionário[2]

Um dos grandes ganhos na análise da máquina no sistema de referência estacionário é a simplificação da sua análise de fluxo de potência nos terminais do estator e rotor, que podem ser facilmente calculados em função de suas correntes e tensões[3]:

$$P_s = \frac{3}{2}(v_{\alpha,s}i_{\alpha,s} + v_{\beta,s}i_{\beta,s}), \quad (3.8)$$

$$P_r = \frac{3}{2}(v_{\alpha,r}i_{\alpha,r} + v_{\beta,r}i_{\beta,r}), \quad (3.9)$$

$$Q_s = \frac{3}{2}(v_{\beta,s}i_{\alpha,s} - v_{\alpha,s}i_{\beta,s}), \quad (3.10)$$

$$Q_r = \frac{3}{2}(v_{\beta,r}i_{\alpha,r} - v_{\alpha,r}i_{\beta,r}). \quad (3.11)$$

De maneira semelhante, o torque eletromecânico desenvolvido pela máquina também é função das correntes de estator e rotor representadas nos eixos  $\alpha\beta$ , considerando  $p$  o número de pares de pólos do GIDA.

$$T_{em} = \frac{3}{2}p \text{Im}(\vec{\lambda}_r \vec{i}_r^*) = \frac{3}{2}p(\lambda_{\beta,r}i_{\alpha,r} - \lambda_{\alpha,r}i_{\beta,r}). \quad (3.12)$$

Por fim, a equação de movimento da máquina é dada por:

$$T_{em} - T_{carga} = J \frac{d\Omega_m}{dt}, \quad (3.13)$$

considerando  $J$  a constante de inércia da máquina de indução,  $T_{carga}$  o torque de carga aplicado no seu eixo e, por fim,  $\Omega_m$  é a velocidade mecânica do rotor que é relacionada com  $\omega_r$  através do número de pólos de sua máquina.

$$\omega_r = p\Omega_m. \quad (3.14)$$

Nota-se que, com as equações até aqui desenvolvidas, o modelo dinâmico completo pode ser utilizado para simulações computacionais. Nesta abordagem, a máquina pode ser considerada como um bloco que possui como entradas o torque aplicado em seu eixo, além das tensões trifásicas de estator e rotor. Assim, com as equações apresentadas até aqui, é possível se obter a velocidade mecânica e elétrica de motor, além das correntes trifásicas nos terminais de estator e rotor.

## 3.2 Modelo no sistema de referência arbitrário

Com o objetivo de simplificar a análise e o controle de potência da máquina de indução, novos sistemas girantes podem ser adquiridos através de transformações vetoriais a partir do sistema de referência síncrono. Para isso, um novo sistema de coordenadas girante  $xy$  que se move com velocidade arbitrária  $\omega_a = \partial\theta_a/\partial t$  é considerado, visto que  $\theta_a$  é o ângulos entre os eixos  $\alpha$  e  $x$ .

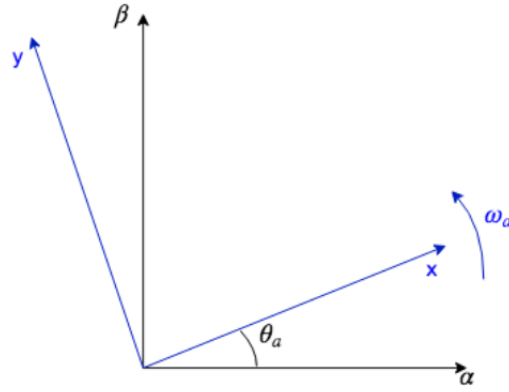
Para representar as grandezas do GIDA na coordenada arbitrária  $xy$ , a multiplicação pelo operador espacial  $e^{-j\theta_a}$  é necessária, como pode ser observado na Figura 5. Dessa forma, o novo vetor de corrente de estator no sistema de referência genérico é dado por [3]:

$$\vec{i}_{xy,s} = e^{-j\theta_a} \vec{i}_{\alpha\beta,s}. \quad (3.15)$$

A partir da Equação (3.15), a transformação vetorial complexa pode ser reescrita na forma matricial:

$$\begin{bmatrix} i_{x,s} \\ i_{y,s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_a & \sin \theta_a \\ -\sin \theta_a & \cos \theta_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha,s} \\ i_{\beta,s} \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

De forma análoga, a tensão e o fluxo de estator podem ser representados no sistema de referência arbitrário aplicando a mesma transformação vetorial em (3.4) e (3.2)

Figura 5 – Transformação  $\alpha\beta$  para  $xy$ 

respectivamente:

$$\vec{\lambda}_{xy,s} = e^{-j\theta_a} \vec{\lambda}_{\alpha\beta,s} = L_s \vec{i}_{xy,s} + L_M \vec{i}_{xy,r}, \quad (3.17)$$

$$\vec{v}_{xy,s} = e^{-j\theta_a} \vec{v}_{\alpha\beta,s} = r_s e^{-j\theta_a} \vec{i}_{\alpha\beta,s} + e^{-j\theta_a} \frac{d\vec{\lambda}_{\alpha\beta,s}}{dt},$$

$$\vec{v}_{xy,s} = r_s \vec{i}_{xy,s} + \frac{d\vec{\lambda}_{xy,s}}{dt} + j\omega_a \vec{\lambda}_{xy,s}, \quad (3.18)$$

As grandezas elétricas medidas do lado do rotor também são encontradas de forma semelhante a partir de (3.5) e (3.3):

$$\vec{\lambda}_{xy,r} = L_M e^{-j\theta_a} \vec{i}_{\alpha\beta,s} + L_r e^{-j\theta_a} \vec{i}_{\alpha\beta,r} = L_M \vec{i}_{xy,s} + L_r \vec{i}_{xy,r}, \quad (3.19)$$

$$\vec{v}_{xy,r} = r_r \vec{i}_{xy,r} + \frac{d\vec{\lambda}_{xy,r}}{dt} + j(\omega_a - \omega_r) \vec{\lambda}_{xy,r}. \quad (3.20)$$

Com isso, pode ser observado que os cálculos de potências e torque eletromecânico desenvolvido podem ser calculados com base nas tensões e correntes do gerador no sistema de referência arbitrário.

A partir das equações desenvolvidas nesta seção, a escolha da velocidade arbitrária pode descrever a máquina referenciada em sistemas de referências girantes interessantes para o modo de operação da mesma[5], sendo elas:

- $\omega_a = 0$ : sistema de referência estacionária  $\alpha\beta$ ;
- $\omega_a = \omega_s$ : sistema de referência síncrono;
- $\omega_a = \omega_r$ : sistema girante rotórico.

A adequada escolha da velocidade de eixo girante no controle vetorial por orientação de fluxo tem dependência da estratégia que é planejada a também da forma como a máquina está sendo operada. O FOC permite, por exemplo, o controle desacoplado de fluxo e velocidade de rotor do motor de indução duplamente alimentado quando se é utilizado o sistema de referência com velocidade rotórica[8]. Já na aplicação como gerador, a utilização do sistema de referência síncrono permite o controle das potências ativa (ou torque eletromagnético) e reativa de estator de forma independente, como será observado mais a frente.

Assim, pela utilização do sistema de referência adequado, pode-se perceber uma semelhança da estratégia do controle vetorial por orientação de fluxo ao simples controle de uma máquina síncrona com excitação separada aproximando seu controle ao de uma máquina síncrona com excitação separada, no qual se regula apenas as correntes de eixo direto e em quadratura de forma a posicionar adequadamente os fluxos estacionário e girante[3].

### 3.3 Orientação de fluxo de estator

A representação do GIDA através da orientação de fluxo de estator se dá ao alinhar o eixo real do sistema de referência girante à posição espacial do fluxo de estator. Nota-se que o novo sistema de referência  $dq$  gira com velocidade síncrona igual a  $\omega_s = d\theta_s/dt$ . Logo, um novo modelo elétrico do GIDA pode ser inferido ao substituir a velocidade arbitrária  $\omega_a$  pela velocidade síncrona nas equações de fluxo e tensão em (3.17) - (3.20). As novas equações de fluxo GIDA no sistema de referência síncrono são dados por:

$$\vec{\lambda}_{dq,s} = L_s \vec{i}_{dq,s} + L_M \vec{i}_{dq,r}, \quad (3.21)$$

$$\vec{\lambda}_{dq,r} = L_M \vec{i}_{dq,s} + L_r \vec{i}_{dq,r}. \quad (3.22)$$

de maneira semelhante as tensões de estator e rotor são:

$$\vec{v}_{dq,s} = r_s \vec{i}_{dq,s} + \frac{d\vec{\lambda}_{dq,s}}{dt} + j\omega_s \vec{\lambda}_{dq,s}, \quad (3.23)$$

$$\vec{v}_{dq,r} = r_r \vec{i}_{dq,r} + \frac{d\vec{\lambda}_{dq,r}}{dt} + j\omega_{sl} \vec{\lambda}_{dq,r}, \quad (3.24)$$

definindo  $\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r$  como velocidade de escorregamento.

### 3.3.1 Análise de potência

Com as novas equações estabelecidas nos eixos síncronos, as potências de estator e rotor podem ser calculadas com base nas expressões que representam a máquina no sistema de referência girante  $dq$ . Assim, as Equações (3.8)-(3.11) são reescritas, como visto abaixo:

$$P_s = \frac{3}{2}(v_{d,s}i_{d,s} + v_{q,s}i_{q,s}), \quad (3.25)$$

$$P_r = \frac{3}{2}(v_{d,r}i_{d,r} + v_{q,r}i_{q,r}), \quad (3.26)$$

$$Q_s = \frac{3}{2}(v_{q,s}i_{d,s} - v_{d,s}i_{q,s}), \quad (3.27)$$

$$Q_r = \frac{3}{2}(v_{q,r}i_{d,r} - v_{d,r}i_{q,r}). \quad (3.28)$$

Novamente, o torque eletromagnético desenvolvido pelo GIDA também pode ser escrito a partir de (3.12):

$$T_{em} = \frac{3}{2}p(\lambda_{q,r}i_{d,r} - \lambda_{d,r}i_{q,r}). \quad (3.29)$$

As equações na orientação de fluxo de estator possuem algumas interessantes observações que podem ser consideradas ao perceber que, quando o eixo real do sistema de referência síncrono é alinhado com o vetor de fluxo de estator, a Equação (3.21) passa a possuir apenas termos reais em sua estrutura, o que leva:

$$\vec{\lambda}_{dq,s} = \vec{\lambda}_{\alpha\beta,s}e^{-j\theta_s} = \lambda_{d,s} = |\lambda_s|. \quad (3.30)$$

Considerando também que o gerador esteja conectado a um barramento infinito, a máquina pouco interfere no comportamento de tensão da rede a qual está conectada. Logo, é possível inferir que, tanto o fluxo quanto a tensão de estator são constantes no tempo quando observadas pelo sistema de coordenadas síncrono[4]. Adicionalmente, é válido afirmar que a queda de tensão na resistência de estator é considerada desprezível (cerca de 0,01 p.u.) para grandes máquinas[14]. Dessa forma, desconsiderando o efeito da resistência de estator e anulando a derivada do fluxo no tempo em (3.23), pode-se concluir que a tensão de estator está sempre defasada a 90 graus do próprio fluxo, representando uma grandeza vetorial de componente apenas imaginário, conforme mostrado abaixo:

$$v_{d,s} = 0,$$

$$v_{q,s} = |\vec{v}_{dq,s}| = \omega_s \lambda_{d,s} = \omega_s \lambda_s. \quad (3.31)$$

Dado que o fluxo de estator contém apenas componente real, como visto em (3.30), a relação entre a corrente de estator e de rotor pode ser encontrada a partir de (3.21):

$$i_{d,s} = \frac{\lambda_s}{L_s} - \frac{L_M}{L_s} i_{d,r}, \quad (3.32)$$

$$i_{q,s} = -\frac{L_M}{L_s} i_{q,r}. \quad (3.33)$$

Logo, combinando as expressões simplificadas de estator e rotor, a potência ativa e reativa de estator, além do torque eletromagnético, podem ser reescritas:

$$P_s = -\frac{3}{2} \frac{L_m}{L_s} \omega_s \lambda_s i_{q,r} = K_P i_{q,r}, \quad (3.34)$$

$$Q_s = -\frac{3}{2} \omega_s \frac{L_M}{L_s} \lambda_{d,s} \left( i_{d,r} - \frac{\lambda_s}{L_M} \right) = K_Q \left( i_{d,r} - \frac{\lambda_s}{L_M} \right), \quad (3.35)$$

$$T_{em} = -\frac{3pL_M\lambda_s}{2L_s} i_{q,r} = K_T i_{q,r}. \quad (3.36)$$

Aqui é possível observar a grande contribuição que a orientação de fluxo de estator trouxe para o controle e acionamento das máquinas assíncronas, especialmente quando estas operam no modo gerador. Através das expressões (3.34) e (3.35), pode-se observar o controle desacoplado das potências ativa e reativa de estator em função das correntes em quadratura e de eixo direto da máquina. Como alternativa à malha de controle de potência ativa e com o auxílio da equação eletromecânica do GIDA em (3.13), a velocidade de rotação pode ser indiretamente regulada por meio do controle de torque eletromagnético desenvolvido, o que abre a possibilidade de estratégias em que a máquina opere sempre na velocidade em que seja possível a máxima extração de potência da turbina, como visto em [27].

### 3.4 Considerações finais

Neste capítulo foram desenvolvidas as equações de tensão, corrente e fluxo de estator do GIDA no sistema de referência estacionário e também no sistema de referência síncrono através da orientação de fluxo de estator.

Por meio de considerações válidas ao alinhar o eixo de referência  $dq$  ao fluxo estatórico, foi possível avaliar a possibilidade do controle desacoplado da potência ativa e

reativa em função da regulação das correntes  $i_{q,r}$  e  $i_{d,r}$  respectivamente. A depender do modo de controle que a estratégia venha a utilizar, o controle do torque pode ser escolhido em detrimento da fixação da potência ativa. Pela Equação (3.13), nota-se que o modo de operação do GIDA em que se regula seu torque eletromagnético pode ser interessante quando o controle da velocidade de rotação da turbina é desejado ou quando é aplicada uma técnica de rastreamento de máxima potência, como vista em [27].



## 4 Controle Vetorial do GIDA

A configuração típica máquina de indução duplamente alimentada constitui-se de dois conversores conectados ao rotor no formato *back-to-back*, conforme mostrado na Figura 6. Pode-se perceber que os terminais de estator são alimentados por uma tensão trifásica de amplitude e frequência constantes, gerando por consequência um fluxo magnético de amplitude e frequência constante e frequência.[4].

O conversor bidirecional, normalmente conectado aos terminais do rotor por escovas de carvão, é usualmente formado por duas pontes conversoras trifásicas de 6 pulsos com transistores IGBT, interligados por um barramento DC (usa-se um capacitor para limitação de *ripple* e para amortecer variações bruscas na potência absorvida ou entregue pelo conversor[6]), que permite o fluxo livre e bidirecional de potência entre a rede e o rotor da máquina. A direção de tal fluxo depende do ponto de operação de potência no qual o GIDA irá trabalhar. Para a correta modulação na tensão aplicada aos terminais rotóricos, a tensão  $V_{dc}$  deve manter-se sempre a um valor fixo. Dessa forma, o conversor do lado da rede tem por objetivo manter o barramento estável durante toda operação do gerador. Contudo, por se tratar de uma técnica já consolidada na literatura, sua estratégia não será abordada neste trabalho.

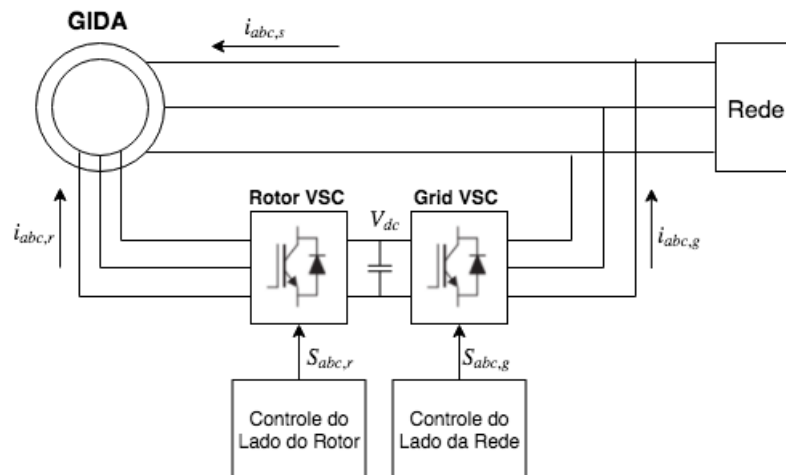


Figura 6 – Alimentação do GIDA via conversor AC-DC-AC

Por sua vez, o rotor é alimentado pela tensão de amplitude e frequência variáveis com o objetivo de controlar a corrente de rotor e também, por consequência, sua potência de estator, torque ou velocidade de rotor. Dessa forma, o controle de corrente é essencial para que o gerador opere com uma curva de velocidade e potências reguladas de forma a reduzir efeitos de rajadas de ventos e mudanças bruscas de referência exigidas pela rede[6].

Entretanto, será visto que existe um acoplamento cruzado entre as correntes

rotóricas de eixo direto e em quadratura, quando estas são referenciadas ao fluxo de estator.

Este capítulo tem por objetivo descrever o controle vetorial de corrente por orientação de fluxo de estator. A partir da regulação das correntes rotóricas, controladores PI em cascata serão inseridos de forma a se obter o controle de velocidade de rotor e de potência reativa de estator. Adicionalmente, um desacoplador *feedforward* será descrito com a finalidade de se obter um modelo virtual de primeira ordem, que servirá de base para o projeto dos controladores de corrente posteriormente.

## 4.1 Malha de correntes de rotor

Como dito no capítulo anterior, o controle vetorial por orientação de fluxo é realizado em um sistema de referência síncrono de eixos  $dq$ . Ao alinhar seu eixo direto  $d$  ao vetor espacial de fluxo de estator pode ser observado que a subtração da componente de eixo direto da corrente de rotor com o termo constante  $\frac{\lambda_s}{L_M}$  é proporcional à potência reativa de estator, enquanto que a relação direta entre sua componente em quadratura e o torque eletromagnético desenvolvido pelo GIDA também pode ser observado pelas Equações (3.35) e (3.36) respectivamente.

Logo, considerando que a componente em quadratura do fluxo de estator é nula, as equações de tensão de rotor em (3.24) podem ser reescritas usando as expressões de fluxo (3.21) e correntes de estator (3.32) e (3.33):

$$v_{d,r} = \sigma L_r \frac{di_{d,r}}{dt} + r_r i_{d,r} - \sigma L_r \omega_{sl} i_{q,r}, \quad (4.1)$$

$$v_{q,r} = \sigma L_r \frac{di_{q,r}}{dt} + r_r i_{q,r} - \sigma L_r \omega_{sl} i_{d,r} - \frac{\omega_{sl} L_M \lambda_{d,s}}{L_s}, \quad (4.2)$$

considerando o coeficiente de dispersão do gerador definido em [18] como  $\sigma = 1 - \frac{L_M}{L_s L_r}$ .

A partir das expressões (4.1) e (4.2), o modelo da máquina pode ser representado na equação de estados:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{d,r}}{dt} \\ \frac{di_{q,r}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-r_r}{\sigma L_r} & -\omega_{sl} \\ \omega_{sl} & \frac{-r_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d,r} \\ i_{q,r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{d,r} \\ v_{q,r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\omega_{sl} L_M \lambda_{d,s}}{L_s} \end{bmatrix}. \quad (4.3)$$

Pode-se notar pela Equação (4.3) que a tensão de rotor é vista como um sinal de controle para a regulação das componentes de eixo direto e em quadratura da corrente de rotor. Pela sua dinâmica, percebe-se um acoplamento entre as correntes em função da velocidade de escorregamento da máquina. Nota-se também que há um termo adicional na malha de corrente  $i_{q,r}$  dependente da mesma velocidade  $\omega_{sl}$ .

Em [10], um MPC foi desenvolvido a partir do modelo em espaço de estados acoplado visto na Equação (4.3). Apesar de considerar o acoplamento cruzado em função da velocidade de escorregamento do GIDA, os modelos de predição podem ser atualizados a cada passo de controle com base em novas leituras de velocidade de rotor. Isto pode ser indesejável no ponto de vista de desempenho, uma vez que, por se tratar de um algoritmo custoso computacionalmente, há limitação na definição dos horizontes de predição e controle no projeto do controlador.

#### 4.1.1 Desacoplamento da malha de corrente

Assim, como visto em [36], os termos cruzados podem ser adicionados ao sinal de controle  $v_{dq,r}$ , resultando em um sinal virtual que simplifica o projeto do controlador. Para definição da nova tensão de controle, o fluxo de estator e a velocidade de rotor necessitam ser medidas ou estimadas.

Assim, as tensões de rotor podem ser desacopladas estabelecendo uma tensão virtual  $v_{dq,r}^*$ , que é definida pela soma da tensão de saída do controlador e do termo de cancelamento do acoplamento cruzado[2], como mostrado abaixo:

$$v_{d,r}^* = v_{d,r} + \bar{\sigma} \bar{L}_r \omega_{sl} \dot{i}_{q,r}, \quad (4.4)$$

$$v_{q,r}^* = v_{q,r} - \sigma \bar{L}_r \omega_{sl} \dot{i}_{d,r} - \frac{\omega_{sl} \bar{L}_M \lambda_s}{\bar{L}_s}. \quad (4.5)$$

A implementação deste desacoplador *feedforward* permite que um novo modelo multivariável idealmente desacoplado em duas entradas e duas saídas seja obtido. Dessa maneira, uma nova relação é obtida entre a corrente de rotor e a tensão virtual exposta nas Equações (4.4) e (4.5):

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{d,r}}{dt} \\ \frac{di_{q,r}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_r}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{-R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{d,r} \\ \dot{i}_{q,r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{d,r}^* \\ v_{q,r}^* \end{bmatrix}. \quad (4.6)$$

Observando a Equação de corrente desacoplada (4.6), percebe-se que sua dinâmica agora se comporta como dois sistemas independentes de primeira ordem em que, na aplicação de controladores ótimos, seus modelos de predição e/ou otimização apenas são calculados em sua inicialização. Isto representa um ganho computacional considerável quando comparado com aplicações de MPC que utilizam o modelo da Expressão (4.3) para cálculo de suas matrizes de respostas livres e forçadas, como em [8] e [10] por exemplo.

É importante notar que o sistema apenas será perfeitamente desacoplado se os parâmetros do GIDA utilizados (notados com barra nas Equações (4.4) e (4.5) para o cancelamento dos termos cruzados sejam exatamente iguais aos parâmetros reais da

máquina. Ainda assim o acoplamento é enfraquecido se o erro de estimação dos parâmetros for suficientemente pequeno.

#### 4.1.2 Controle por orientação de fluxo de estator

A Figura 7 mostra o esquemático de controle de corrente, descrevendo todo o processo de orientação de fluxo de estator. As tensões e correntes no sistema de referência estacionário  $\alpha\beta$  são calculadas inicialmente usando a transformação apresentada em (3.1).

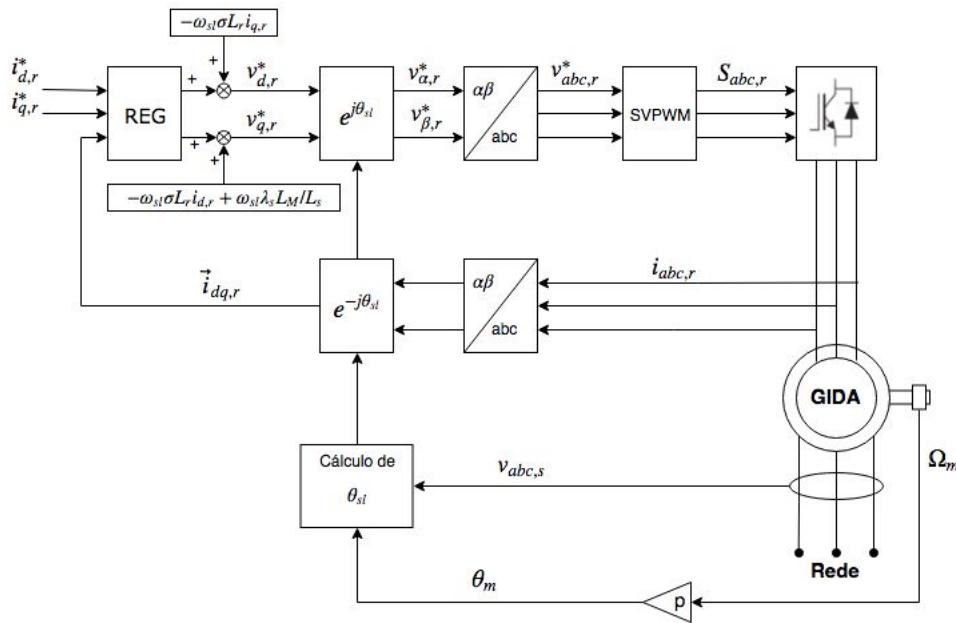


Figura 7 – Malha de controle de corrente rotórica

A tensão de rotor a ser aplicada no inversor trifásico é definida por um controlador de corrente, função da leitura das correntes de eixo direto e em quadratura de rotor e da sua própria referência. Assim, o sinal de controle indicado pelo regulador é somado aos termos de desacoplamento na máquina, como visto em (4.4) e (4.5). As leis de controle de corrente serão definidas considerando três estratégias de controle ótimo que serão definidas nos próximos capítulos.

Para a orientação do fluxo de estator e do cálculo dos termos de cancelamento de acoplamento cruzado, o módulo e posição do fluxo de estator devem ser estimados através da seguinte equação:

$$\lambda_{\alpha\beta,s} = \int (\vec{v}_{\alpha\beta,s} - R_s \vec{i}_{\alpha\beta,s}) dt, \quad (4.7)$$

$$|\lambda_{\alpha\beta,s}| = \sqrt{\lambda_{\alpha,s}^2 + \lambda_{\beta,s}^2}, \quad (4.8)$$

$$\theta_s = \arctan(\lambda_{\beta,s}/\lambda_{\alpha,s}). \quad (4.9)$$

Como os vetores de correntes de rotor giram com velocidade de escorregamento quando referenciada ao eixo síncrono  $dq$ , as correntes devem realizar uma transformação vetorial complexa de ângulo  $\theta_{sl}$ :

$$\theta_{sl} = \theta_s - \theta_r = \int \omega_{sl} dt, \quad (4.10)$$

sendo que tal ângulo será importante para transformação direta e inversa das variáveis rotóricas em relação ao sistema de referência síncrono.

## 4.2 Malha de potência reativa e velocidade do GIDA

Como visto anteriormente em (3.34), (3.35) e (3.36), o controle das correntes de rotor influem de maneira direta nas potências ativa e reativa de estator e também do torque eletromagnético desenvolvido.

Visto que a velocidade é relacionada com o torque na equação eletromecânica de movimento (3.13), a velocidade de rotação pode ser controlada através de um regulador PI. Por consequência, a velocidade de rotação do rotor pode ser regulada ao utilizar controladores em cascata para determinar a referência de torque  $T_{em}^*$ <sup>1</sup>.

Uma vez que o torque eletromagnético é função direta da corrente  $i_{qr}$  em (3.36), sua referência pode ser calculada em função da referência de torque desenvolvido desejada na máquina:

$$i_{q,r}^* = \frac{T_{em}^*}{K_T}. \quad (4.11)$$

A Equação (4.11) possibilita o controle da velocidade de rotor do GIDA por meio da Equação (3.13). Assumindo que as malhas de corrente possuem dinâmicas muito mais rápidas que o comportamento de potência e de velocidade de rotor, é factível que seus efeitos sejam desconsiderados no controle das malhas externas. Dessa maneira, a dinâmica de potência e velocidade do GIDA possuem características de um sistema de primeira e segunda ordem respectivamente, quando controladores PI são utilizados[4].

$$\frac{\omega_m}{\omega_m^*} = \frac{sk_{pT} + k_{iT}}{\frac{J}{p}s^2 + k_{pT} + k_{iT}}, \quad (4.12)$$

$$\frac{Q_s}{Q_s^*} = \frac{sk_{pQ} + k_{iQ}}{(k_{pQ} + 1)s + k_{iQ}}. \quad (4.13)$$

A Figura 8 mostra um complemento da estratégia apresentada na Figura 7 em que controladores PI são inseridos em cascata com os controladores de corrente. Por este

<sup>1</sup> O superscrito em \* representa a referência da variável em questão.

esquemático as referências de corrente são encontradas com base nas Expressões (3.35) e (4.11).

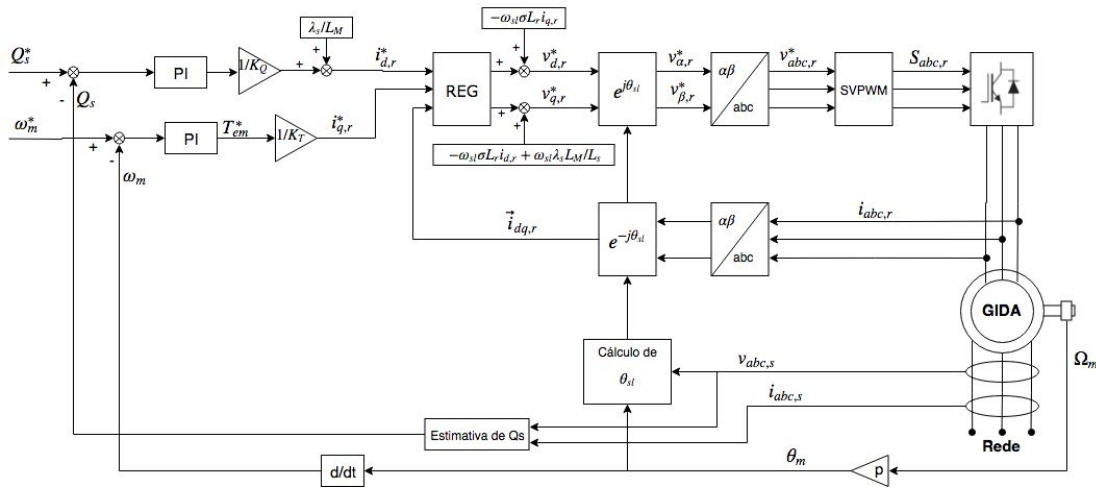


Figura 8 – Malha de controle de torque e velocidade

### 4.3 Considerações Finais

Este capítulo descreveu o controle por orientação de fluxo de estator como uma alternativa para o controle desacoplado de corrente de rotor, quando aplicado um termo de cancelamento de acoplamento cruzado em função da velocidade de escorregamento do GIDA.

Com vista a reduzir o custo computacional em algoritmos de controle preditivo, o modelo desacoplado em (4.6) permite a sintonia do MPC em que suas matrizes de predição são calculadas apenas uma vez, quando comparado a aplicações que não consideram o desacoplador *feedforward* e necessitam atualizar este modelo a cada passo de controle. Esta abordagem representa um potencial para controladores mais eficientes ao ser possível a seleção de maiores horizontes de controle e predição.

Adicionalmente, os controles da malha externa de velocidade de rotor e potência reativa foram descritas, cujas saídas regem as referências dos componentes de eixo direto e em quadratura da corrente de rotor. Para a abordagem deste trabalho, controladores PI serão utilizados para a regulação da malha externa e três estratégias de controladores com restrição serão avaliados para a malha de corrente do GIDA.

## 5 Contribuições do MPC aplicado ao GIDA

Tendo até aqui estabelecido a importância do controle das correntes rotóricas durante a operação do GIDA, técnicas de controle moderno são avaliadas tendo em vista a melhora do desempenho em sua resposta. Um controlador preditivo baseado no modelo em espaço de estados do gerador é apresentado por [10] no controle da potência ativa e reativa de estator, retornando resultados satisfatórios para qualquer região de velocidade do sistema. Contudo, além de não considerar nenhuma restrição, esta estratégia considera seu modelo de correntes com um acoplamento cuja intensidade é proporcional à velocidade de escorregamento, o que acarreta numa limitação computacional do algoritmo, uma vez que seu modelo de predição necessita ser atualizado constantemente em função das novas leituras de velocidade a cada passo de controle.

Com isso, este capítulo busca propor uma alternativa do MPC em sua solução analítica combinada com o desacoplador descrito nas Equações (4.4) e (4.5). Esta estratégia também se dispõe em considerar as restrições de entrada do GIDA através de um compensador *anti-windup* inserido no momento da integração do sinal de incremento de controle.

Com a finalidade de avaliar previamente a aplicabilidade do método, este será avaliado em um sistema monovariável de primeira ordem juntamente com um MPC com restrições consideradas na minimização de sua função custo. Adicionalmente, um regulador quadrático linear também será desenvolvido tendo em vista a avaliação dos controladores MPC com um LQR equivalente.

### 5.1 Mapeamento de restrição

Dada a estratégia de MPC com restrição na entrada vista em (2.15), nota-se que os limites descritos no vetor  $a_u$  desconsideram qualquer sinal de perturbação mensurável ou de qualquer sinal de compensação aplicado à entrada, seja ele uma realimentação linearizante ou um desacoplamento via *feedforward*, por exemplo.

Na estratégia do controlador preditivo proposto na Figura 9, o modelo de predição considera a função de transferência entre o sinal virtual  $u^*[k]$  e a saída  $y[k]$ . Neste caso o sinal aplicado ao sistema é definido pela soma da lei de controle virtual e do valor denominado por  $f[k]$ . Contudo, com a adição de tal sinal, é interessante considerar a existência deste na aplicação das restrições inerente ao sistema, visto que tais condições são de fato aplicadas ao sinal de controle  $u[k]$  ao invés do sinal virtual  $u^*[k]$ , como visto em [30] e [33]. Com isso, a restrição na entrada definida em (2.15) pode ser reescrita ao considerar o sinal de compensação *feedforward* aplicado:

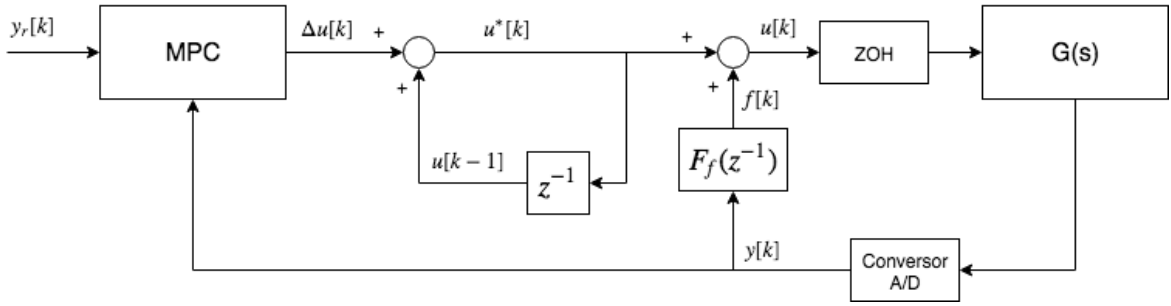


Figura 9 – Sistema controlado por MPC com perturbação na entrada

$$G(\hat{u}^*[k] + \hat{f}[k]) \leq a, \quad (5.1)$$

ou reescrevendo em função do incremento de controle:

$$G_{du}M_u\Delta\hat{u}[k] \leq a_u - L_u u^*[k-1] - G_{du}\hat{f}[k]. \quad (5.2)$$

É importante observar que tal expressão vale para todos os valores dentro do horizonte de controle e que a igualdade  $f[k+1] = f[k+2] = \dots = f[k+N_u] = f[k]$  é considerada se o modelo de predição do efeito da perturbação não for conhecido. Isto posto, as restrições para definições da lei de controle devem ser mapeadas a cada passo em função do sinal aplicado. O conceito estabelecido aqui será aplicado em todos os casos que consideram restrições nos resultados simulados.

### 5.1.1 Integração Condicional

Uma proposta alternativa à abordagem com restrições pode ser explorada na estratégia de MPC a partir do modelo incremental. Observa-se pela Equação (2.11) que o sinal virtual pode ser integrado apenas se seu resultado estiver dentro do seu limite de saturação. Logo, em substituição ao MPC com restrições, a solução analítica do MPC pode ser aplicada e suas restrições podem ser consideradas apenas no instante da integração do sinal de saída do controlador.

Com isso, a Figura 10 e a função de saturação (5.3) propõem o MPC em conjunto com um compensador *anti-windup*, em que a Expressão (2.10) é somada à entrada de controle passada se seu resultado estiver dentro dos seus limites de restrição. Caso contrário, o sinal calculado pelo MPC é truncado de forma a atender as condições de restrição no momento do incremento do sinal de controle.

$$u[k] = \begin{cases} u_{max}, & u^*[k] > u_{max} \\ u_{min}, & u^*[k] < u_{min} \\ u^*[k], & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (5.3)$$



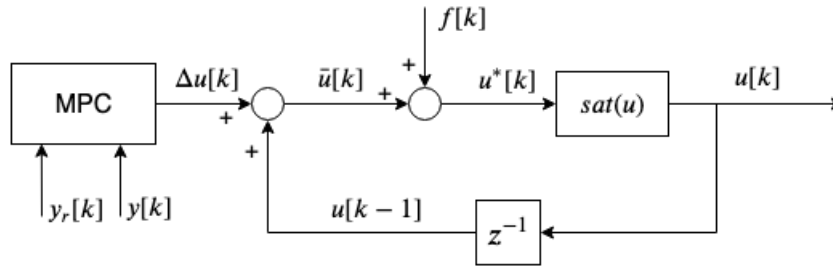


Figura 10 – MPC em cascata com compensador anti-windup

É importante notar que a regra de saturação é uma adaptação à estratégia proposta em [31] e [37], uma vez que este trabalho considera que os limites no sinal de controle são corrigidos por  $f[k]$ , tratado como uma perturbação na entrada. Dessa forma, será observado que, a um custo computacional menor, a solução analítica em conjunto com um bloco de integração condicional possui desempenho semelhante ao controlador MPC que considera as restrições já em sua minimização quadrática.

## 5.2 Regulador quadrático linear

As estratégias de controle preditivo de horizonte finito permitem otimizar um critério tendo em vista uma janela de predição limitada. Neste contexto, a comparação com o Regulador Linear Quadrático<sup>1</sup> é desejável por se tratar de uma estratégia de controle ótimo de horizonte infinito sem restrições.

Em situações onde o horizonte de predição é consideravelmente alto para a dinâmica do sistema, é desejável assumir que tal horizonte seja infinito, o que leva a minimização da função custo em (2.9) a uma realimentação de estados na forma [32]:

$$\Delta u[k] = K\xi[k] \quad (5.4)$$

É possível provar que a matriz de ganhos da realimentação de estados é encontrada através da solução da equação de *Riccati*, onde  $P$  é uma matriz positiva usada para garantir a estabilidade do sistema via a Equação de Lyapunov ( $V(\xi[k]) = \xi[k]'P\xi[k]$ )[32].

$$K = -(\bar{B}'P\bar{B} + R)^{-1}\bar{B}'P\bar{A} \quad (5.5)$$

Como a estratégia do regulador quadrático linear apresentada em (5.4) é em função do modelo resultante da ação integral, a matriz de ganhos  $K$  considera tanto a

<sup>1</sup> do inglês *Linear Quadratic Regulator* (LQR)

realimentação da diferença dos estados como a realimentação da leitura de saída do sistema controlado. Dessa forma, a lei de controle pode ser reescrita conforme abaixo:

$$\Delta u[k] = \begin{bmatrix} K_{\Delta} & K_y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x[k] \\ y[k] \end{bmatrix} = K_{\Delta} \Delta x[k] + K_y y[k] \quad (5.6)$$

A notável semelhança entre o LQR e o MPC pode ser aproveitada comparar seus desempenhos em malha fechada. No entanto, o MPC pode considerar restrições de forma natural no cálculo da sequência de controles futuros.

Contudo, como a estratégia apresentada em (5.6) considera o modelo incremental da planta e conseqüentemente retorna o comando de incremento de controle, uma modificação ao método original pode ser implementado ao inserir o compensador *anti-windup* descrito em (5.3).

### 5.3 Exemplo ilustrativo

De forma a exemplificar as estratégias aqui desenvolvidas, a referência de um degrau foi aplicado a um sistema de primeira ordem  $G(s) = \frac{100}{s+20}$ , onde existe uma limitação no sinal de entrada onde  $-5 \leq u[k] \leq 25$ . Adicionalmente, uma perturbação conhecida de cinco unidades de controle foi aplicada à entrada do sistema como uma forma de representar o sinal  $f[k]$  na Figura 9.

Assim, diferentes estratégias serão avaliadas nesta seção, sendo elas:

- **MPC sem restrições:** utiliza a solução analítica sem restrições desenvolvida na Equação 2.10, com horizonte de controle igual a 30, horizonte de predição igual a 10 e os parâmetros  $Q$  e  $R$  iguais a 1 e 100 respectivamente.<sup>2</sup>;
- **MPC com restrições:** o sinal de controle é definido por um método computacional que minimize a função custo em (2.9) e que atenda a condição de restrição de sinal de controle sem considerar o efeito de  $f[k]$ , como mostrado na Inequação (2.15). Os parâmetros de horizonte de predição e de controle, assim como os ganhos  $Q$   $R$  são os mesmos utilizados no primeiro caso;
- **MPC com mapeamento de restrições:** estratégia similar à anterior, com a diferença de que a restrição para solução da minimização da função quadrática considera o sinal aplicado  $f[k]$ , que pode ser considerado como uma perturbação mensurável na entrada. Dessa forma, a Inequação (5.2) é utilizada como minimização da função custo. Novamente, os parâmetros utilizados são os mesmos dos exemplos anteriores;

<sup>2</sup> Tais parâmetros serão replicados no controladores seguintes

- **MPC com integração condicional:** a solução analítica é aplicada nesta estratégia onde, no momento da integração do sinal de incremento de controle descrito na expressão (2.11), a regra de saturação desenvolvida em (5.3) é aplicada. O horizonte de controle utilizado nesta estratégia foi igual a 1 de forma a tornar a solução analítica mais rápida. Todos outros parâmetros foram mantidos os mesmos em comparação com as demais estratégias.

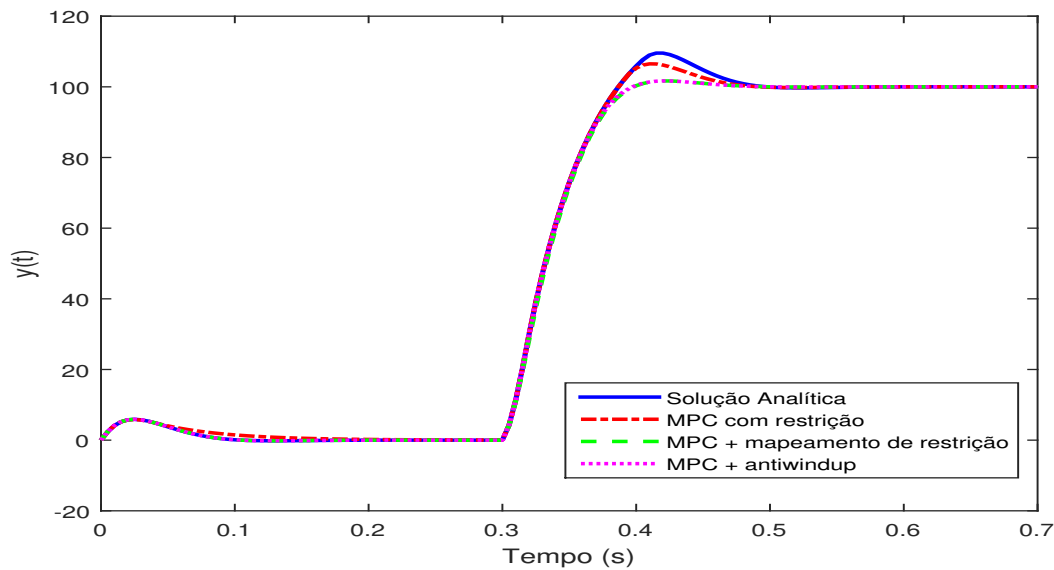


Figura 11 – Exemplo ilustrativo - Saída

A Figura 11 mostra a dinâmica de diferentes estratégias quando um degrau de 100 unidades de saída é aplicado aos 0,3 segundos de simulação. Pelo resultado obtido, percebe-se que o sinal  $f[k]$  pode ser facilmente considerado como uma perturbação no sinal de entrada. Além disso, é notável que, além de possuírem os melhores desempenhos dentre as quatro técnicas, o MPC com mapeamento de restrições e o MPC com integração condicional apresentam respostas de saídas praticamente idênticas, mostrando a eficácia de ambas estratégias que consideram efeito *anti-windup* tanto da estratégia de controle preditivo com mapeamento de restrições como da estratégia utilizando a solução analítica com auxílio da integração condicional.

A Figura 12 representa o incremento de controle do controlador preditivo que deve ser integrado (com exceção da última estratégia, caso o sinal integrado esteja fora das restrições) para se definir o sinal de entrada a ser aplicado.

A Figura 13 mostra, à esquerda, o sinal resultante da integração do incremento de controle, Já o gráfico à direita mostra o sinal aplicado a  $G(s)$  já considerando a compensação de entrada e a restrição imposta pelo sistema.

Aqui pode-se perceber que as técnicas que utilizam corretamente o mapeamento de restrição possuem um esforço de controle muito menor devido aos seus efeito *anti-windup*,

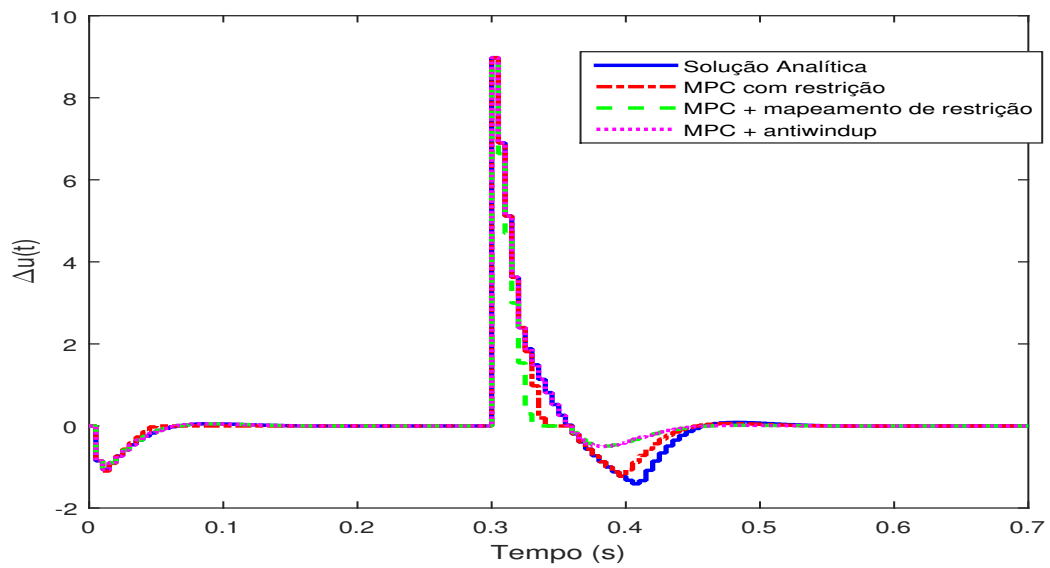


Figura 12 – Exemplo ilustrativo - Incremento de controle

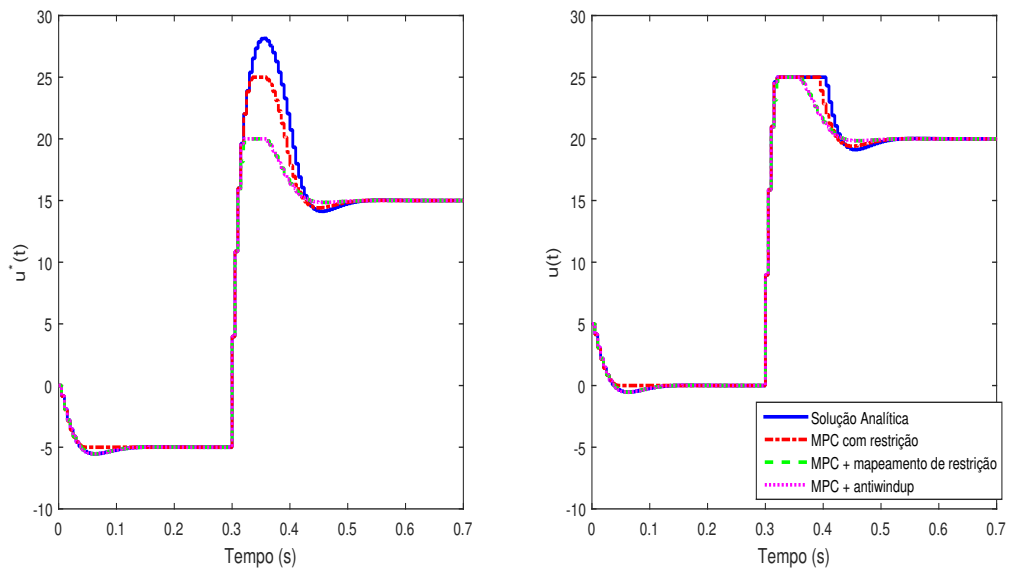


Figura 13 – Exemplo ilustrativo - Entrada Calculada pelo MPC(esq.) e entrada aplicada em  $G(s)$ (dir.)

o que resulta numa melhor resposta dinâmica em sua saída.

Simulações utilizando o LQR pela Equação (5.6) também foram avaliadas. Sua lei de controle tomou como base a função de transferência utilizada nesta seção e usando os mesmos parâmetros aplicáveis (no caso, os pesos que consideram os erros futuros  $Q$  e o esforço de controle  $R$ ). Com o auxílio do MATLAB através da função *dlqry*, foi definido os polos em malha fechada na ausência de restrições em  $0,8375 \pm 0,1263i$ , além da matriz

P e do ganho K:

$$P = \begin{bmatrix} 74.9597 & 16.9314 \\ 16.9314 & 6.6736 \end{bmatrix}$$

$$K = \begin{bmatrix} 0.3942 & 0.0890 \end{bmatrix}$$

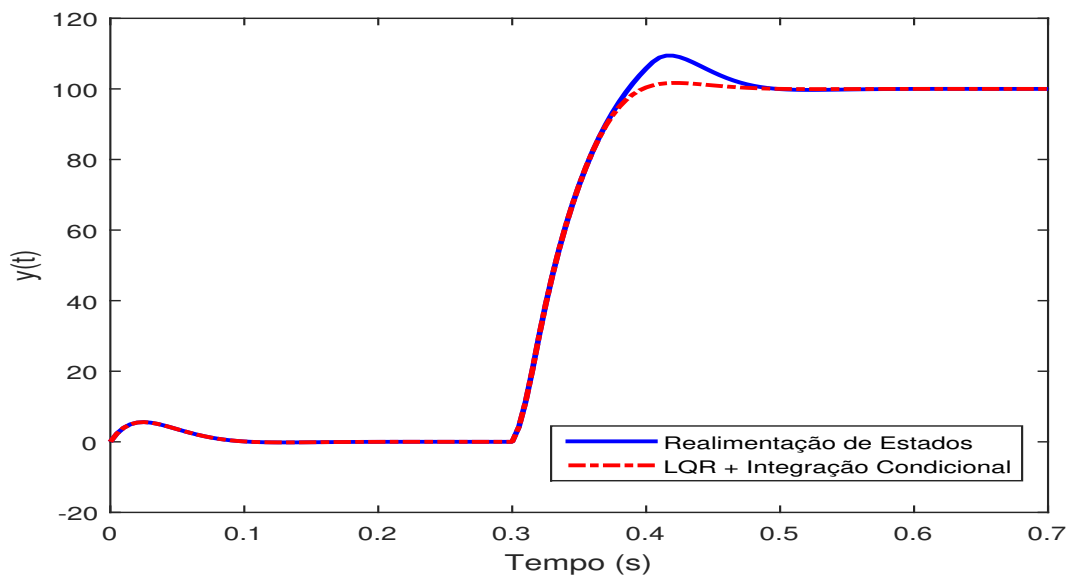


Figura 14 – Exemplo ilustrativo - Saída - LQR

A Figura 14 representa a resposta do sistema quando há apenas a realimentação de estados, como apontado em (5.6), e também a resposta do sistema quando o sinal do incremento de controle passa pela integração condicional descrita em (5.3). Percebe-se através desse gráfico a semelhança do desempenho do LQR com a solução analítica avaliada anteriormente, além da eficácia da estratégia *anti-windup* na integração do sinal de incremento de controle, retornando uma resposta muito mais suave que o primeiro caso.

A Figura 15 apresenta a lei de controle determinada pelo regulador quadrático para ambos os casos descritos. Nota-se aqui novamente a eficácia da estratégia que considera as restrições onde há um esforço de controle menor, quando comparado à realimentação de estados.

Por fim, a Figura 16 mostra à esquerda o sinal gerado após a integração do incremento de controle e à direita o sinal de fato aplicado a  $G(s)$ . Analisando o gráfico em questão, percebe-se a notável eficácia do LQR em conjunto com a integração condicional quando comparado à estratégia linear.

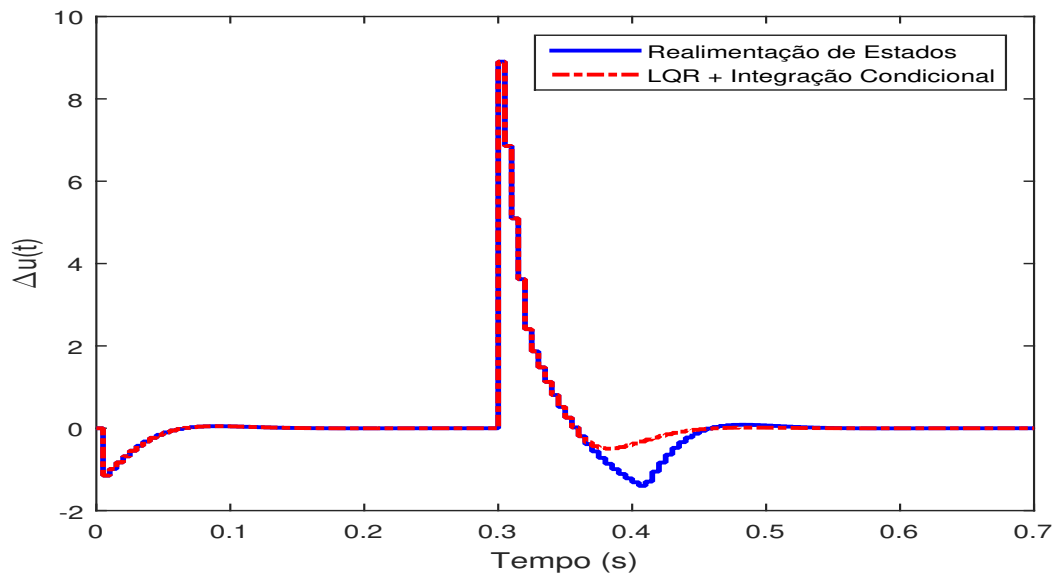


Figura 15 – Exemplo ilustrativo - Incremento de Controle - LQR

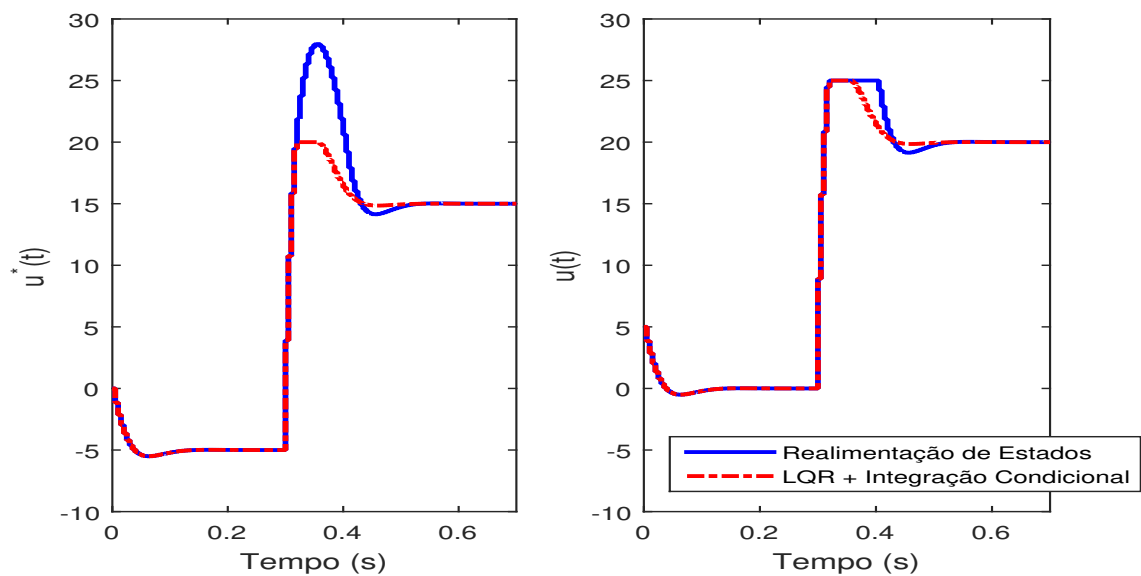


Figura 16 – Exemplo ilustrativo - Entrada calculada pelo LQR (à esq.) e sinal aplicado ao sistema (à dir.)

## 5.4 Considerações Finais

Este capítulo estabeleceu a principal contribuição desta dissertação na aplicação do MPC ao GIDA. Por meio de sua solução analítica, uma abordagem com o desacoplador das correntes rotóricas é apresentado e suas condições de restrição são impostas por meio de uma integração condicional do sinal de incremento de controle, apresentando como uma alternativa a controladores ótimos de baixo custo computacional, uma vez que seus modelos de predição são calculados apenas no instante de inicialização do algoritmo. Com o objetivo de comparar a estratégia proposta, uma avaliação preliminar de sua resposta em

malha fechada é realizada junto à, principalmente, mais duas outras técnicas similares: A primeira delas representa um MPC que considera suas restrições dentro do seu algoritmo de minimização quadrático e a segunda trata um LQR sintonizado a partir do mesmo modelo incremental que também utiliza o algoritmo de integração condicional previamente descrito. Foi visto também que o mapeamento de restrição será fundamental para assegurar o atendimento das restrições a despeito do sinal aplicado em tempo de desacoplamento.

## 6 Resultados e Discussões

Este trabalho até então desenvolveu algumas estratégias de MPC com restrições de baixo custo computacional projetados para serem aplicados ao controle vetorial de corrente do GIDA. Por sua vez, o controle de corrente da máquina possibilita diferentes estratégias de controle de potência e torque, com objetivo de manter a qualidade da energia gerada estável perante a variações bruscas de ventos incidentes, regulando também a operação da máquina a um fator de potência que pode ser configurado a partir da referência de potência reativa entregue ou absorvida pela rede.

Com isso, este capítulo apresenta resultados provenientes da simulação do controle de potência reativa do estator e da velocidade de rotor do GIDA, como representado na Figura 8. Isto posto, três cenários serão avaliados para o controle de corrente referentes às estratégias descritas e exemplificadas no Capítulo 5: a primeira estratégia aborda o MPC em que suas restrições de entrada descritas em (5.2) são consideradas no momento do cálculo da minimização quadrática da função custo expressa em (2.9). A segunda estratégia utiliza a solução analítica do MPC pela Expressão (2.10) em combinação com a técnica de integração condicional exposta em (5.3). Tendo em vista a comparação destes dois casos com um método clássico equivalente, um LQR foi projetado com os mesmos ganhos utilizados nos controladores ótimos anteriores, em que sua lei de controle para incremento de controle também foi implementada com o compensador *anti-windup* do segundo caso.

Este capítulo tem por finalidade descrever os parâmetros de simulação utilizados e apresentar os resultados de toda metodologia de controle preditivo baseado em modelo aplicado ao gerador de indução duplamente alimentado.

### 6.1 Resultados simulados

Para avaliação das estratégias de reguladores ótimos com restrição aplicadas ao controle vetorial por orientação de fluxo de estator do GIDA, foi utilizado o *software* MATLAB/Simulink foi realizada e seus resultados serão discutidos nesta seção.

O gerador de 2MW utilizado em [6] foi utilizado nesta simulação e seus parâmetros são descritos na Tabela 1. A partir dos parâmetros e com um período de amostragem de 0.125 ms, o modelo desacoplado em espaço de estados do GIDA é definido ao utilizar um segurador de ordem zero em (4.6):

$$\begin{bmatrix} i_{d,r}[k+1] \\ i_{q,r}[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.9975 & 0 \\ 0 & 0.9975 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d,r}[k] \\ i_{q,r}[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1.032 & 0 \\ 0 & 1.032 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{d,r}[k] \\ v_{q,r}[k] \end{bmatrix} \quad (6.1)$$



Parâmetros - GIDA 2MW	
$V_s$	690V
$f_s$	60Hz
$r_s$	0.002381 $\Omega$
$r_r$	0.002381 $\Omega$
$L_M$	0.0019H
$L_{ls}$	0.063mH
$L_{lr}$	0.060mH
$J$	56Kg.m <sup>2</sup>
$p$	2

Tabela 1 – Parâmetros do GIDA

Partindo do modelo descrito em (6.1), é possível encontrar as matrizes de predição de resposta livre e forçada  $H$  e  $F$ , representadas pela Equação (2.6). Uma vez que os termos dependentes de  $\omega_{sl}$  são considerados apenas após o cálculo da lei de controle do MPC, nota-se uma vantagem quando o custo computacional é levado em conta quando comparado com [10], uma vez que as matrizes de predição necessitam ser atualizadas a cada nova leitura de velocidade de rotor. Como a predição do comportamento da corrente do GIDA se torna menos custosa, é possível escolher valores maiores de horizontes de predição e controle, o que torna a otimização da função custo mais eficiente.

Para todos os controladores aqui abordados e com finalidade de se obter uma comparação entre os métodos, serão utilizados os mesmos ganhos  $Q$  e  $R$  que consideram os erros preditos e o esforço de controle respectivamente. Seus valores foram definidos de acordo com as práticas de seleção dos parâmetros iniciais abordado em [32].

$$R = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad Q = \begin{bmatrix} 100 & 0 \\ 0 & 100 \end{bmatrix}$$

As simulações envolvendo o MPC foram analisadas com os horizontes de controle e de predição iguais a 10 e 30 respectivamente. Além disso, as restrições impostas à entrada devem atender à desigualdade  $-120 \leq \hat{v}[k] \leq 120$ . Esta condição de sinal de controle foi imposta apenas para fins de teste do controlador em situações de saturação. Uma estratégia de restrição de sinais de tensão e corrente do GIDA pode ser observada em [2].

Relativo às malhas externas de potência reativa e velocidade de rotor, a Tabela 2 apresenta os ganhos do controlador proporcional-integral. A aplicação deste regulador tem como principal objetivo a manutenção do erro nulo em regime permanente, uma vez que o gerador está sujeito à variações de seus parâmetros durante sua operação como, por exemplo, uma variação na resistência de estator causada pelo aquecimento dos enrolamentos ou a própria saturação do núcleo. Uma saturação no sinal de referência de torque eletromagnético foi imposto igual ao seu torque nominal de forma a proteger a máquina de torques elevados eventualmente solicitados pelo algoritmo.

Parâmetros PI - $T_{em}$	
$k_{pT}$	1120
$k_{iT}$	11200

Tabela 2 – Parâmetros PI - Malha  $T_{em}$ 

De forma semelhante, a Tabela 3 apresenta o controlador PI responsável por definir a referência de eixo direto do rotor. Novamente o controlador clássico foi utilizado para manter o erro de potência reativa de estator nulo durante o regime permanente.

Parâmetros PI - $Q_s$	
$k_{pQ}$	0.0095
$k_{iQ}$	234.32

Tabela 3 – Parâmetros PI - Malha  $Q_s$ 

Todos os casos analisados irão considerar tres cenários de erros no sinal aplicado pelo desacoplador *feedforward* representado nas Equações (4.4) e (4.5). O primeiro cenário considerará um cancelamento perfeito dos termos cruzados ( $\phi = 1$ ), em seguida será considerado um erro de 30% ( $\phi = 0.7$ ) a menos nos parâmetros e por fim será avaliado um erro de 50% ( $\phi = 0.5$ ). Tal erro será considerado pela função (6.2), se aplicando a todos os parâmetros do gerador, inclusive no projeto dos controladores:

$$\bar{X} = \phi X \quad (6.2)$$

### 6.1.1 Cenário 1 - MPC com restrições

Neste cenário e nos próximos que serão analisados, a referência de velocidade do GIDA iniciou em aproximadamente 209.4 rpm, operando na velocidade supersíncrona. Em 1.2 segundos de simulação, a estratégia solicita que o GIDA opere na velocidade síncrona, isto é, aproximadamente 188.5 rpm para uma frequência de 60 Hz da rede no qual o GIDA está conectado. Por fim, a referência de velocidade passa para a velocidade subsíncrona de 167.5 rpm.

A Figura 17 mostra a resposta da velocidade elétrica de rotor que é controlada indiretamente pela regulação de torque eletromagnético e sua resposta é representada na Figura 18. Percebe-se aqui que, pelo controle vetorial, é possível que a máquina de indução possa operar em modo gerador nas regiões de velocidades síncronas, supersíncronas e subsíncronas. Além disso, a restrição de torque é observada tendo em vista a proteção do equipamento a referências além de seu valor nominal.

Conforme previsto na Equação (3.36), é possível notar a relação proporcional entre o torque eletromagnético desenvolvido e a corrente  $i_{q,r}$  na Figura 19. Uma resposta mais detalhada da componente em quadratura da corrente de rotor mostra, na Figura 20, a

variação de desempenho em função do erro dos parâmetros utilizados. Mesmo assim, a estratégia trabalha de forma satisfatória para um erro de modelagem de até 50%.

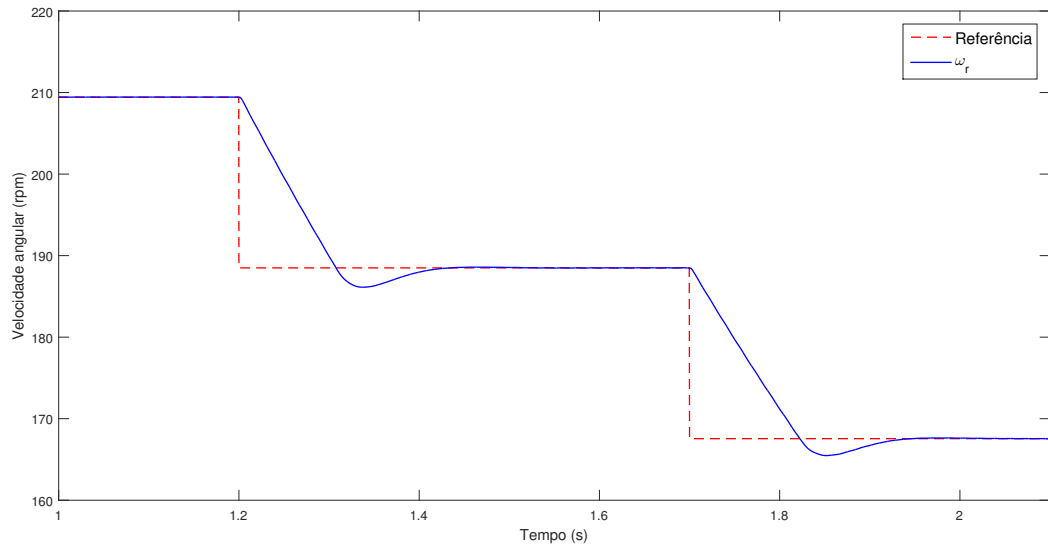


Figura 17 – MPC com restrições - Velocidade de rotação

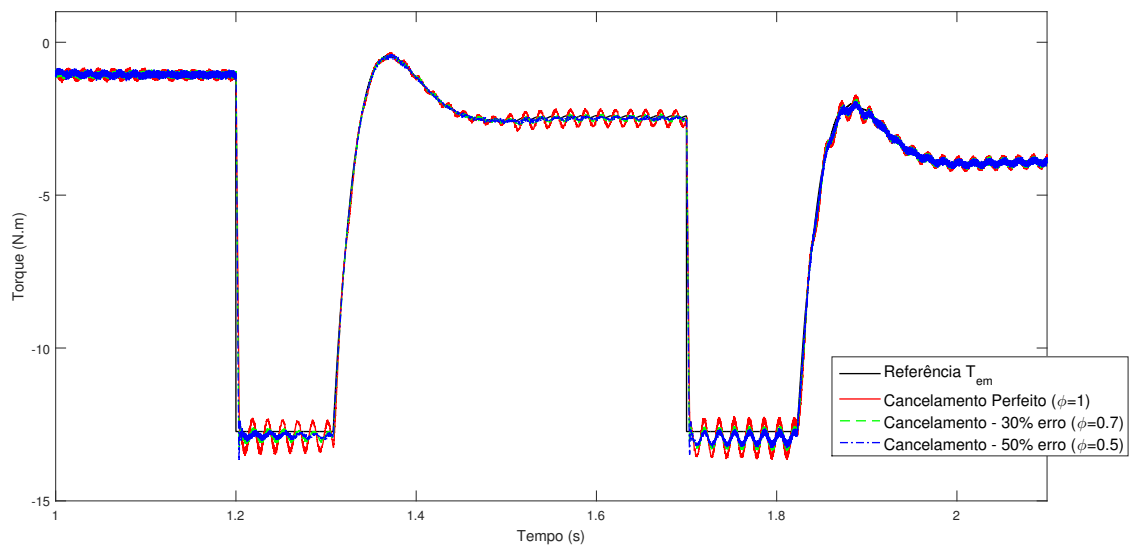


Figura 18 – MPC com restrições - Torque eletromagnético

Por sua vez, a resposta da potência reativa de estator é mostrada na Figura 21. A simulação inicia com a referência solicitando um consumo de 1 MVar pelo estator da máquina. Em seguida, a máquina passa a operar a um fator de potência unitário ( $Q_s = 0$ ) em 1.1 segundo de simulação até passar a entregar 1 MVar de potência reativa para a rede em 1.5 segundos. Por fim, o sistema solicita que a máquina opere com 500 VAr aos 1.9 segundos de simulação.

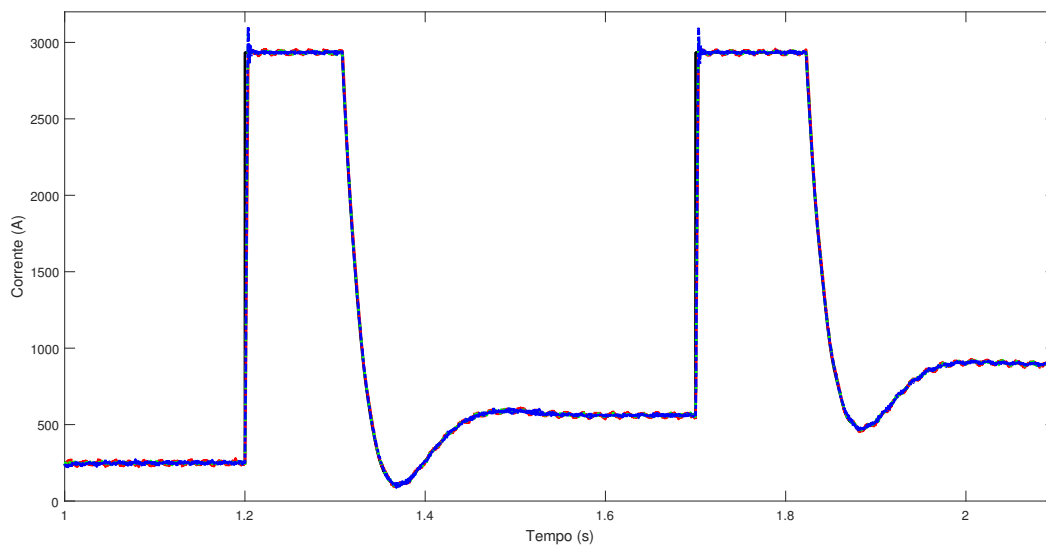


Figura 19 – MPC com restrições - Corrente de rotor  $i_{q,r}$

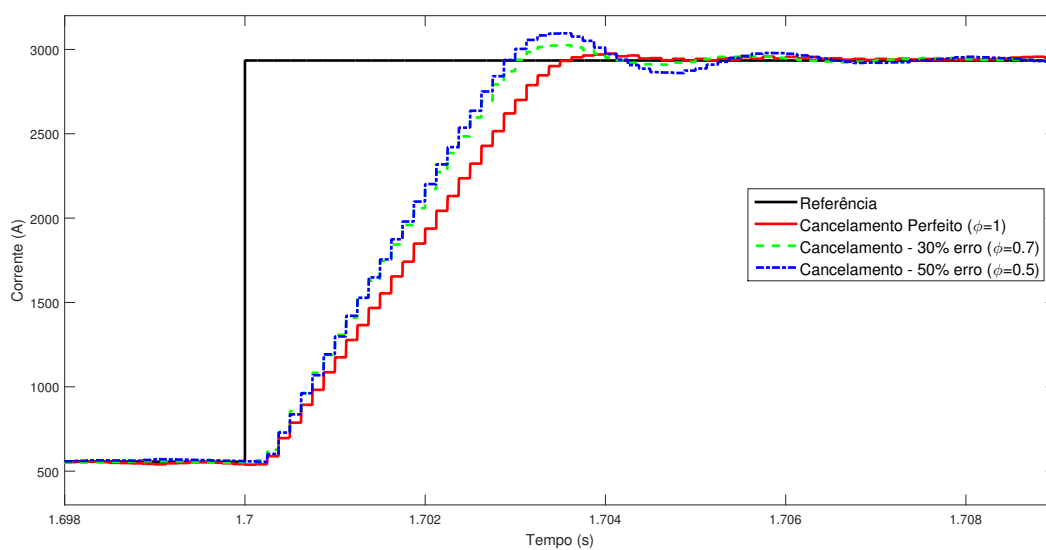


Figura 20 – MPC com restrições - Resposta detalhada da corrente de rotor  $i_{q,r}$

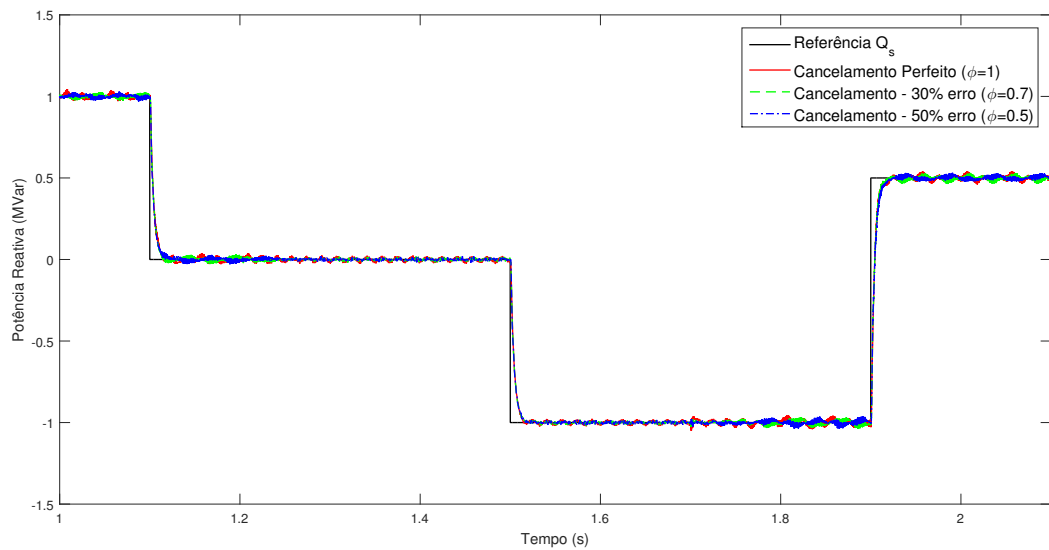


Figura 21 – MPC com restrições - Potência reativa de estator

De maneira semelhante à malha de controle de torque, a relação de proporcionalidade entre a potência reativa e corrente de eixo direto pode ser observada na Figura 22. Uma resposta detalhada da corrente  $i_{d,r}$  é vista na Figura 23 cuja corrente, nos três casos de erros de modelagem, seguem a referência definida pela sua malha externa.

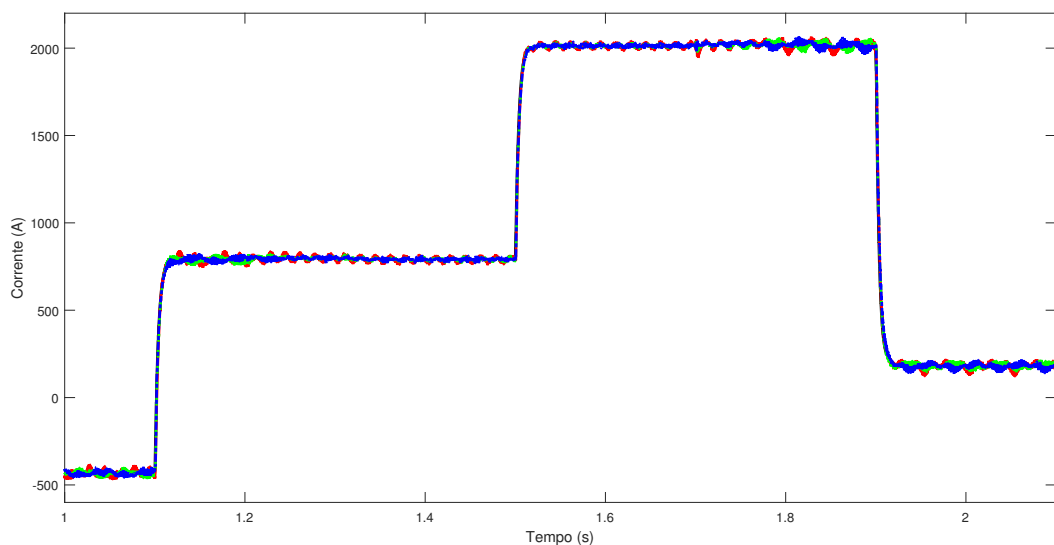


Figura 22 – MPC com restrições - Corrente de rotor  $i_{d,r}$

A corrente trifásica de rotor obtida ao realizar a transformação vetorial inversa de  $i_{dq,r}$  é mostrada na Figura 24. É possível analisar a atuação do inversor de frequência neste resultado. Neste caso, o sinal trifásico de corrente possui sequência positiva enquanto o gerador opera com velocidade supersíncrona, torna-se um sinal contínuo enquanto está na velocidade síncrona ( $\omega_{sl} = 0$ ) e em seguida inverte sua sequência quando é solicitado a

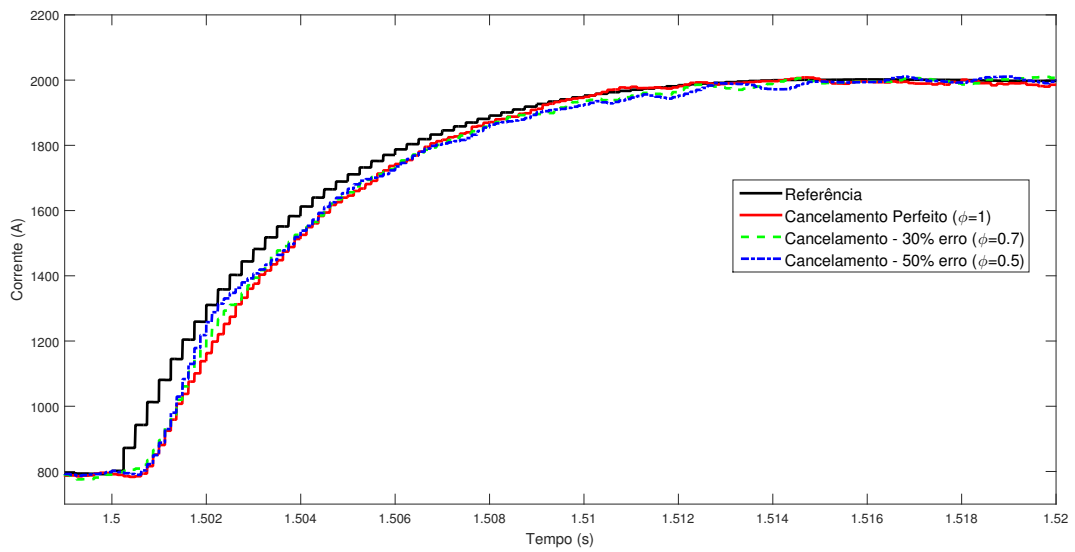


Figura 23 – MPC com restrições - Resposta detalhada da corrente de rotor  $i_{d,r}$

operar na região subsíncrona.

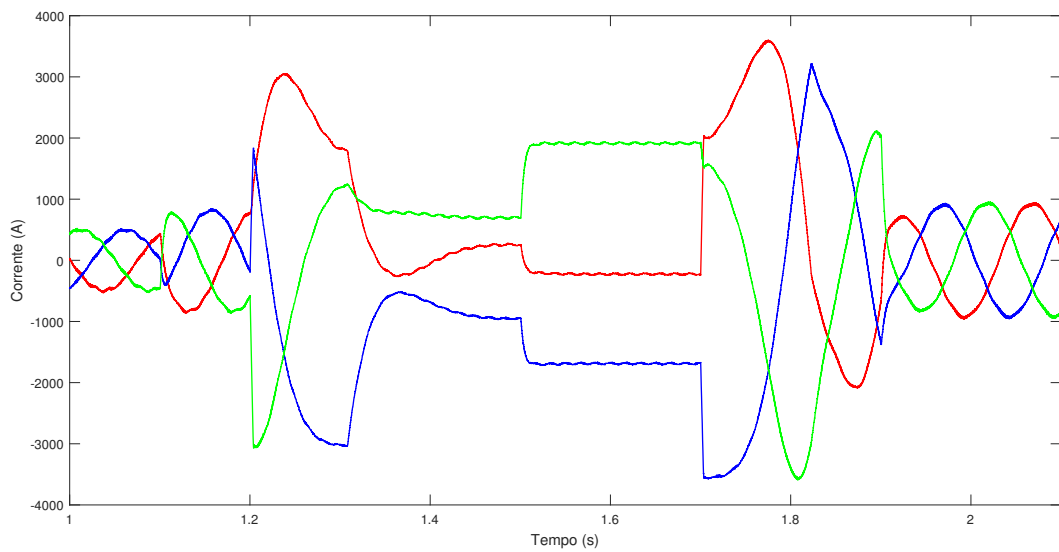


Figura 24 – MPC com restrições - Corrente de rotor

Finalmente, o sinal de tensão modulado na orientação de fluxo de estator é visto nas Figuras 25 e 26. Pelo sinal de tensão  $v_{q,r}$ , nota-se que o MPC está definindo sua lei de controle dentro das restrições impostas ( $-120 \leq \hat{v} \leq 120$ ).

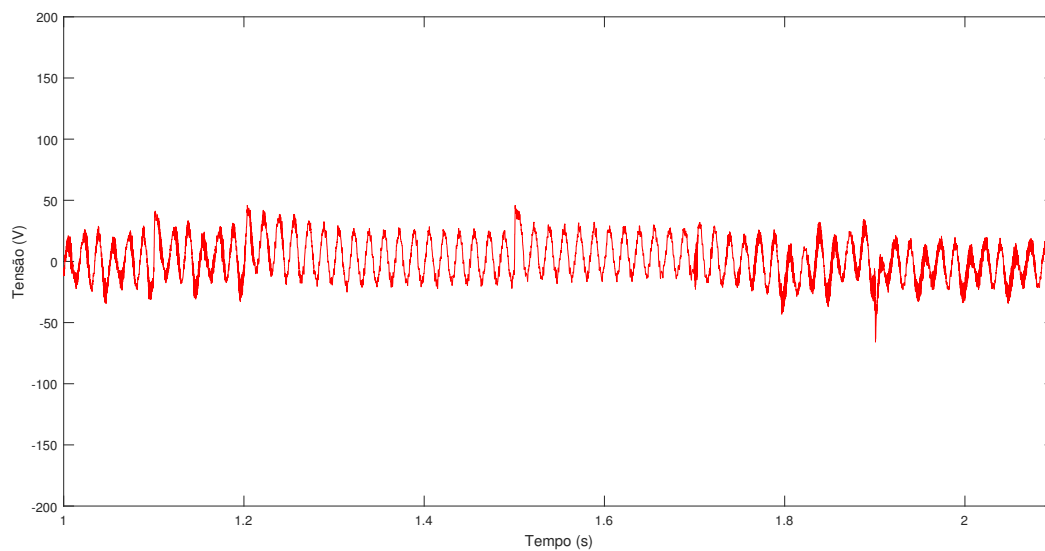


Figura 25 – MPC com restrições - Tensão de rotor  $v_{d,r}$

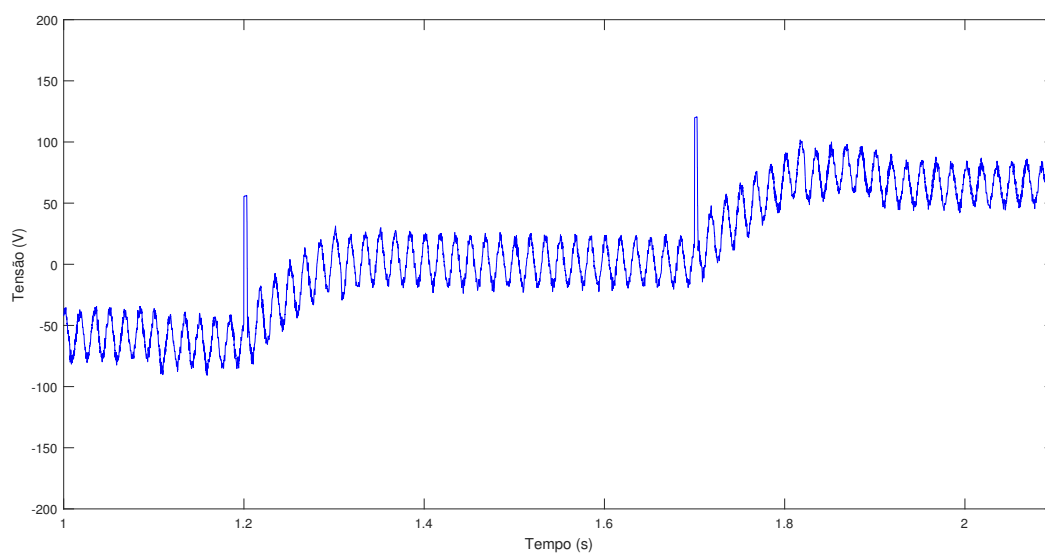


Figura 26 – MPC com restrições - Tensão de rotor  $v_{q,r}$

### 6.1.2 Cenário 2 - MPC + *anti-windup*

A simulação envolvendo a aplicação da solução analítica desenvolvida na Equação (2.10) e da técnica de integração condicional do sinal  $\Delta v_{dq,r}$  em (5.3), como descrita na Figura 10 também foi realizada. Os parâmetros utilizados no otimizador do primeiro caso foram igualmente aplicados para o cálculo proveniente da solução analítica do MPC. Da mesma forma, as mesmas condições de restrição no sinal de entrada foram usadas para o integrador condicional. Seus limites de saturação também devem ser atualizados a cada passo em função do sinal de desacoplamento pelo mapeamento de restrição.

As Figuras 27 e 28 mostram as respostas de velocidade de rotor e de torque eletromagnético respectivamente, sendo observado uma semelhança no desempenho com as respostas do primeiro caso simulado.

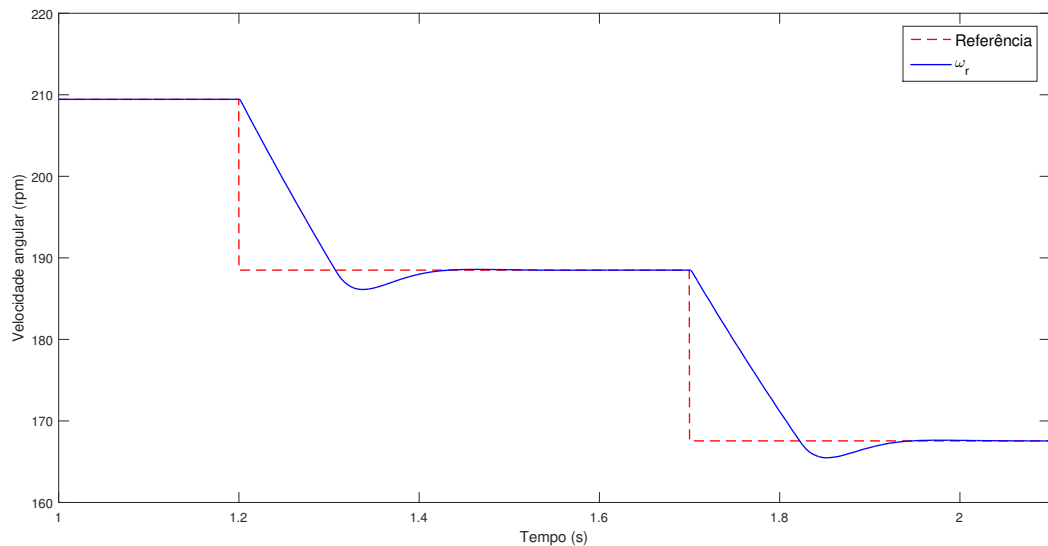


Figura 27 – MPC + *anti-windup* - Velocidade de rotação

A dinâmica de corrente em quadratura é novamente vista nas Figuras 29 e 30 como função da referência de torque eletromagnético. O efeito do erro de modelagem no *design* da estratégia em questão também é considerado nos resultados desta seção.

A resposta da potência reativa de estator é demonstrada na Figura 31, em que é possível observar a eficiência da estratégia para regulação da potência reativa entregue ou absorvida pelo estator do GIDA. Conseqüentemente, a resposta da corrente  $i_{d,r}$  pode ser vista nas Figuras 32 e 33.

Da mesma maneira que o caso anterior, as correntes trifásicas de rotor são apresentadas na Figura 34, sendo possível também observar a atuação do conversor de frequência nos sinais elétricos do circuito de rotor.

Por fim, as tensões  $v_{dq,r}$  aplicadas pelo conversor do lado do rotor são vistas nas Figuras 35 e 36. Nesse caso, é possível notar a eficiência da estratégia *anti-windup* no sinal



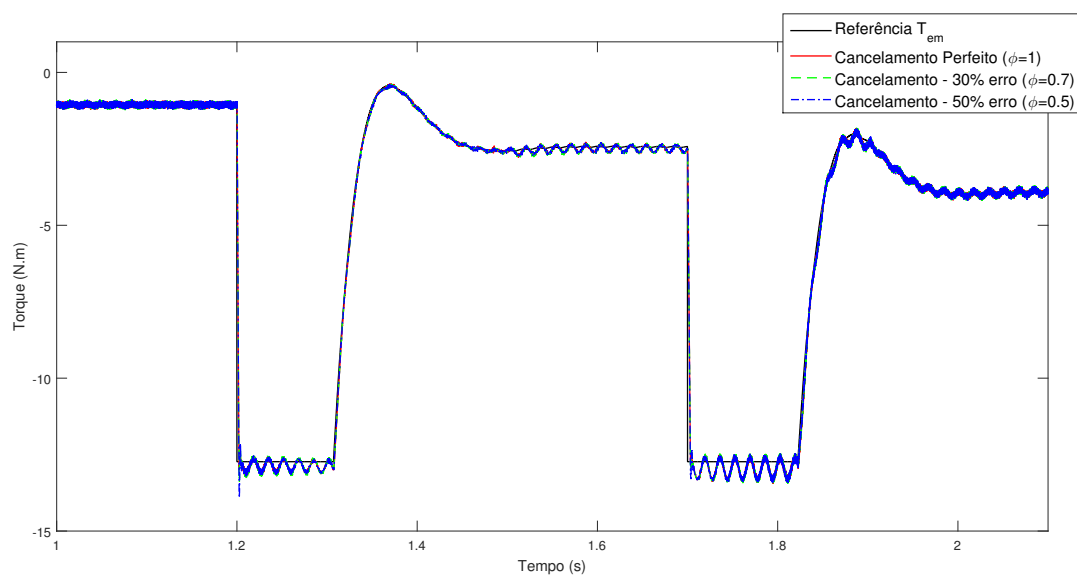


Figura 28 – MPC + *anti-windup* - Torque eletromagnético

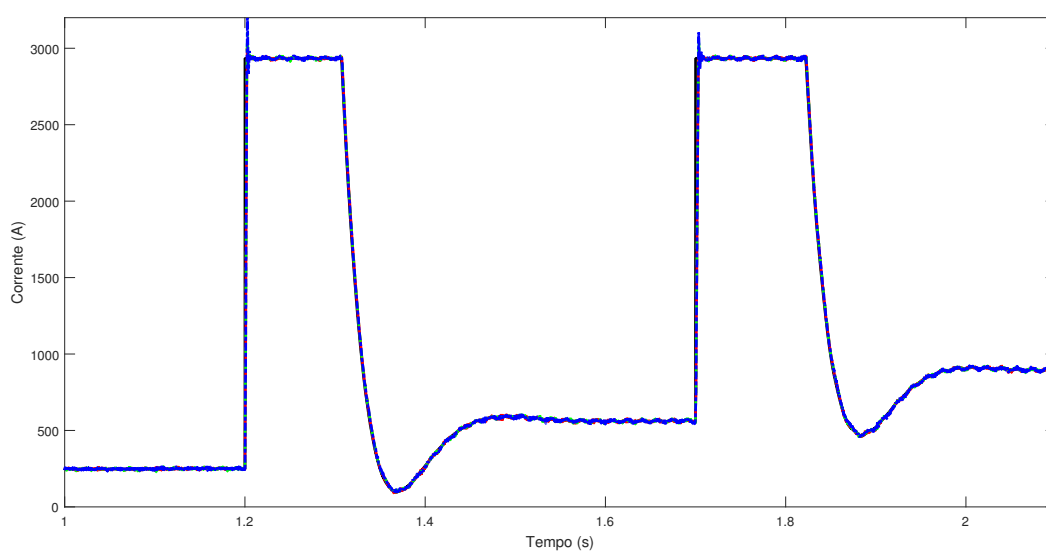


Figura 29 – MPC + *anti-windup* - Corrente de rotor  $i_{q,r}$

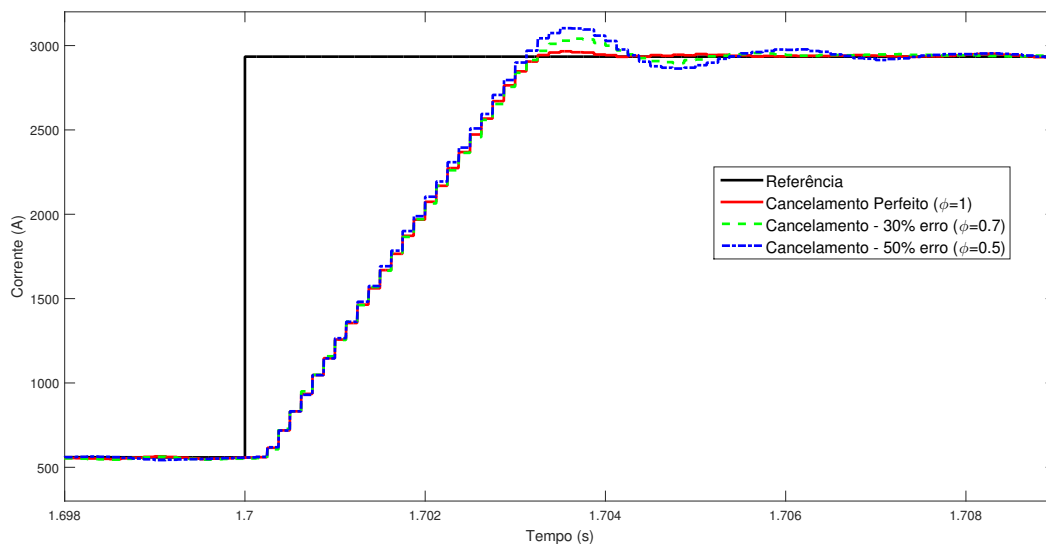


Figura 30 – MPC + *anti-windup* - Resposta detalhada da corrente de rotor  $i_{q,r}$

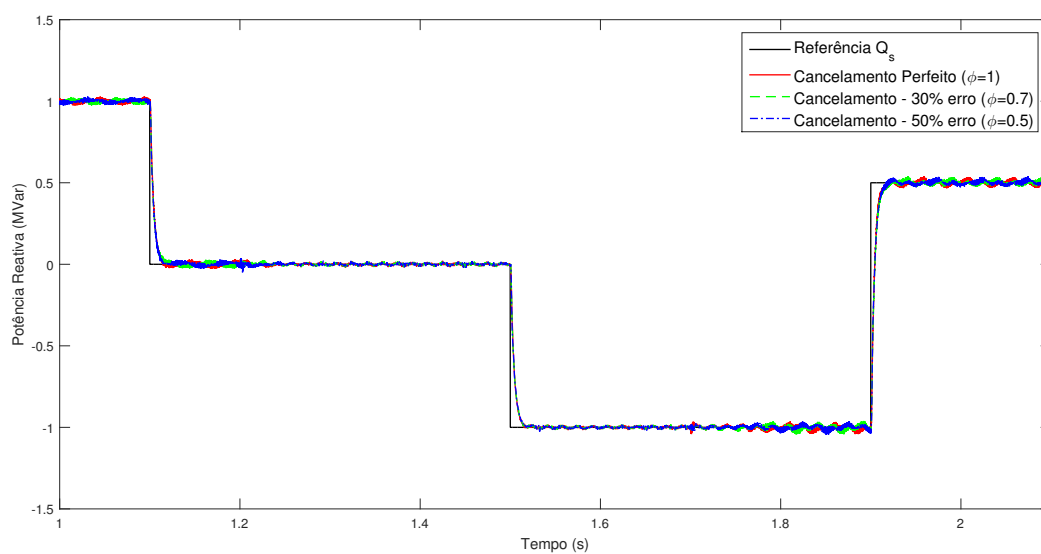


Figura 31 – MPC + *anti-windup* - Potência reativa de estator

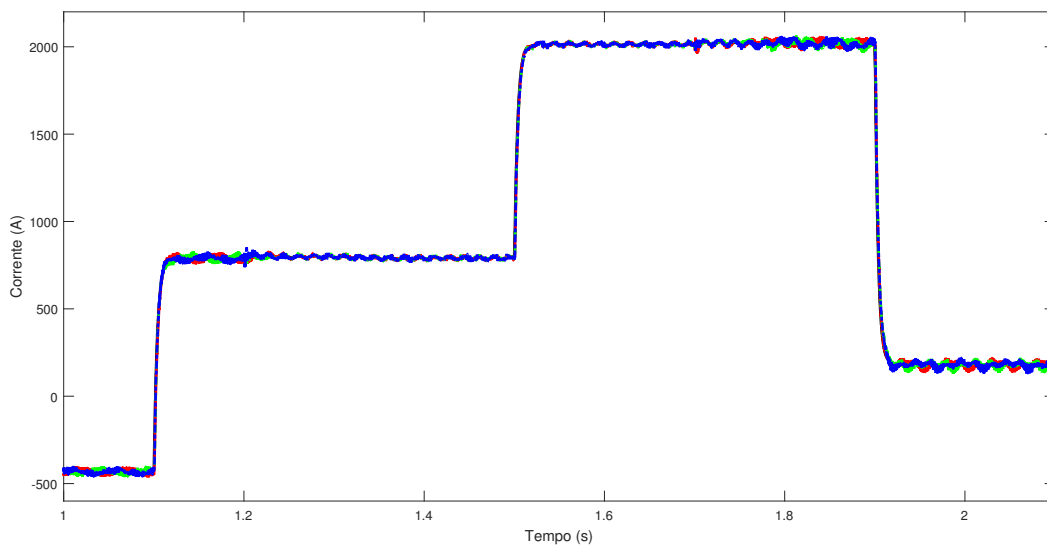


Figura 32 – MPC + *anti-windup* - Corrente de rotor  $i_{d,r}$

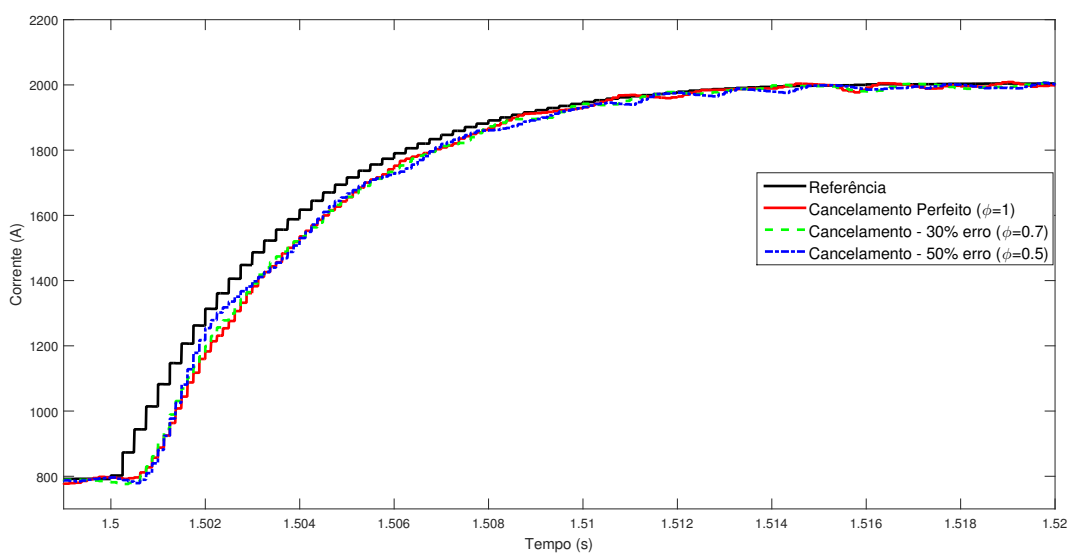
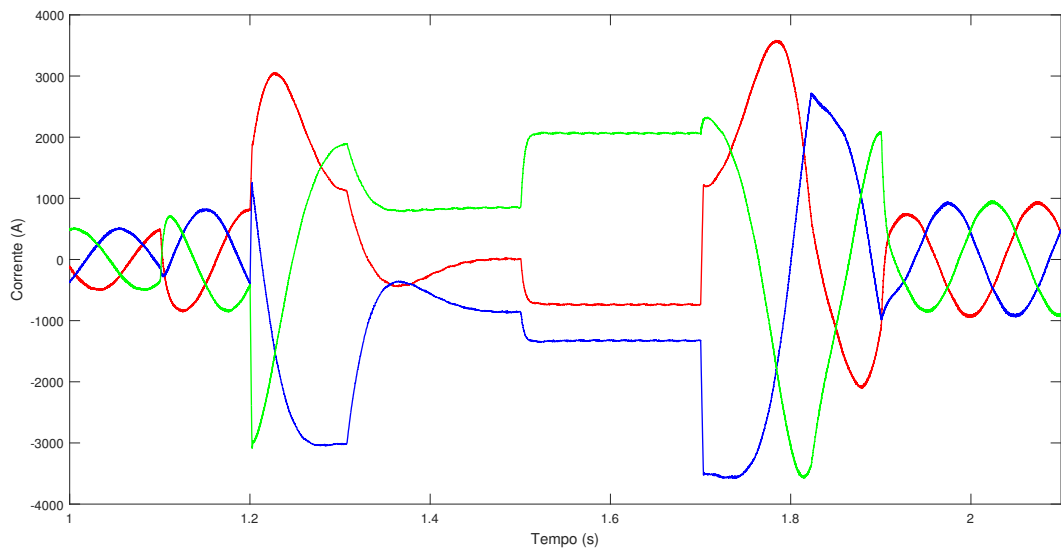
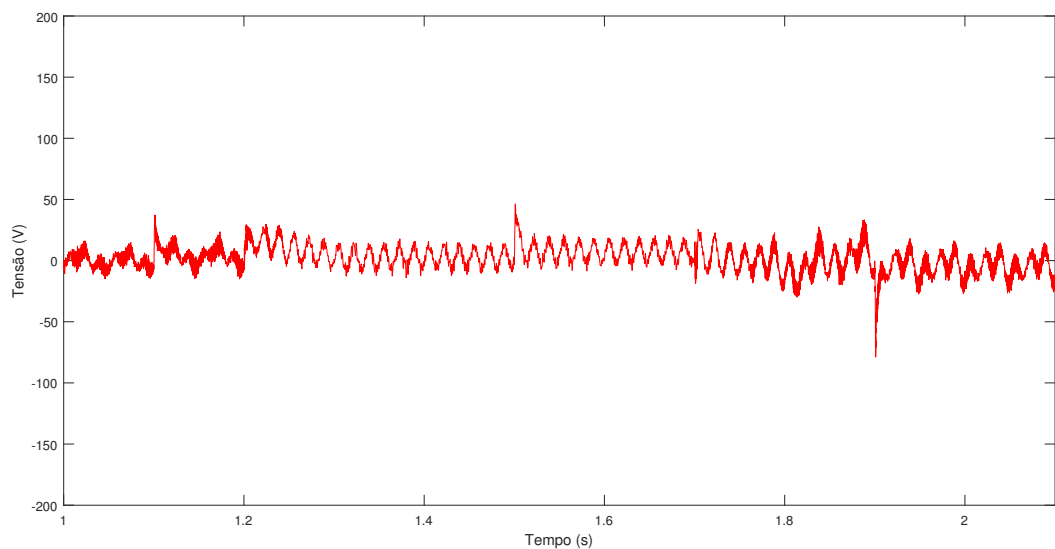


Figura 33 – MPC + *anti-windup* - Resposta detalhada da corrente de rotor  $i_{d,r}$

Figura 34 – MPC + *anti-windup* - Corrente de rotor

de controle da malha de corrente, uma vez que o controlador quadrático atua de forma livre e em seguida seu sinal é truncado caso esteja fora da região de saturação. Por isso, nota-se picos mais acentuado no sinal de tensão na Figura 36, quando comparado com o sinal de controle do caso anterior.

Figura 35 – MPC + *anti-windup* - Tensão de rotor  $v_{d,r}$

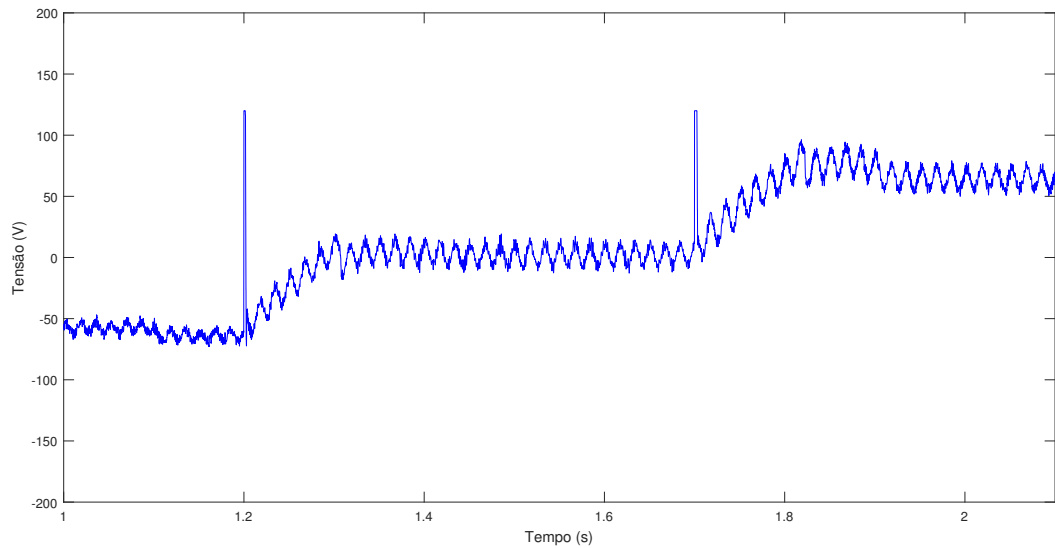


Figura 36 – MPC + *antiwindup* - Tensão de rotor  $v_{q,r}$

### 6.1.3 Cenário 3 - LQR + *antiwindup*

Uma última estratégia é testada neste trabalho, em que um regulador linear quadrático é projetado tomando como base o modelo incremental do GIDA. Sua lei de incremento de controle é definida pela Equação (5.6).

Os ganhos do realimentador de estados são encontrados pela solução da equação de *Riccati*<sup>1</sup>, tomando os ganhos R e Q iguais a 1 e 100 respectivamente, tendo polos alocados em  $0.7756 \pm j0.1786$  para ambas malhas de corrente  $i_{dq,r}$ :

$$K = \begin{bmatrix} 0.3528 & 0.0797 \end{bmatrix}$$

A resposta do LQR no controle de velocidade e torque eletromagnético pode ser vista nas Figuras 37, 38 e 39. Pelos resultados observados até aqui, a eficiência do LQR é satisfatória ao atingir o objetivo de seguimento de referência.

Entretanto, o LQR aqui proposto se mostra ineficiente no controle da potência reativa ao verificar as Figuras 40 e 41, que mostram as resposta de potência de estator e corrente de eixo direto de rotor respectivamente.

Esta característica deve-se principalmente ao fato do LQR não possuir capacidade implícita em lidar com o efeito dos acoplamentos cruzados, que se torna mais relevante à medida que o módulo da velocidade de escorregamento aumente.

A corrente de rotor trifásica resultante é mostrada na Figura 42. Aqui se percebe o efeito de harmônicas provenientes do sinal modulado de tensão, o que ocasiona um efeito

<sup>1</sup> Foi utilizada a função *dlqr* no MATLAB de forma a auxiliar o cálculo dos ganhos

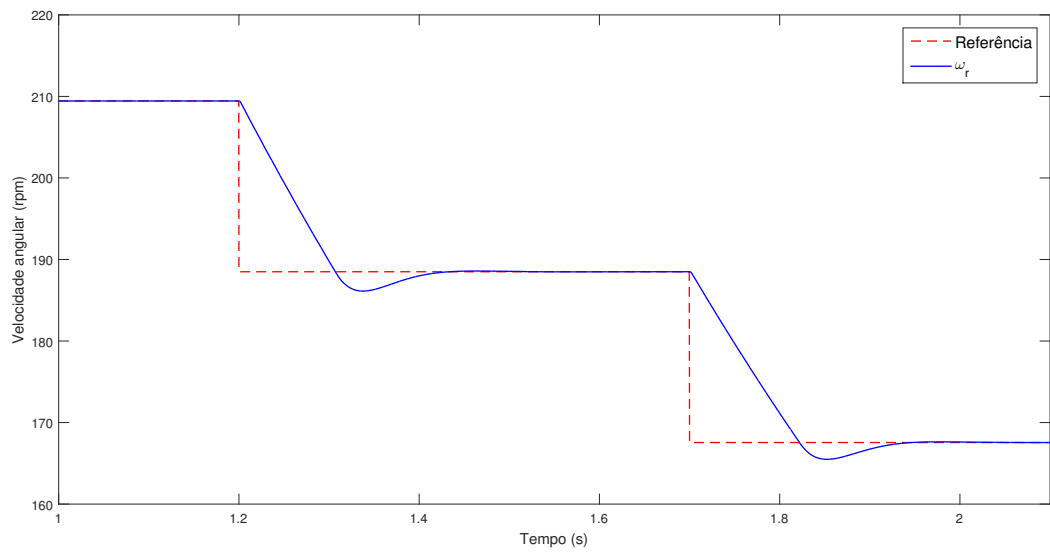


Figura 37 – LQR - Velocidade de rotação

oscilatório indesejado em toda malha de controle de potência reativa, prejudicando sua resposta e conseqüentemente sua referência de corrente.

Por fim, o sinal de tensão no sistema de referência síncrono é mostrado nas Figuras 43 e 44, sendo possível observar o efeito da restrição no sinal de tensão  $v_{q,r}$  nos momentos em que há mudança de referência na velocidade.

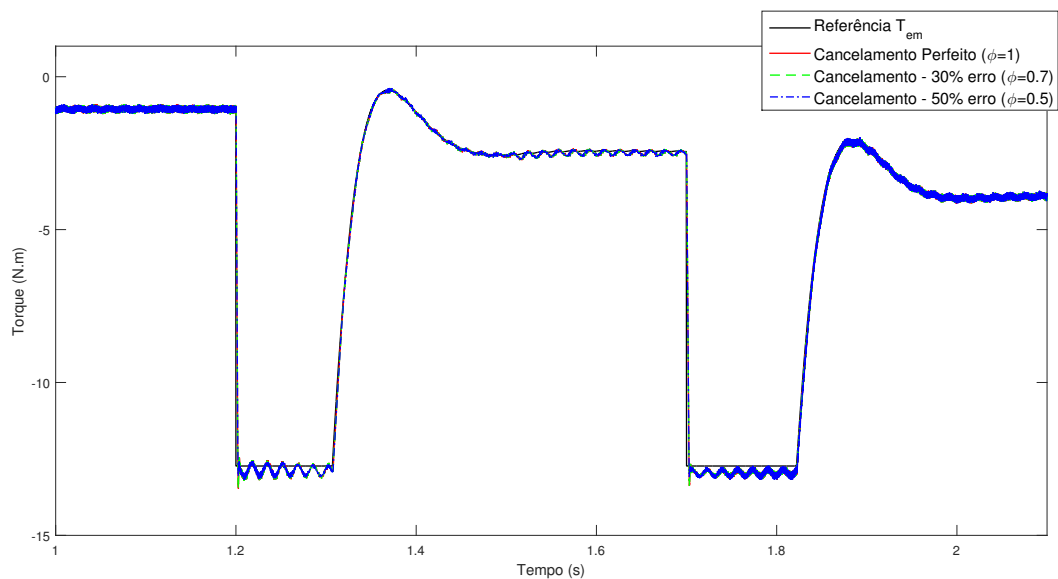


Figura 38 – LQR - Torque eletromagnético

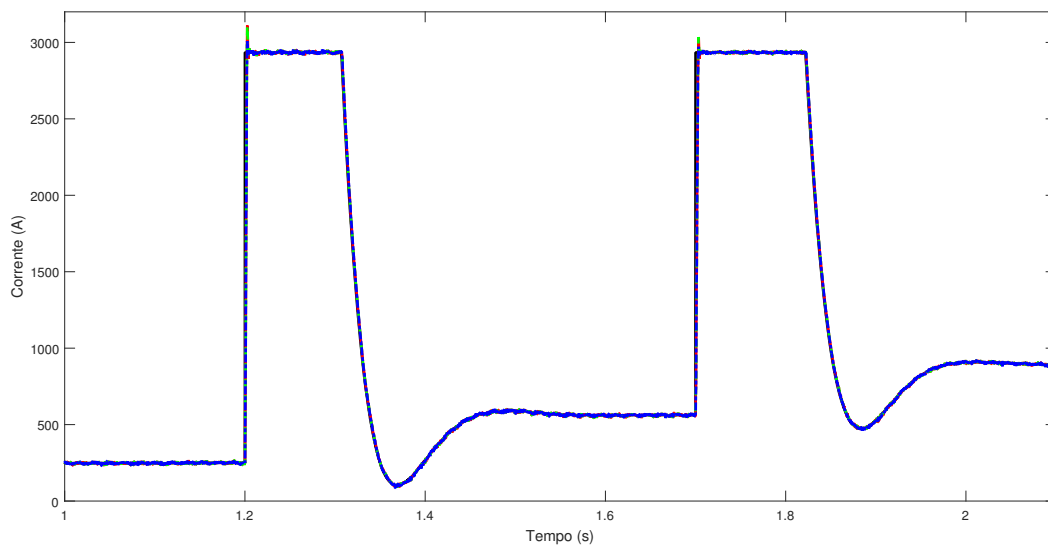


Figura 39 – LQR - Corrente de rotor  $i_{q,r}$

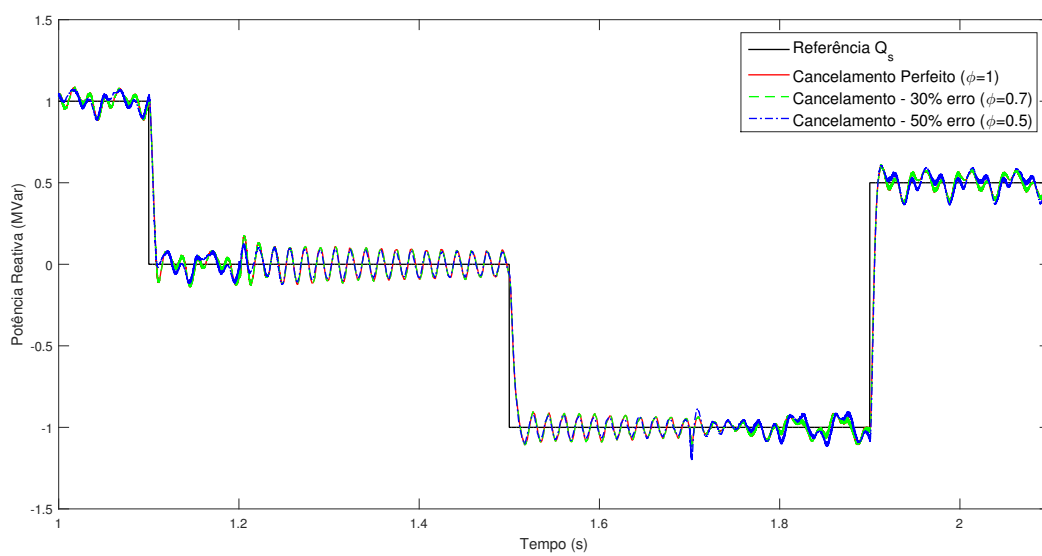


Figura 40 – LQR - Potência reativa de estator

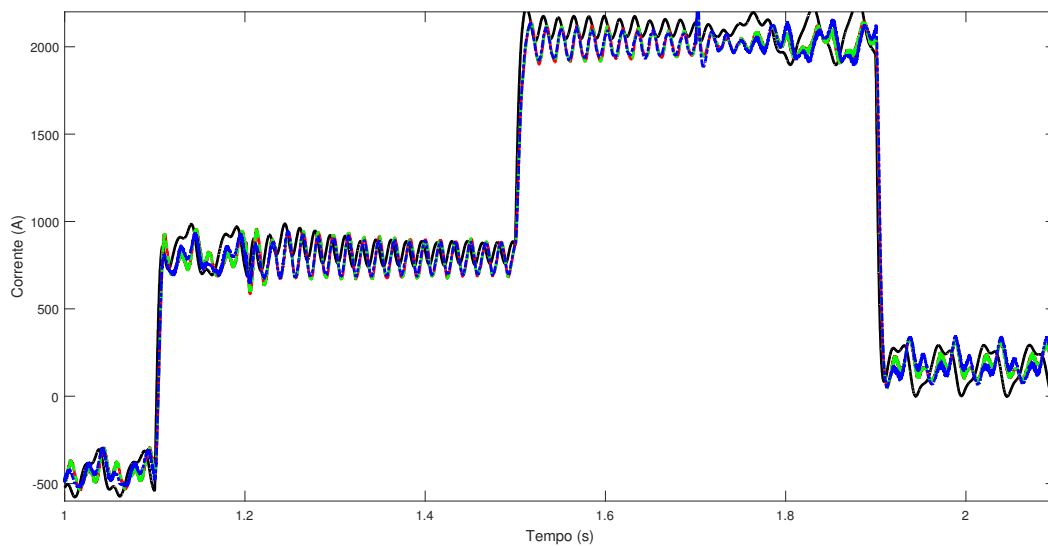


Figura 41 – LQR - Corrente de rotor  $i_{d,r}$

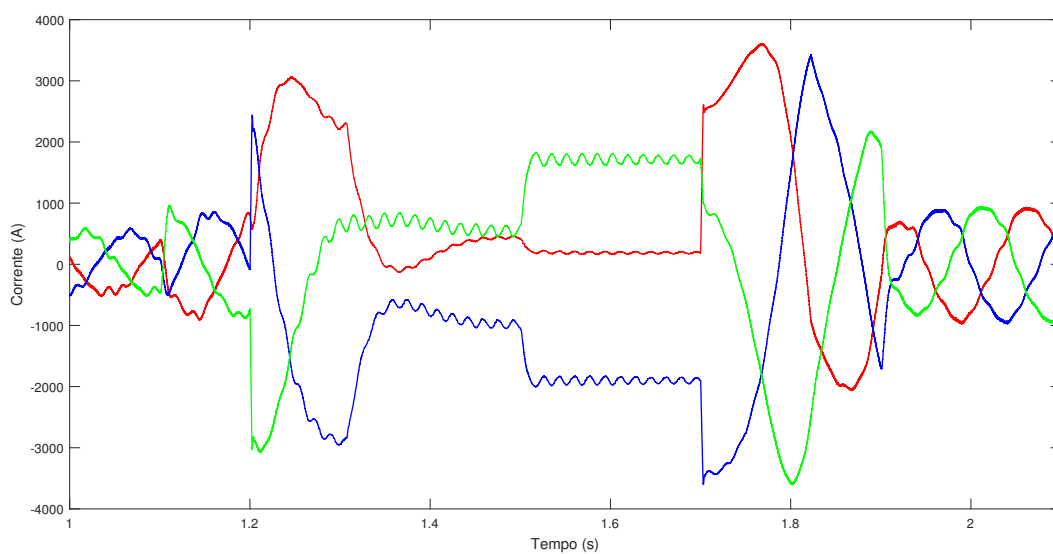


Figura 42 – LQR - Corrente de rotor



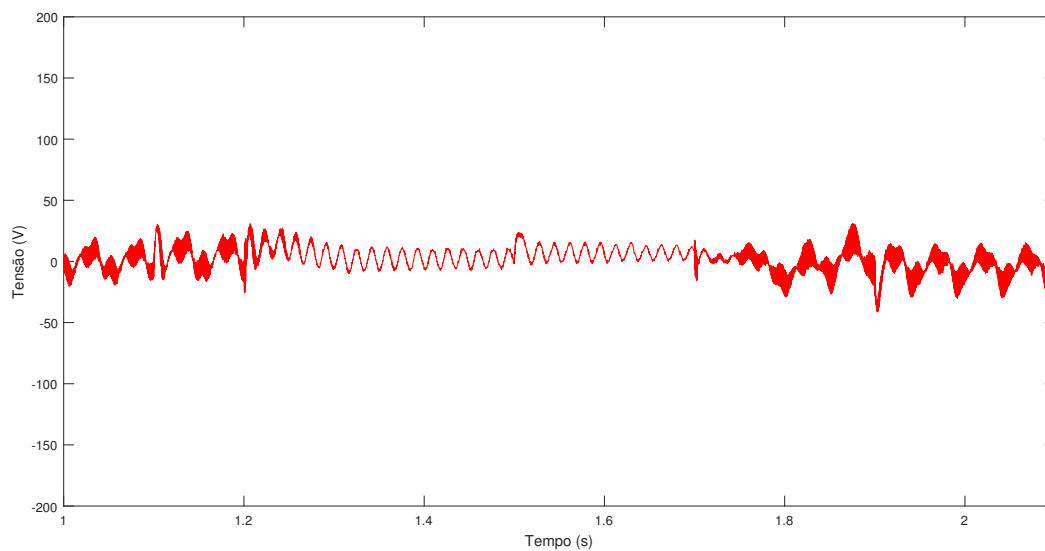


Figura 43 – LQR - Tensão de rotor  $v_{d,r}$

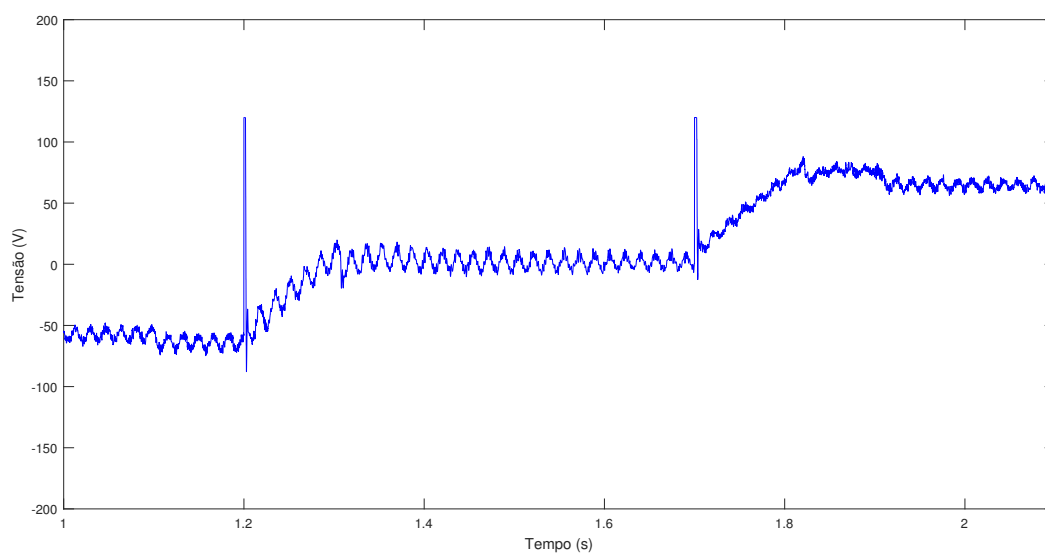


Figura 44 – LQR - Tensão de rotor  $v_{q,r}$

## 6.2 Considerações Finais

Este capítulo apresenta os resultados simulados provenientes do controle vetorial por orientação de fluxo de estator. Sua malha de corrente é controlada por três estratégias distintas de controle ótimo que foram devidamente descritas e seus resultados avaliados.

Nos dois primeiros cenários, foram considerados dois controladores preditivos: o primeiro, ao considerar as restrições de entrada, já em sua minimização da função custo, apresenta um resultado satisfatório para o controle de velocidade e potência reativa do GIDA selecionado na Tabela 1. De forma similar, o segundo cenário apresentou uma estratégia mais simples em custo computacional e igualmente satisfatória, ainda considerando as restrições impostas ao utilizar um bloco *anti-windup* no momento da integração do seu sinal de incremento de controle.

Os dois casos consideraram a adição de um sinal de cancelamento de termos cruzados presentes em [6] e [18] com o objetivo de simplificar o cálculo das suas matrizes de predição a dois sistemas de primeira ordem idealmente desacoplados. Esta característica tornou ambas as estratégias atrativas do ponto de vista de processamento e limitação de hardware quando comparadas à solução proposta em [10] que necessita atualizar seu modelo a cada nova leitura de velocidade de rotor.

Com a finalidade de analisar o desempenho dos dois controladores MPC com uma estratégia não ótima equivalente, um LQR a partir do modelo desacoplado e incrementado do GIDA foi projetado com os mesmos ganhos. Pelos resultados apresentados, esta última topologia apresentou um comportamento oscilatório que pode vir a ser indesejável se o GIDA estiver conectado a um barramento fraco, podendo propagar esta oscilação de potência reativa para todas as cargas conectadas ao barramento.

Também, nota-se também que, nos reguladores MPC, foi presenciado uma leve piora no comportamento em regime permanente das correntes quando o GIDA opera em velocidades muito distantes da velocidade síncrona. Tal comportamento já é esperado uma vez que a estratégia de desacoplamento *feedforward* pode ser interpretada como uma perturbação na entrada cuja intensidade é diretamente proporcional à velocidade de escorregamento do GIDA. Por outro lado, por não ser capaz de lidar tão bem com as perturbações geradas pelo acoplamento cruzado, o LQR possui um desempenho pior que as técnicas de MPC analisadas nesta seção.

Tendo em vista uma quantificação do desempenho das estratégias presentes nesta dissertação, as Tabelas 4 e 5 descrevem o índice ISE<sup>2</sup>, que retorna a integral do quadrado do erro entre a saída do sistema com sua referência das malhas de controle de torque e potência reativa, sendo assim um parâmetro de comparação entre as estratégias[38] abordadas nesta seção. Dessa forma, conclui-se que a técnica proposta de MPC com

---

<sup>2</sup> *Integral of Square Error (ISE)*

integração condicional no Capítulo 5 possui desempenho ligeiramente inferior à técnica de MPC com restrições representada pelo primeiro cenário simulado no controle de potência reativa. Nota-se também uma queda de desempenho considerável do LQR no controle de potência reativa de estator, visto que esta malha está mais sujeita aos efeitos dos acoplamentos proporcionais à velocidade de escorregamento, mesmo que ainda o sinal de compensação seja aplicado.

No que tange à malha de controle de torque eletromagnético, o cenário já consolidado apresentou um resultado melhor que o LQR e o MPC com integração condicional, tendo em vista os esforços de controle demandados pelos controladores que podem ser vistos nas Figuras 36 e 44. Ainda assim, todos os casos apresentaram resultados satisfatórios perante as referências de velocidade solicitadas. Percebe-se pelos sinais de correntes trifásica a variação da frequência da corrente de rotor diretamente proporcional à velocidade de escorregamento e também a variação dos seus valores de pico em função da referência de potência reativa solicitada pelo operador.

	$\phi = 1$	$\phi = 0.7$	$\phi = 0.5$
Cenário 1	1.055	1.039	1.026
Cenário 2	1.054	1.043	1.033
Cenário 3	1.726	1.726	1.790

Tabela 4 – Índice ISE para controladores de potência ( $\times 10^{10}$ )

	$\phi = 1$	$\phi = 0.7$	$\phi = 0.5$
Cenário 1	499.809	540.632	415.852
Cenário 2	793.424	797.023	434.540
Cenário 3	792.808	792.808	794.310

Tabela 5 – Índice ISE para controladores de torque

Ainda pelo indicador da integral do quadrado do erro, é possível observar uma melhor do índice conforme os erros paramétricos sejam maiores. Isto se deve a, mesmo que sua resposta ao degrau seja visivelmente melhor nas Figuras 20, 30, o efeito do acoplamento e do sinal de compensação se tornam mais agressivos com o aumento da velocidade de escorregamento, ocasionando numa leve piora da resposta em regime permanente no sistema.

## 7 Conclusão

A energia eólica vem cada vez mais crescendo sua participação na matriz de geração de energia elétrica no Brasil. Devido às necessidades de redução de  $CO_2$  para minimização dos efeitos globais no planeta, inovações tecnológicas veem-se necessárias para o aumento da eficiência na geração desta fonte renovável. Dessa forma, o gerador de indução duplamente alimentado em conjunto com um conversor *back-to-back* tem sido promissor quanto à sua eficiência quando aplicado em usinas eólicas. Desta maneira, esta dissertação avalia uma contribuição na aplicação de controladores ótimos de baixo custo computacional na malha de controle de corrente do GIDA, tendo em vista a regulação de velocidade de rotor e potência reativa nos terminais de seu estator.

Através da orientação de fluxo de estator, é possível que o GIDA opere com suas malhas de controle de torque e potência reativa idealmente separadas, quando auxiliado de um desacoplador *feedforward*. Logo, permite-se que a máquina possa operar como gerador em qualquer uma das regiões de velocidade em torno da sua velocidade síncrona entregando um fator de potência constante relativo à sua malha de potência reativa.

Isto posto, o controle preditivo baseado em modelo representa uma interessante abordagem quando aplicada ao controle vetorial do GIDA, uma vez que esta estratégia lida com restrições inerentes ao sistema (como o limite de tensão modulada pelo conversor do lado do rotor em função da tensão do barramento DC) de forma natural através da solução da minimização da função custo que considera tanto o esforço de controle quanto o erro entre as saídas preditas dentro de um horizonte de predição e as suas referências futuras.

Ao utilizar o modelo incremental da máquina, uma abordagem alternativa ao caso com restrições torna-se possível ao combinar a solução analítica do problema de minimização quadrática com um compensador clássico *anti-windup* no momento da integração do sinal de incremento de controle obtido. Com isso, três cenários de simulação foram considerados para avaliar o desempenho das estratégias de MPC com restrição, MPC com integração condicional, além de um regulador quadrático linear tendo em vista a comparação dos reguladores antes citados com uma técnica não otimizada.

Pelos resultados observados em simulação, é possível verificar uma similaridade no desempenho das técnicas de MPC abordadas. Dessa forma, a aplicação da integração condicional com a solução analítica da função custo apresenta vantagem do ponto de vista computacional, tendo em vista a redução da complexidade matemática quando comparado ao MPC com restrições. Esta estratégia pode vir a ser interessante em casos que possuam limitações em memória ou processamento dos controladores embarcados.

Contudo, devido ao segundo caso simulado não tratar das restrições na fase computação da minimização da função custo, alguns picos mais acentuados podem ser observados em sua resposta quando comparados à solução com restrições, visto que o primeiro algoritmo abordado consegue antever saturações dentro da sua sequência de controles futuros. Com isso, é correto afirmar que, caso o horizonte de controle seja unitário, ambas as estratégias obterão resultados similares uma vez que, nesta situação, o caso com restrições irá calcular a solução analítica e truncar seu resultado dentro do limite permitido.

Com a mesma sintonia utilizada em todos os cenários, os resultados obtidos a partir do LQR não foram satisfatórios quando comparados com os outros casos, exigindo um ajuste mais fino na escolha de seus parâmetros, mostrando também uma vantagem do MPC perante o regulador quadrático linear ao simplificar a sintonia de seus parâmetros de controle.

## 7.1 Contribuições

Esta dissertação possibilitou a publicação de um artigo no fórum "*3rd Workshop on Communication Networks and Power Systems*", residido na Universidade de Brasília. Neste trabalho, foi demonstrada a aplicação do MPC ao GIDA utilizando seu modelo incremental desacoplado. Tal modelo foi obtido através da aplicação de um sinal de compensação dos termos cruzados de corrente de rotor no eixo girante  $dq$  [39].

## 7.2 Trabalhos futuros

Visto que o controle de velocidade aqui apresentado teve como objetivo mostrar a performance dos reguladores de corrente em diferentes regiões de velocidade, uma estratégia de MPPT para escolha de referência de velocidade pode ser projetada de forma que o GIDA opere sempre em seu ponto de máxima potência, como visto em [27]. Isto posto, a malha de potência reativa servirá para manter a operação do gerador a um fator de potência estável, em função da variação da potência entregue pelo gerador.

Por fim, existe também a possibilidade de avaliar o efeito da retirada das harmônicas inerentes à modulação de tensão pelo conversor *back-to-back* ao utilizar um filtro digital de forma a minimizar efeitos indesejados nas respostas elétricas, principalmente quando o GIDA opera a velocidades de escorregamento elevadas.

## Referências

- 1 ABEEÓLICA. *Números ABEEólica - Janeiro 2019*. 2019. Disponível em: <<http://abeeolica.org.br/wp-content/uploads/2019/02/Números-ABEEólica-01.2019.pdf>>.
- 2 ABU-RUB, H.; MALINOWSKI, M.; AL-HADDAD, K. *Power electronics for renewable energy systems, transportation and industrial applications*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2014.
- 3 BIM, E. *Máquinas elétricas e acionamento*. [S.l.]: Elsevier Brasil, 2015. v. 3.
- 4 ABAD, G. et al. *Doubly fed induction machine: modeling and control for wind energy generation*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011. v. 85.
- 5 TERORDE, G. *Electrical drives and control techniques*. [S.l.]: ACCO, Belgium, 2004.
- 6 SILVA, K. F. d. *Controle e integração de centrais eólicas à rede elétrica com geradores de indução duplamente alimentados*. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2006.
- 7 MAYNE, D. Q. et al. Constrained model predictive control: Stability and optimality. *Automatica*, Elsevier, v. 36, n. 6, p. 789–814, 2000.
- 8 SANTANA, E. S. D.; BIM, E.; AMARAL, W. C. do. A predictive algorithm for controlling speed and rotor flux of induction motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 55, n. 12, p. 4398–4407, 2008.
- 9 SULTANA, W. R. et al. A review on state of art development of model predictive control for renewable energy applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 76, p. 391–406, 2017.
- 10 FILHO, A. J. S.; FILHO, M. E. de O.; FILHO, E. R. A predictive power control for wind energy. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, IEEE, v. 2, n. 1, p. 97–105, 2011.
- 11 TØNDEL, P.; JOHANSEN, T. A.; BEMPORAD, A. An algorithm for multi-parametric quadratic programming and explicit mpc solutions. *Automatica*, Elsevier, v. 39, n. 3, p. 489–497, 2003.
- 12 RODRIGUEZ, J. et al. State of the art of finite control set model predictive control in power electronics. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, IEEE, v. 9, n. 2, p. 1003–1016, 2013.
- 13 IPCC. *Global Warming of 1.5°*. 2018. Disponível em: <[https://www.ipcc.ch/site/assets/uploads/sites/2/2019/02/SR15\\_Chapter1\\_Low\\_Res.pdf](https://www.ipcc.ch/site/assets/uploads/sites/2/2019/02/SR15_Chapter1_Low_Res.pdf)>.
- 14 VOLTOLINI, H. et al. Modelagem e controle de geradores de indução duplamente alimentados com aplicação em sistemas eólicos. Florianópolis, SC, 2007.
- 15 MULLER, S.; DEICKE, M.; DONCKER, R. W. D. Doubly fed induction generator systems for wind turbines. *IEEE Industry applications magazine*, IEEE, v. 8, n. 3, p. 26–33, 2002.

- 16 XU, L.; CHENG, W. Torque and reactive power control of a doubly fed induction machine by position sensorless scheme. *IEEE transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 31, n. 3, p. 636–642, 1995.
- 17 FITZGERALD, A. E. et al. *Electric machinery*. [S.l.]: McGraw-Hill New York, 2003. v. 5.
- 18 PENA, R.; CLARE, J.; ASHER, G. Doubly fed induction generator using back-to-back pwm converters and its application to variable-speed wind-energy generation. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, IET, v. 143, n. 3, p. 231–241, 1996.
- 19 PODDAR, G.; JOSEPH, A.; UNNIKRISHNAN, A. Sensorless variable-speed controller for existing fixed-speed wind power generator with unity-power-factor operation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 50, n. 5, p. 1007–1015, 2003.
- 20 XU, L.; CARTWRIGHT, P. Direct active and reactive power control of dfig for wind energy generation. *IEEE Transactions on energy conversion*, IEEE, v. 21, n. 3, p. 750–758, 2006.
- 21 GOKHALE, K. P.; KARRAKER, D. W.; HEIKKILÄ, S. J. *Controller for a wound rotor slip ring induction machine*. [S.l.]: Google Patents, 2004. US Patent 6,741,059.
- 22 BONNETFRANCOIS, F.; VIDAL, P.-E.; PIETRZAK-DAVID, M. Dual direct torque control of doubly fed induction machine. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 54, n. 5, p. 2482–2490, 2007.
- 23 SHYU, K.-K. et al. Flux compensated direct torque control of induction motor drives for low speed operation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 19, n. 6, p. 1608–1613, 2004.
- 24 KARIMI-DAVIJANI, H. et al. Active and reactive power control of dfig using svpwm converter. In: IEEE. *Universities Power Engineering Conference, 2008. UPEC 2008. 43rd International*. [S.l.], 2008. p. 1–5.
- 25 CÁRDENAS, R. et al. Mras observers for sensorless control of doubly-fed induction generators. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 23, n. 3, p. 1075–1084, 2008.
- 26 PEREZ, I. R. et al. Experimental sensorless vector control performance of a dfig based on an extended kalman filter. In: IEEE. *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.], 2012. p. 1786–1792.
- 27 ABDULLAH, M. A. et al. A review of maximum power point tracking algorithms for wind energy systems. *Renewable and sustainable energy reviews*, Elsevier, v. 16, n. 5, p. 3220–3227, 2012.
- 28 KEDJAR, B.; AL-HADDAD, K. Lqr with integral action applied to a wind energy conversion system based on doubly fed induction generator. In: IEEE. *Electrical and Computer Engineering (CCECE), 2011 24th Canadian Conference on*. [S.l.], 2011. p. 000717–000722.
- 29 BHUSHAN, R.; CHATTERJEE, K.; SHANKAR, R. Comparison between ga-based lqr and conventional lqr control method of dfig wind energy system. In: IEEE. *Recent Advances in Information Technology (RAIT), 2016 3rd International Conference on*. [S.l.], 2016. p. 214–219.

- 30 ROCA, L. et al. Robust constrained predictive feedback linearization controller in a solar desalination plant collector field. *Control Engineering Practice*, Elsevier, v. 17, n. 9, p. 1076–1088, 2009.
- 31 ERROUISSI, R.; OUHROUCHE, M.; CHEN, W.-H. Robust nonlinear generalized predictive control of a permanent magnet synchronous motor with an anti-windup compensator. In: IEEE. *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on*. [S.l.], 2010. p. 3184–3189.
- 32 CAMACHO, E. F.; ALBA, C. B. *Model predictive control*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2013.
- 33 PAWLOWSKI, A. et al. Improving feedforward disturbance compensation capabilities in generalized predictive control. *Journal of Process Control*, Elsevier, v. 22, n. 3, p. 527–539, 2012.
- 34 LUENBERGER, D. G.; YE, Y. et al. *Linear and nonlinear programming*. [S.l.]: Springer, 1984. v. 2.
- 35 FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; WORKMAN, M. L. *Digital control of dynamic systems*. [S.l.]: Addison-wesley Menlo Park, CA, 1998. v. 3.
- 36 LIMA, C. S. C.; SANTOS, T. L. M. Estudo sobre a redução do acoplamento em estratégias de controle preditivo baseado em modelo. *SBAI - Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente*, 2013.
- 37 DONÁ, J. A. D.; GOODWIN, G. C.; SERON, M. M. Anti-windup and model predictive control: Reflections and connections. *European Journal of Control*, Elsevier, v. 6, n. 5, p. 467–477, 2000.
- 38 LING, K. V. et al. Integral-square-error performance of multiplexed model predictive control. *IEEE transactions on industrial informatics*, IEEE, v. 7, n. 2, p. 196–203, 2011.
- 39 PEREIRA, B. S. S.; SANTOS, T. L. M. Speed and reactive power regulation of doubly-fed induction generator using model predictive control. In: IEEE. *2018 Workshop on Communication Networks and Power Systems (WCNPS)*. [S.l.], 2018. p. 1–4.