



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ**  
**CENTRO DE TECNOLOGIA**  
**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**SAMUEL VIEIRA DIAS**

**CONTROLADOR PREDITIVO GENERALIZADO COM ANTI-  
WINDUP APLICADO A UM SISTEMA DE GERAÇÃO  
EÓLICO BASEADO EM DFIG**

**FORTALEZA**

**2016**

SAMUEL VIEIRA DIAS

**CONTROLADOR PREDITIVO GENERALIZADO COM ANTI-WINDUP  
APLICADO A UM SISTEMA DE GERAÇÃO EÓLICO BASEADO EM  
DFIG**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará como parte integrante para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Orientadora:

Prof. Dra. Laurinda Lúcia Nogueira dos Reis

Co-Orientadores:

Prof. Dr. José Carlos Teles Campos

Prof. Dr. Tobias Rafael Fernandes Neto

FORTALEZA

2016

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação  
Universidade Federal do Ceará  
Biblioteca Universitária  
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

---

D535c Dias, Samuel Vieira.  
Controlador preditivo generalizado com anti-windup aplicado a um sistema de geração eólico baseado em DFIG / Samuel Vieira Dias. – 2016.  
129 f. : il. color.

Tese (doutorado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2016.

Orientação: Profa. Dra. Laurinda Lúcia Nogueira dos Reis.

Coorientação: Prof. Dr. José Carlos Teles Campos / Prof. Dr. Tobias Rafael Fernandes Neto.

1. Dfig. 2. Controlador Preditivo. 3. Anti-windup. I. Título.

CDD 621.3

---

SAMUEL VIEIRA DIAS

**CONTROLADOR PREDITIVO GENERALIZADO COM ANTI-WINDUP  
APLICADO A UM SISTEMA DE GERAÇÃO EÓLICO BASEADO EM DFIG**

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará como parte integrante para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Aprovada em: 19 / 12 / 2016.

BANCA EXAMINADORA

---

Prof. Dra. Laurinda Lúcia Nogueira dos Reis (Orientador)  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. José Carlos Teles Campos (Co-orientador)  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Tobias Rafael Fernandes Neto (Co-orientador)  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Marcelo Cabral Cavalcanti  
Universidade Federal de Pernambuco (UFPE)

---

Prof. Dr. João Viana da Fonseca Neto  
Universidade Federal do Maranhão (UFMA)

---

Prof. Dr. Vandilberto Pereira Pinto  
Universidade Federal do Ceará (UFC - Campus Sobral)

---

Prof. Dr. Bismark Claire Torrico  
Universidade Federal do Ceará (UFC)



Dedico este trabalho a minha filha Manuela, minha alegria de vida e fonte de inspiração, e a minha esposa Fernanda, por ter ficado sempre ao meu lado em todos os momentos, eu dedico esse trabalho.

## AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço a Deus por tudo, pois sem ele nada existiria.

À minha esposa, Fernanda, por ter ficado sempre ao meu lado e acreditado em mim, mesmo quando não existia mais esperança. Agradeço de coração a chance de mostrar todos os dias o quanto tento ser um ótimo marido e pai. Também sou grato, por ter me apoiado em todas as decisões, e por ter me dado à benção de ser pai.

À minha filha, Manuela, por ser minha fonte de força e vida. A pessoa que, mesmo com apenas três anos de idade, sabe me alegrar e fazer feliz todos os dias.

A meus pais, Antonio e Vilma, pela criação que me foi dada e que nunca me deixaram faltar nada. À minha irmã Luciana, meu cunhado Bruno e minha sobrinha Mônica por fazerem parte de minha família. Todos vocês estão no meu coração.

À família Sampaio, Sr. Fernando, Dona Fátima, Fabiola, Priscila, Fabrícia e aos meus cunhados, por estarem presente e me ajudando no dia a dia. Sou-lhes muito grato e torno pública esta minha gratidão.

À minha orientadora Laurinda, pelos “puxões de orelha” e pela dedicação diária em ajudar e acreditar que apesar da dificuldade, teríamos êxito em nossa pesquisa. Agradeço também ao Prof. José Carlos pela confiança e por ter acreditado na minha capacidade desde a época do mestrado, ao Prof. Tobias pela orientação e dicas durante a montagem da bancada e ao Prof. Bismark pelas sugestões de controle crucias ao término deste trabalho.

Aos professores do Departamento de Engenharia Elétrica da UFC que direta ou indiretamente contribuíram nesta pesquisa e aos funcionários do Departamento, meus amigos Eduardo, Mário Sérgio, Hannah e Edna sempre prestativos.

Aos colegas de pós-graduação pelas contribuições técnicas, ajudas ou apenas pelas conversas diárias. Em especial agradeço aos amigos Wellington, Dalton, Juliano, Bruno e Toim por estarem sempre dispostos a ajudar e colaborar, nunca medindo esforços para isso. Perdoem-me caso tenha esquecido o nome de alguém.

Agradeço ao IFCE – Campus Maracanaú e aos órgãos de fomento à pesquisa CNPq através do Projeto Universal nº 442754/2014-0, FUNCAP e CAPES.

Finalmente agradeço todos àqueles que de alguma maneira contribuíram para conclusão desta tese.

Faze o que tiveres em mente, pois o senhor está contigo.”

(SAMUEL 7:3)

“A vida é uma peça de teatro que não permite ensaios. Por isso, cante, chore, dance, ria e viva intensamente antes que a cortina da vida se feche e a peça termine sem aplausos.”

(Charles Chaplin)

“Eu tentei 99 vezes e falhei, mas na centésima tentativa eu consegui, nunca desista de seus objetivos mesmo que esses pareçam impossíveis, a próxima tentativa pode ser a vitoriosa.”

(Albert Einstein)

“Cada sonho que você deixa para trás, é um pedaço do seu futuro que deixa de existir”.

(Steve Jobs)

“Eu vou para Deus, mas não esquecerei aqueles a quem amei na Terra. Meus olhos e meu afeto estarão sempre sobre vós.”

(Vó Maria e Vó Gessy)

## RESUMO

Este trabalho apresenta uma nova estratégia de controle preditivo aplicada a um sistema de geração eólico baseado em DFIG. O projeto do controlador baseia-se em um modelo matemático da malha de corrente do rotor e sua sintonia é efetuada através de dois parâmetros de ajuste, um para obter uma resposta rápida ao seguimento de referência e o outro para reduzir as oscilações no sinal de controle. O primeiro parâmetro de ajuste utiliza horizonte de predição contínuo ao invés do tradicional horizonte discreto, o qual possibilita uma melhor sintonia do controlador, e o segundo baseia-se no projeto de um filtro para diminuir as oscilações no conjugado eletromagnético e nas potências instantâneas produzidas pelo sistema. Além disso, propõe-se a inclusão do modelo da saturação no controlador para evitar problemas de *windup*. A vantagem do uso deste controlador consiste na sua simplicidade de sintonia e capacidade de reduzir o tempo de permanência do sinal de controle em saturação, caso ocorra, e manter o sistema estável na saída desta não linearidade. É verificada a robustez do controlador proposto quando a resistência do rotor da máquina é aumentada, reduzindo as variações de potência não controladas ao ser comparado com controlador PI tradicional. Resultados experimentais são obtidos utilizando um protótipo de  $3,7kW$  que mostram a eficácia do controlador desenvolvido quando o sistema é submetido a variações de potência, velocidade do rotor e afundamento de tensão simétrico.

**Palavras-chave:** DFIG, Controlador preditivo, Anti-windup.

## ABSTRACT

This paper presents a continuous time predictive current controller applied to DFIG-based wind turbine. The controller design is based on the rotor current model and its tuning is carried out by adjusting two parameters. The first parameter is responsible for the continuous-time horizon and the second parameter tunes the filter, which is responsible to reduce electromagnetic torque/ instantaneous power ripple. Moreover, it addresses windup problems since the saturation model is part of the loop control. The simple tuning procedure and anti-windup scheme are the benefits of the proposed controller. The robustness of the design controller is verified by increasing the rotor's resistance, so that the uncontrolled instantaneous power oscillations are reduced when compared with the conventional PI controller. Experimental results were carried out, under the changing of the rotor speed, power and voltage sags, for a 3.7kW DFIG.

**Keywords:** DFIG. Controlador predictivo. Anti-windup.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 -	Moinhos de grãos .....	23
Figura 2.2 -	Cata-vento de Bruch .....	24
Figura 2.3 -	Aerogerador Balaclava .....	24
Figura 2.4 -	Aerogerador de Smith – Putnam .....	25
Figura 2.5 -	Aerogerador de Johannes Juul .....	26
Figura 2.6 -	Evolução da potência eólica instalada .....	27
Figura 2.7 -	Panorama mundial da potência eólica instalada – 2015 .....	27
Figura 2.8 -	Gerador gaiola de esquilo conectado diretamente à rede elétrica .....	29
Figura 2.9 -	Gerador gaiola de esquilo conectado à rede elétrica através de conversores .....	30
Figura 2.10 -	Curva característica de uma turbina com velocidade fixa .....	30
Figura 2.11 -	Gerador síncrono com rotor bobinado .....	31
Figura 2.12 -	Gerador síncrono de ima permanente .....	32
Figura 2.13 -	Gerador de indução duplamente alimentado .....	32
Figura 3.1 -	Fluxo de energia no DFIG .....	35
Figura 3.2 -	Circuito equivalente do DFIG .....	36
Figura 4.1 -	Topologia clássica do DFIG .....	43
Figura 4.2 -	Primeiro sistema de controle encontrado do DFIG .....	44
Figura 4.3 -	Controle do ângulo de passo usando GPC .....	49
Figura 4.4 -	Estratégia de controle usando MMPC .....	49
Figura 4.5 -	Estrutura de controle RST .....	56
Figura 4.6 -	Estrutura de controle do GPCAW .....	59
Figura 4.7 -	Estrutura de controle do GPCAW para RST .....	60
Figura 4.8 -	Localização dos pólos da planta .....	65
Figura 4.9 -	Topologia de controle do DFIG .....	66
Figura 5.1 -	Topologia DFIG com equipamentos reais .....	68
Figura 5.2 -	Outros dispositivos da bancada de ensaios .....	69
Figura 5.3 -	Posição dos vetores tensão da rede e do estator do DFIG .....	70
Figura 5.4 -	Tensão na fase A da rede e do estator .....	71
Figura 5.5 -	Horizonte de predição x tempo de subida .....	72
Figura 5.6 -	Redução da oscilação do torque eletromagnético .....	74

Figura 5.7 -	Potência ativa e reativa na rede elétrica .....	75
Figura 5.8 -	Corrente $i_{dr}$ e sinal de controle $v_{dr}$ simulados com controlador PI e GPCBC .....	77
Figura 5.9 -	Corrente $i_{dr}$ e sinal de controle $v_{dr}$ simulados com controlador GPCAW.....	77
Figura 5.10 -	Corrente $i_{dr}$ e sinal de controle $v_{dr}$ comparativo entre PI-AW e GPCAW.....	78
Figura 5.11 -	Correntes ( $i_{dr}$ e $i_{qr}$ ) e sinais de controle ( $v_{dr}$ e $v_{qr}$ ) – controlador GPCBC e PI .....	79
Figura 5.12 -	Correntes ( $i_{dr}$ e $i_{qr}$ ) e sinais de controle ( $v_{dr}$ e $v_{qr}$ ) – controlador GPCAW.....	80
Figura 5.13 -	Ensaio da corrente $i_{dr}$ no rotor .....	81
Figura 5.14 -	Evolução do sinal de controle .....	82
Figura 5.15 -	Variação de velocidade e afundamento de tensão na rede .....	83
Figura 5.16 -	Potência ativa e reativa variando a resistência .....	84
Figura 5.17 -	Correntes de referência $i_{dr}$ e $i_{qr}$ variando a resistência .....	85
Figura 5.18 -	Evolução dos sinais de controle ao se variar a resistência .....	86
Figura 5.19 -	Evolução da corrente elétrica no rotor e estator ao se variar a resistência .....	87
Figura 5.20 -	Potência ativa e reativa com GPCAW, PI e PI-AW com resistência série .....	88
Figura 5.21 -	Variação de potências .....	89
Figura 5.22 -	Correntes de referência $i_{dr}$ e $i_{qr}$ .....	90
Figura 5.23 -	Sinais de controle $v_{dr}$ e $v_{qr}$ .....	90
Figura 5.24 -	Correntes no rotor e estator .....	91
Figura B.1 -	Diagrama elétrico e de acionamento do sist. eólico .....	113
Figura B.2 -	Hardware de aquisição e controle do sist. eólico .....	114
Figura B.3 -	Placa de sensores de tensão .....	115
Figura B.4 -	Placa de sensores de corrente .....	116
Figura B.5 -	Detalhe do <i>encoder</i> .....	117
Figura B.6 -	Placa condicionadora PWM .....	117
Figura B.7 -	Placa de conectores do sistema DSPACE .....	118
Figura B.8 -	Exemplo de tela desenvolvida no <i>Control Desk 3.7</i> .....	118

Figura D.1 -	Tela inicial .....	120
Figura D.2 -	Aquisição de dados .....	121
Figura D.3 -	Exemplo de aquisição da corrente elétrica .....	121
Figura D.4 -	Exemplo de aquisição da tensão elétrica .....	122
Figura D.5 -	<i>Encoder</i> .....	123
Figura D.6 -	Cálculos auxiliares .....	123
Figura D.7 -	Rastreamento de ângulo .....	124
Figura D.8 -	Ângulo de escorregamento .....	125
Figura D.9 -	Liga / desliga chaveamento dos inversores de potência .....	125
Figura D.10 -	Referência de frequência de rotação do rotor da máquina .....	126
Figura D.11 -	Exemplos de transformadas <i>abc/dq</i> .....	126
Figura D.12 -	Cálculo das potências ativa e reativa .....	127
Figura D.13 -	Compensação estrela / triângulo .....	127
Figura D.14 -	Aciona relé .....	128
Figura D.15 -	Malha de controle da corrente com GPCAW .....	128
Figura D.16 -	Malha de controle de potência com PI .....	129



## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 - Potencial instalado por estado (MW) .....	28
Tabela 4.1 - Ponto de operação do gerador DFIG .....	64
Tabela 5.1 - Variância dos sinais de controle .....	73
Tabela 5.2 - Variância do conjugado eletromagnético .....	74
Tabela 5.3 - Distorção harmônica total da corrente .....	76

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AMT	Afundamento Momentâneo de Tensão
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DFIG	<i>Doubly Fed Induction Generator</i>
DPC	<i>Direct Power Control</i>
GIDA	Gerador de Indução Duplamente Alimentado
GPC	Controlador Preditivo Generalizado
GPCAW	Controlador Preditivo Generalizado com <i>Anti-Windup</i>
GPCBC	Controle baseado no Controlador Preditivo
GS	Gerador Síncrono
GWEC	<i>Global Wind Energy Council</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
LGR	Lugar Geométrico das Raízes
MIT	Motor de Indução Trifásico
MMPC	Múltiplo Modelo de Controlador Preditivo
MPC	<i>Model based Predictive Control</i>
PCC	Ponto de Conexão Comum
PI	Proporcional Integral
PID	Proporcional Integral Derivativo
PI-AW	Proporcional Integral com <i>Anti-Windup</i>
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SIN	Sistema Interligado Nacional
THDi	Taxa de Distorção Harmônica da Corrente

## LISTA DE SÍMBOLOS

$\lambda$	Parâmetro de ponderação do sinal de controle
$\sigma$	Índice de dispersão
$\Delta_u$	Ação de controle incremental
$\alpha$	Parâmetro de ajuste de velocidade
$\theta$	Ângulo da rede elétrica
$\theta_{slip}$	Ângulo de escorregamento
$\delta$	Parâmetro de ajuste do filtro
$e$	Erro entre a referência $w$ e $y$
$\lambda_s$	Fluxo no estator
$\lambda_{dr}$	Fluxo no rotor no eixo $d$
$\lambda_{qr}$	Fluxo no rotor no eixo $q$
$\lambda_{ds}$	Fluxo no estator no eixo $d$
$\lambda_{qs}$	Fluxo no estator no eixo $q$
$i_d$	Corrente no eixo direto
$i_q$	Corrente no eixo em quadratura
$i_{dr}$	Corrente no rotor no eixo $d$
$i_{qr}$	Corrente no rotor no eixo $q$
$i_{ds}$	Corrente no estator no eixo $d$
$i_{qs}$	Corrente no estator no eixo $q$
$i_{ms}$	Corrente de magnetização
$J$	Função custo do Controlador Preditivo Generalizado
$k_p$	Ganho proporcional
$k_i$	Ganho integral
$L_{lr}$	Indutância do rotor
$L_{ls}$	Indutância do estator
$L_m$	Indutância de Magnetização
$L_r$	Indutância total do rotor
$L_s$	Indutância total do estator
$N_1$	Horizonte de Predição Mínimo
$N_2$	Horizonte de Predição Máximo
$N_u$	Horizonte de Controle

$p$	Número de pólos
$P_{mec}$	Potência Mecânica
$P_s$	Potência Ativa no Estator
$P_r$	Potência Ativa no Rotor
$Q_s$	Potência Reativa no Estator
$Q_r$	Potência Reativa no Rotor
$R_r$	Resistência do Rotor
$R_s$	Resistência do Estator
$s$	Escorregamento
$T_e$	Torque elétrico
$T_{mec}$	Torque mecânico
$u$	Sinal de Controle
$v_d$	Tensão no eixo direto
$v_q$	Tensão no eixo em quadratura
$v_{dr}$	Tensão no rotor no eixo $d$
$v_{qr}$	Tensão no rotor no eixo $q$
$v_{ds}$	Tensão no estator no eixo $d$
$v_{qs}$	Tensão no estator no eixo $q$
$w1$	Baixa velocidade de rotação do rotor
$w2$	Alta velocidade de rotação do rotor
$w(t + k)$	Referência futura $k$ amostras
$\omega_r$	Velocidade de rotação do rotor
$\omega_s$	Velocidade síncrona
$\omega_{slip}$	Velocidade angular de escorregamento
$y(t + k)$	Saída futura $k$ amostras

## SUMÁRIO

<b>1.</b>	<b>INTRODUÇÃO</b> .....	19
<b>1.1</b>	<b>Contextualização e motivação para o tema</b> .....	19
<b>1.2</b>	<b>Objetivos e contribuições</b> .....	20
<b>2.</b>	<b>GERAÇÃO EÓLICA</b> .....	23
<b>2.1</b>	<b>Introdução</b> .....	23
<b>2.2</b>	<b>Histórico da geração eólica</b> .....	23
<b>2.3</b>	<b>Panorama da geração eólica</b> .....	26
<b>2.4</b>	<b>Geradores eólicos</b> .....	29
<b>2.4.1</b>	<b><i>Principais tipos de geradores</i></b> .....	29
<b>2.4.1.1</b>	<b><i>Gerador de indução em gaiola de esquilo</i></b> .....	29
<b>2.4.1.2</b>	<b><i>Gerador síncrono</i></b> .....	31
<b>2.4.1.3</b>	<b><i>Gerador de indução duplamente alimentado</i></b> .....	32
<b>2.5</b>	<b>Considerações finais</b> .....	33
<b>3.</b>	<b>GERAÇÃO EÓLICA BASEADA EM DFIG</b> .....	34
<b>3.1</b>	<b>Introdução</b> .....	34
<b>3.2</b>	<b>Fluxo de potência</b> .....	34
<b>3.3</b>	<b>Equacionamento do DFIG</b> .....	36
<b>3.4</b>	<b>Orientação do DFIG com base no fluxo do estator</b> .....	39
<b>3.5</b>	<b>Considerações finais</b> .....	42
<b>4.</b>	<b>METODOLOGIA DE CONTROLE NO DFIG</b> .....	43
<b>4.1</b>	<b>Introdução</b> .....	43
<b>4.2</b>	<b>Estado da arte sobre controle do DFIG</b> .....	43
<b>4.3</b>	<b>Controlador preditivo generalizado – GPC</b> .....	48
<b>4.3.1</b>	<b><i>Trabalhos sobre controle preditivo</i></b> .....	48
<b>4.3.2</b>	<b><i>Modelagem matemática sobre o controlador preditivo generalizado</i></b> .....	51
<b>4.3.3</b>	<b><i>Controlador GPC na estrutura RST</i></b> .....	56
<b>4.4</b>	<b>Controlador preditivo generalizado com <i>anti-windup</i> – GPCAW</b> .....	58
<b>4.5</b>	<b>Projeto do controlador proporcional integral – PI</b> .....	62
<b>4.6</b>	<b>Controle das correntes do rotor utilizando controlador GPCAW</b> .....	63
<b>4.6.1</b>	<b><i>Modelo matemático da malha de corrente do rotor</i></b> .....	63
<b>4.7</b>	<b>Considerações finais</b> .....	67

<b>5.</b>	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS</b> .....	68
<b>5.1</b>	<b>Introdução</b> .....	68
<b>5.2</b>	<b>Estratégia de sincronismo</b> .....	69
<b>5.3</b>	<b>Ensaio na malha de corrente do rotor</b> .....	72
<b>5.4</b>	<b>Análise de robustez do controlador GPCAW</b> .....	81
<b>5.5</b>	<b>Análise de potência entre GPCAW, PI e PI-AW</b> .....	88
<b>5.6</b>	<b>Considerações finais</b> .....	92
<b>6.</b>	<b>CONCLUSÕES GERAIS</b> .....	93
<b>6.1</b>	<b>Trabalhos futuros</b> .....	94
<b>6.2</b>	<b>Publicações</b> .....	94
	<b>REFERÊNCIAS</b> .....	96
	<b>ANEXO A</b> .....	101
	<b>ANEXO B</b> .....	105
	<b>ANEXO C</b> .....	106
	<b>APÊNDICE A - PARÂMETROS DFIG</b> .....	112
	<b>APÊNDICE B - BANCADA EXPERIMENTAL</b> .....	113
	<b>APÊNDICE C - ARQUIVO MATLAB DE INICIALIZAÇÃO</b> .....	119
	<b>APÊNDICE D - ARQUIVOS SIMULINK</b> .....	120

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 Contextualização e motivação para o tema

Hoje o mundo vive em torno das preocupações ambientais e principalmente no combate às alterações climáticas, assumindo um papel importante nas agendas políticas, nos meios de comunicação e na comunidade científica. Neste contexto, a investigação de novas soluções para a crescente procura global de energias limpas, tem assumido um papel de destaque no desenvolvimento sustentável das nações. Este trabalho pretende dar uma contribuição no sentido de alcançar esse objetivo, através do estudo específico de uma tecnologia para aproveitamento de energia eólica.

As técnicas usadas na conversão da energia do vento em energia elétrica tem sofrido uma considerável evolução, fruto do grande número de trabalhos de pesquisa desenvolvidos nesta área. Atualmente, a tendência mundial é a utilização das fontes renováveis de energia, como a eólica, biomassa, solar, oceânica, dentre outras que juntas podem fornecer cerca de seis vezes mais energia do que a quantidade consumida mundialmente e de forma sustentável (GREENPEACE; EREC, 2010). Destacando-se a geração eólica que desponta no cenário mundial como uma das mais promissoras e atrativas.

No contexto brasileiro, dentre as fontes produtoras de energia elétrica citadas, a matriz energética brasileira é baseada essencialmente em usinas hidroelétricas e termelétricas. As usinas hidroelétricas, que fornecem maior parte da energia consumida pelo país, dependem de chuvas regulares para armazenamento de água e as usinas térmicas, que dependem da queima de óleo, carvão e gás para complementar o fornecimento de energia, são acionadas sempre que o setor hidroelétrico ameaça não suprir a demanda de consumo, encarecendo o preço do *MWh* ao consumidor (PORTAL BRASIL, 2015).

O Brasil vive atualmente um momento de crise energética ocasionada principalmente pela seca e escassez de chuvas periódicas que reduziram os níveis dos reservatórios das usinas hidroelétricas a valores críticos, além da falta de investimentos, má execução nos gastos dos recursos financeiros destinados a ampliação e construção de novas usinas hidroelétricas, e do atraso nas obras (IWASHITA, 2015; FILHO, 2015; PORTAL TERRA, 2015).

Consciente de sua situação energética e de seu potencial eólico, o Brasil está fazendo investimentos maciços na instalação e construção de parques eólicos, equiparando o valor do *MWh* gerado com o dos sistemas hidroelétricos (GOMES, 2015). Segundo a Agência

Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), o Brasil apresenta hoje uma potência instalada de  $10,4GW$  de eletricidade a partir de 414 usinas eólicas conectadas ao Sistema Interligado Nacional (SIN) e estima que até 2024 a capacidade eólica instalada atinja  $24GW$ . Estes valores de geração colocam o Brasil entre os 10 maiores produtores mundiais, segundo o relatório anual do *Global Wind Energy Council (GWEC)* (ANEEL, 2016; GWEC, 2015).

Neste cenário, estudos e pesquisas aplicadas aos sistemas eólicos são fundamentais ao desenvolvimento de novas estratégias de controle que garantam a produção de energia elétrica com qualidade, segurança e eficiência. Assim, nesse trabalho pretende-se estudar e desenvolver uma técnica de controle preditiva aplicada a um Gerador de Indução Duplamente Alimentado (GIDA), também conhecido como *Doubly Fed Induction Generator (DFIG)*, que garanta estabilidade ao sistema de geração quando submetido a variações de potência e de velocidade de rotação do rotor, e afundamentos de tensão na rede elétrica. Para isso, é necessário o uso de uma bancada experimental para realização de ensaios em que os aspectos físicos, elétricos e mecânicos do sistema em pleno funcionamento e durante faltas sejam analisados.

## 1.2 Objetivos e contribuições

Esta tese de doutorado tem como **objetivo principal** propor um novo modelo de controlador preditivo baseado em um horizonte de predição contínuo com ação *anti-windup* aplicado a um sistema eólico.

Para que este objetivo principal fosse alcançado, foi preciso elencar os seguintes **objetivos específicos**:

- Pesquisar o estado da arte relacionado aos sistemas de geração eólicos, destacando os principais tipos de geradores e suas estratégias de controle, com foque principal ao gerador DFIG;
- Equacionar o modelo dinâmico do DFIG para verificar a relação entre as variáveis da máquina;
- Montar uma bancada experimental para realização de ensaios utilizando gerador DFIG de  $3,7kW$ ;
- Criar e implementar blocos de aquisição e controle no ambiente de programação *Matlab/Simulink*;



- Desenvolver ambiente supervisorio para aquisição, monitoramento e controle das variáveis elétricas do gerador e da rede elétrica utilizando ambiente de programação dSPACE *Control Desk 3.7*;
- Obter resultados experimentais para validar a estratégia de controle preditiva proposta.

Finalmente, são apresentadas as principais **contribuições** desta tese de doutorado:

- Metodologia de sincronização do gerador com a rede elétrica durante a partida do sistema utilizando referencial de potência nulo;
- Biblioteca de blocos desenvolvidos em ambiente de programação *Matlab/Simulink* com comunicação com a plataforma dSPACE DS1103;
- Desenvolvimento de uma nova metodologia de controle preditivo aplicado à malha de corrente do rotor do DFIG, visando manter o sistema estável quando submetido a variações de potência e velocidade de rotação do rotor, e após um afundamento de tensão da rede elétrica.

Desta forma, este documento está organizado em seis capítulos, sendo estes descritos abaixo:

Capítulo 1 – Introdução: Neste capítulo é apresentada uma breve contextualização do tema, além de justificar o motivo da realização desta tese, bem como o que se quer propor e suas principais contribuições.

Capítulo 2 – Geração Eólica: Neste capítulo é apresentado um breve histórico sobre a geração de energia a partir de sistemas eólicos. São apresentados dados de potencial eólico a nível mundial e nacional, juntamente com um breve descritivo sobre as turbinas, e os principais tipos de aerogeradores e suas topologias de conexão a rede elétrica.

Capítulo 3 – Geração Eólica baseado em DFIG: Esse capítulo apresenta o fluxo de potência no sistema eólico baseado em DFIG, a modelagem matemática do gerador, a orientação a partir do fluxo do estator, e os cálculos de potência ativa e reativa no estator e rotor.

Capítulo 4 – Metodologia de Controle do DFIG: Neste capítulo é apresentado o estado da arte sobre as principais técnicas de controle aplicadas ao sistema de Geração Eólico baseado em DFIG, com ênfase final aos trabalhos com controladores preditivos. Na sequência

é apresentada a metodologia de obtenção do modelo matemático da malha de corrente do rotor e as estratégias de controle preditiva proposta e PI tradicional.

Capítulo 5 – Resultados Experimentais: Buscando validar a estratégia de controle proposta são apresentados e discutidos os resultados experimentais obtidos através da variação na referência de potência, velocidade e submetendo a rede elétrica a um afundamento de tensão. Além disso, é realizada uma análise de robustez do controlador proposto ao se aumentar a resistência do circuito rotórico.

Capítulo 6 – Conclusões Gerais: Por fim, neste capítulo são apresentadas as conclusões obtidas nesta pesquisa, sugestões de trabalhos futuros e as publicações originadas ao longo desta pesquisa.

## 2 GERAÇÃO EÓLICA

### 2.1 Introdução

A geração eólica destaca-se entre as fontes alternativas produtoras de energia por sua constância e estar presente em praticamente todas as regiões do planeta. Baseia-se na captação da energia cinética presente na movimentação do vento através de um dispositivo mecânico, geralmente pás. Portanto, o estudo da evolução dos modelos de turbinas eólicas ao longo dos anos, a análise do panorama de geração a nível mundial e local, além dos principais tipos de geradores utilizados, é imprescindível para o entendimento de como ocorre a geração de eletricidade a partir de tais dispositivos.

### 2.2 Histórico da geração eólica

Um dos primeiros registros históricos que se tem sobre o uso da Energia Eólica foi aplicada para movimentar bombas d'água e moinhos de grãos na Pérsia por volta de 200 A.C (DUTRA, 2008). A Figura 2.1 mostra um moinho de grãos medieval acionado pela força do vento.

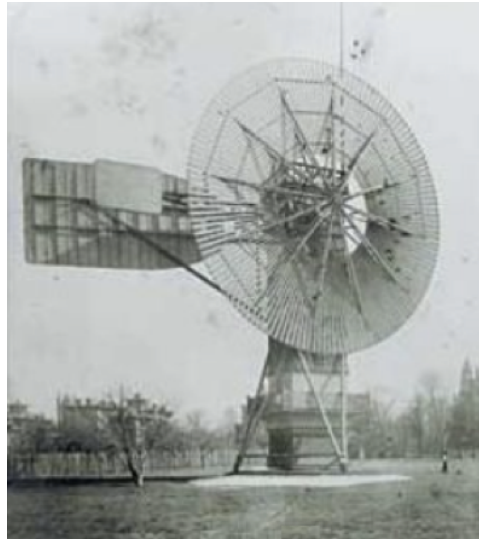
Figura 2.1 – Moinhos de grãos.



FONTE: RUNCOS *et al* (2016).

Porém, foi apenas no final do século XIX que Charles F. Bruch utilizou o primeiro cata-vento destinado a fornecer energia elétrica. Este sistema fornecia  $12kW$  em corrente contínua para carregar baterias, as quais eram utilizadas para iluminação. A Figura 2.2 apresenta o Cata-vento utilizado por Bruch, com 144 pás de madeira, 17 metros de diâmetro e uma torre de 18 metros de altura (DUTRA, 2008).

Figura 2.2 – Cata-vento de Bruch.



FONTE: RUNCOS *et al* (2016).

Em 1931, a Rússia conectou o aerogerador Balaclava de  $100kW$  por uma linha de transmissão de  $6,3kV$  de  $30km$  a uma usina termoelétrica de  $20MW$  (PORTAL PERNAMBUCO, 2015). Este seria o primeiro grande passo para a conexão de aerogeradores em corrente alternada a uma linha de transmissão. A Figura 2.3 mostra este aerogerador montado em uma torre de 30 metros de altura e 2 pás.

Figura 2.3 – Aerogerador Balaclava.



FONTE: CRESESB (2004).

Anos depois, com o advento da 2ª Guerra Mundial, vários países tiveram que economizar combustíveis fósseis e investir em outras fontes produtoras de energia. No caso, os Estados Unidos investiram na construção do maior aerogerador já construído até então, o aerogerador de Smith-Putnam com potência de  $1,25MW$  que utilizava um gerador síncrono (PORTAL PERNAMBUCO, 2015). A Figura 2.4 mostra este aerogerador com 53,3 metros de diâmetro, torre de 33,5 metros de altura e duas pás de aço com 16 toneladas.

Figura 2.4 – Aerogerador de Smith-Putnam.



FONTE: CRESESB (2004).

Este aerogerador funcionou durante quatro anos quando em 1945 uma de suas pás se quebrou por fadiga. Este problema gerou a necessidade de buscar ligas de materiais que suportassem os esforços repetitivos que este tipo de sistema é submetido. Em 1957, na Alemanha e Dinamarca foram instalados os primeiros aerogeradores com as pás construídas por materiais compostos que reduziram significativamente os esforços de fadiga (PORTAL PERNAMBUCO, 2015). O avanço tecnológico destes aerogeradores serviram de base aos modelos atuais. Veja a Figura 2.5.

Figura 2.5 – Aero gerador de Johannes Juul.



FONTE: BENTO (2013).

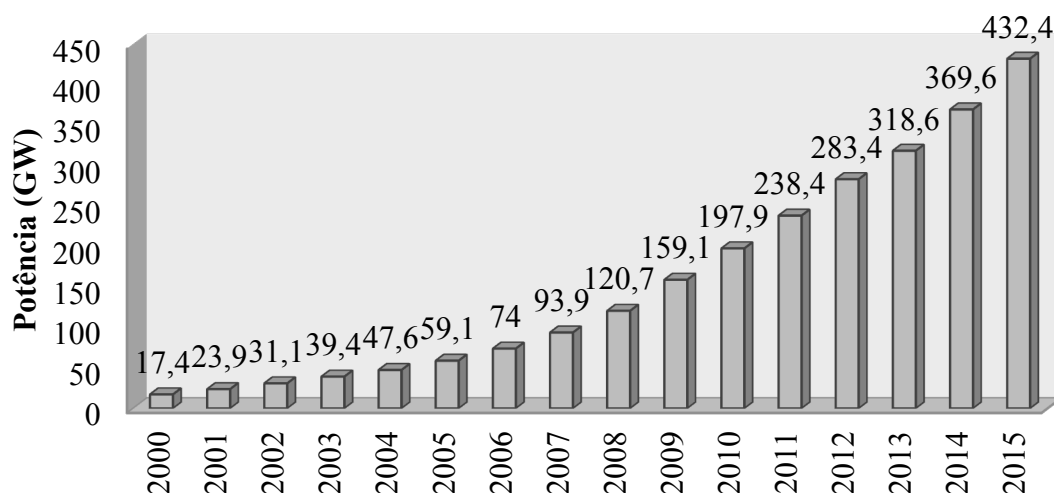
Na década de 60, a indústria dos geradores eólicos ficou restrita apenas no campo da pesquisa, uma vez que o petróleo estava em alta principalmente com a extração proveniente do Oriente Médio. No entanto, com a crise mundial do petróleo na década de 70, os programas de investimento em energia eólica foram retomados e países como Estados Unidos, Alemanha e Dinamarca se tornaram pioneiros neste tipo de geração (BENTO, 2013).

### 2.3 Panorama da geração eólica

Conforme mencionado anteriormente, com a crise mundial do petróleo na década de 70, a instalação de novos parques eólicos e o desenvolvimento de turbinas com maior potência tornou-se uma necessidade para garantir o crescimento e o desenvolvimento de um país. Portanto, deve-se suprir este consumo utilizando as mais variadas fontes produtoras, com destaque a energia eólica.

Segundo dados do *Global Wind Energy Council* (GWEC), no ano de 2000, a potência eólica mundial instalada era de  $17,4GW$ . Este valor equivale a apenas 4% dos  $432,42GW$  instalados até dezembro de 2015. A Figura 2.6 mostra a evolução da potência eólica mundial instalada ao longo dos anos.

Figura 2.6 – Evolução da potência eólica instalada.

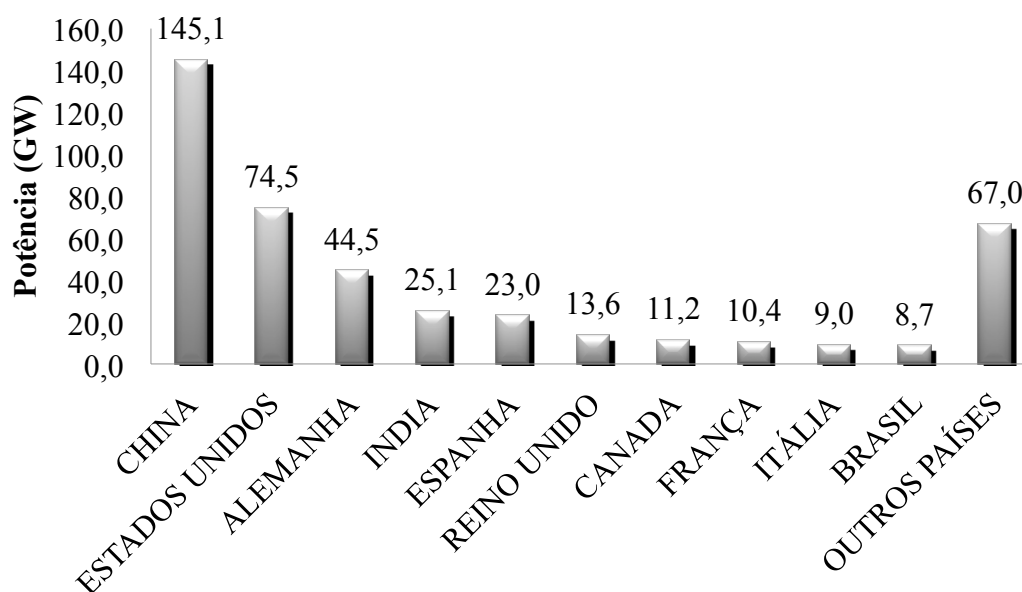


FONTE: GWEC (2015).

Dos 432,4GW de potência eólica mundial instalada até o final do ano de 2015, 95,3% é produzida na Ásia (175,6 GW), Europa (147,8GW) e América do Norte (88,7GW). Os outros 4,7% são produzidas na África e Oriente Médio (3,3GW), região do Pacífico (4,8GW) e América Latina e Caribe (12,2GW) (GWEC, 2015).

Dos 12,2GW produzidos pela América Latina e Caribe, o Brasil é responsável por 8,7GW. Este patamar coloca o Brasil entre os 10 maiores produtores mundiais de energia a partir de sistemas eólicos, conforme é visualizado na Figura 2.7.

Figura 2.7 – Panorama mundial da potência eólica instalada - 2015



FONTE: GWEC (2015).

Esta marca foi alcançada graças a incentivos fiscais que isentaram os impostos de algumas partes e componentes das turbinas, ao risco para fornecimento de energia decorrente da falta de chuva, a expansão das linhas de transmissão e aos leilões que venderam o *MWh* médio em torno de R\$ 181,14 (ABEEÓLICA, 2015). Finalmente, o atlas do potencial eólico brasileiro é da ordem de *143GW*, o equivalente a 11 usinas de Itaipu (FILHO, 2014).

Os principais estados produtores de energia eólica situam-se na região nordeste do país, localizada próxima a região equatorial do planeta. Esta proximidade garante ventos periódicos e intermitentes ao longo do ano todo, garantindo a produção de energia ininterrupta. Além disso, o Brasil dispõe de grande faixa litorânea, das regiões Nordeste a Sul, com relevo propício a instalação de parques eólicos. O potencial eólico instalado nos estados produtores de energia eólica é apresentado na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Potencial instalado por estado (*MW*).

<b>Estado</b>	<b>Potência Instalada em 2014</b>	<b>Potência Instalada em 2015</b>
Bahia	931,4	1618,9
Ceará	1233,2	1304,3
Paraíba	69,0	69,0
Pernambuco	104,7	377,3
Piauí	88,0	705,1
Paraná	2,5	2,5
Rio de Janeiro	28,1	28,1
Rio Grande do Norte	2092,0	2779,6
Rio Grande do Sul	1118,8	1557,7
Santa Catarina	236,4	238,5
Sergipe	34,5	34,5
<b>Total</b>	<b>5938,5</b>	<b>8715,4</b>

FONTE: GWEC (2015).

A Tabela 2.1 mostra a evolução da potência eólica instalada por estado ao final de 2014 e 2015. O Rio Grande do Norte é o estado brasileiro com maior produção de energia elétrica a partir do vento e o Paraná é o que apresenta menor produção. Além disso, é notória a participação da região nordeste nesta produção, com 7 estados. Finalmente, apesar do crescimento nacional, alguns estados produtores não tiveram avanços na ampliação ou construção de novos parques eólicos, como Paraíba, Paraná, Rio de Janeiro e Sergipe, mantendo o mesmo potencial de produção.

A partir da evolução histórica da geração de energia a partir dos sistemas eólicos, além da análise do panorama eólico mundial e nacional, na próxima seção serão descritos os



principais tipos de geradores e sua conexão com a rede de alimentação, destacando o gerador DFIG.

## 2.4 Geradores eólicos

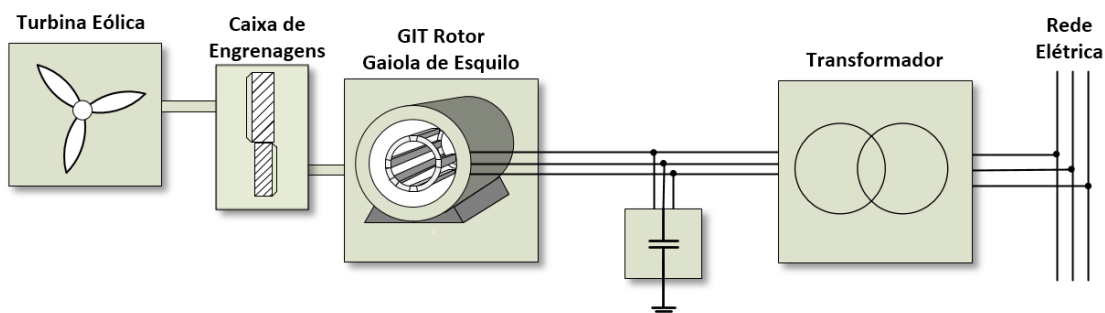
Criado em 1831 por Faraday e Henry, o gerador é o coração do sistema eólico, pois é responsável pela conversão de energia mecânica em energia elétrica. São divididos como sendo de velocidade fixa e variável. No primeiro tipo, têm-se os geradores com rotor em gaiola que são utilizados quando se prioriza simplicidade e robustez. No entanto, devido à velocidade de rotação fixa não aproveitam todo o potencial de geração do vento, necessitando de sistemas de limitação mecânicos de velocidade ou controle do ângulo das pás da turbina. Para solucionar este problema de eficiência, o segundo tipo de geradores é o mais indicado, apesar de sua complexidade e de necessitarem de conversores estáticos de potência (VOLTOLINI, 2007). Neste grupo, o DFIG é o tipo mais utilizado, pois utiliza conversores de baixa potência normalmente da ordem de 30% da potencia nominal do gerador. A seguir são descritos com maiores detalhes o gerador de indução em gaiola de esquilo, síncrono e com rotor bobinado.

### 2.4.1 Principais tipos de geradores

#### 2.4.1.1 Gerador de indução em gaiola de esquilo

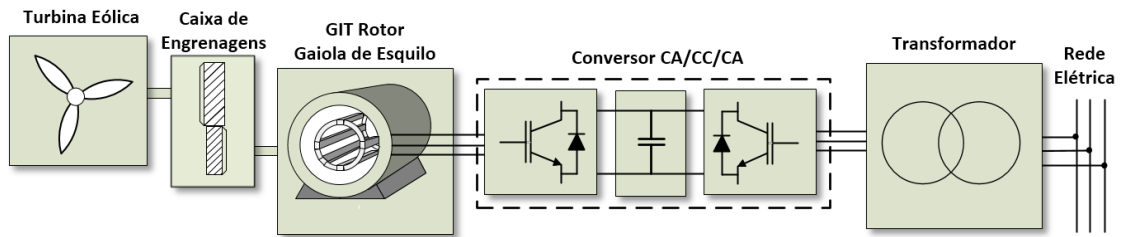
O Gerador de Indução Trifásico (GIT) é caracterizado pela simplicidade de conexão e custo reduzido. Utilizam uma caixa de engrenagens para multiplicar a velocidade de rotação da turbina e o estator é conectado diretamente à rede elétrica ou indiretamente através de conversores de potência, conforme Figuras 2.8 e 2.9, respectivamente.

Figura 2.8 – Gerador gaiola de esquilo conectado diretamente à rede elétrica



FONTE: Elaborado pelo autor.

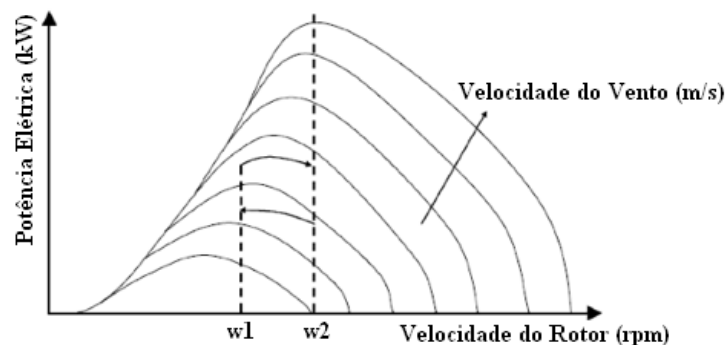
Figura 2.9 – Gerador gaiola de esquilo conectado à rede elétrica através de conversores



FONTE: Elaborado pelo autor.

A Figura 2.8 mostra que entre o gerador e a rede elétrica, capacitores são inseridos para reduzir o efeito reativo causado pelo gerador de indução. Por funcionarem a velocidade fixa, não são capazes de extrair a máxima potência para velocidades de vento abaixo do valor nominal. Uma solução para este problema consiste em utilizar uma máquina com dois enrolamentos no estator (BAZZO, 2007) ou então utilizar uma turbina com dois geradores de indução em gaiola de esquilo com quantidade de pólos diferentes (SILVA, 2008). A Figura 2.10 ilustra a curva característica de uma turbina eólica com duas velocidades de funcionamento.

Figura 2.10 – Curva característica de uma turbina com velocidade fixa



FONTE: Adaptado de SILVA (2008).

O gerador de menor potência, com maior quantidade de pólos e velocidade de rotação  $w1$  é utilizado para baixas velocidades de vento. Caso ocorra aumento da velocidade do vento, o sistema é chaveado para funcionar utilizando o gerador de maior potência, menor quantidade de pólos e velocidade  $w2$ . Esta estratégia busca aumentar a eficiência da turbina com velocidade fixa.

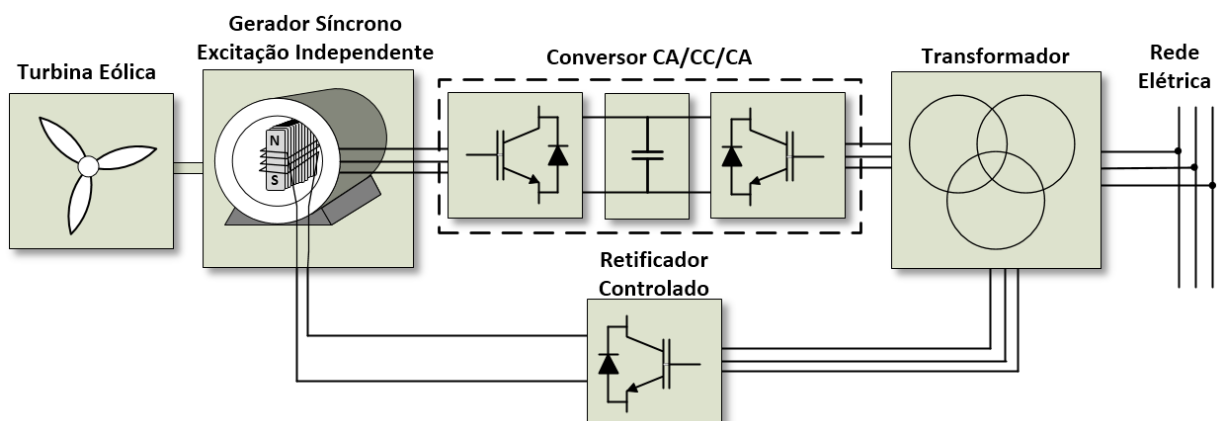
Na topologia apresentada na Figura 2.9, é utilizado um conversor CA/CC/CA entre o gerador e a rede elétrica. A vantagem desta configuração é que o barramento CC

desacopla o gerador da rede permitindo uma maior flexibilidade na regulação de velocidade, apresentando melhor eficiência na transformação de energia quando comparada com a topologia apresentada na Figura 2.8. Além disso, a demanda de reativos necessária para energizar o gerador provém do conversor, não exigindo um banco de capacitores externos na saída do gerador (RUNCOS *et al*, \_\_\_\_). No entanto, estes conversores devem processar toda a potência produzida pelo gerador, característica que encarece os custos deste tipo de sistema.

#### 2.4.1.2 Gerador síncrono

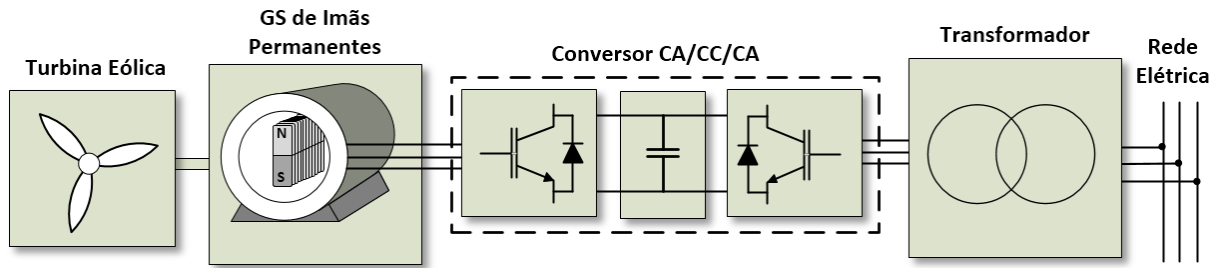
O Gerador Síncrono (GS) deve operar à velocidade síncrona da rede elétrica, quando o sistema não apresenta conversores de potência, para garantir uma frequência fixa e igual a da rede elétrica, além de necessitar de sistema de sincronização com a rede de alimentação (RUNCOS *et al*, \_\_\_\_). As Figuras 2.11 e 2.12 mostram que este tipo de gerador pode ser com rotor bobinado e excitação independente ou de ímã permanente, respectivamente. A presença do conversor CA/CC/CA entre o gerador e a rede elétrica possibilita o funcionamento do sistema a velocidade variável, permitindo que o rotor gire próximo a velocidade síncrona e assim garantindo maior aproveitamento da potência do vento. Não necessitam de caixa de engrenagens, pois em sistemas de média e elevada potência apresentam elevada quantidade de pólos que permitem que a turbina gire a baixa rotação.

Figura 2.11 – Gerador síncrono com rotor bobinado



FONTE: Elaborado pelo autor.

Figura 2.12 – Gerador síncrono de ímã permanente



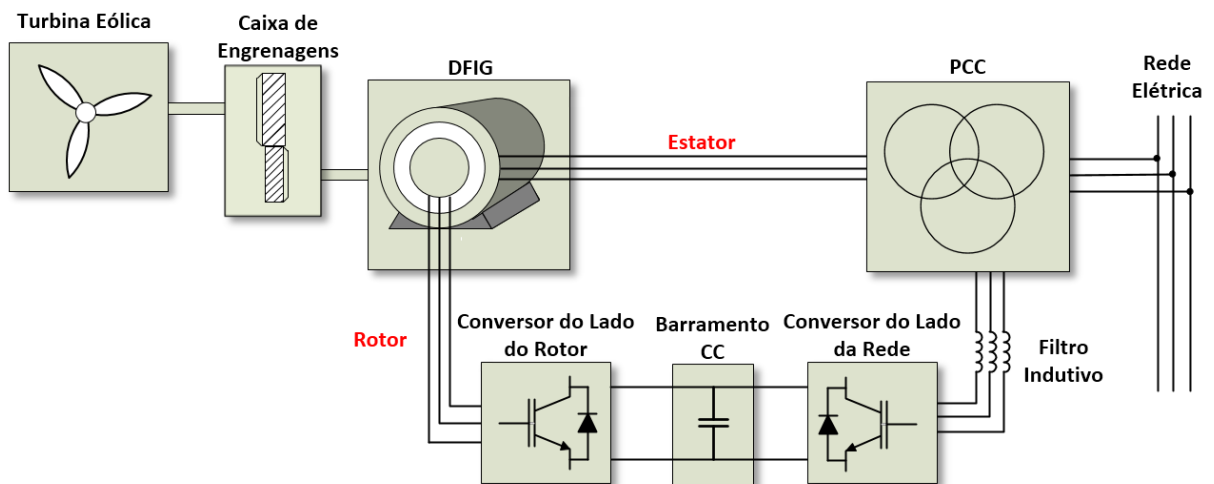
FONTE: Elaborado pelo autor.

No entanto, nesta topologia de conexão os conversores também devem processar toda a potência do gerador, o que aumenta os custos deste sistema. A partir disto, o Gerador de Indução Duplamente Alimentado (GIDA) ou *Double Fed Induction Generator* (DFIG) destaca-se por não necessitar de conversores que processam toda a potência nominal proveniente do gerador. Sua topologia é descrita a seguir.

#### 2.4.1.3 Gerador de indução duplamente alimentado

Segundo SILVA (2006), o DFIG é um gerador muito utilizado em turbinas eólicas, pois possibilita o funcionamento a velocidade variável e os conversores de potência processam em torno de 20 a 30% da potência nominal do gerador. Além disso, permitem o controle independente de potência ativa e reativa através do controle das correntes elétricas do rotor. O sistema eólico baseado em DFIG é apresentado na Figura 2.13.

Figura 2.13 – Gerador de indução duplamente alimentado



FONTE: Elaborado pelo autor.

Da Figura 2.13, observa-se que o eixo do gerador é conectado a turbina eólica através de uma caixa de engrenagens multiplicadora de velocidade, o circuito estatórico é ligado diretamente à rede elétrica de tensão e frequência fixas, e o circuito rotórico é composto por dois conversores conectados através de um barramento CC, os quais permitem um fluxo bidirecional de energia (SILVA, 2006). O conversor ligado à máquina, chamado de Conversor do Lado do Rotor, é responsável pelo controle da potência ativa e reativa no estator do DFIG através do controle das correntes elétricas no rotor, e o conversor ligado à rede elétrica, chamado de Conversor do Lado da Rede, mantém constante a tensão no barramento CC, independente do sentido do fluxo de energia (VOLTOLINI, 2007).

## 2.5 Considerações finais

Este capítulo apresentou um breve histórico sobre a geração de energia elétrica a partir dos ventos, destacando os principais aerogeradores utilizados no sistema elétrico. Apresentou-se, ainda, o panorama mundial e nacional da energia eólica que justificam as pesquisas nesta área. E, finalmente, descrevem-se os principais tipos de geradores eólicos, com destaque ao DFIG.

O capítulo seguinte apresenta em detalhes o fluxo de potência em um sistema eólico baseado em DFIG, além de seu equacionamento matemático e tipo de orientação adotada para os eixos de referência ortogonais  $dq$ .

### 3 GERAÇÃO EÓLICA BASEADA EM DFIG

#### 3.1 Introdução

Este capítulo descreve como o fluxo de potência em um sistema eólico baseado em DFIG varia em função da velocidade do vento, além de apresentar o modelo matemático deste gerador utilizando o sistema de referência ortogonal  $dq$  com velocidade síncrona  $\omega_s$ , conforme (KRAUSE *et al*, 1995; MOHAN *et al*, 1995). Finalmente, utiliza-se a técnica de controle vetorial com orientação através do fluxo no estator para simplificar o equacionamento matemático do gerador.

#### 3.2 Fluxo de potência

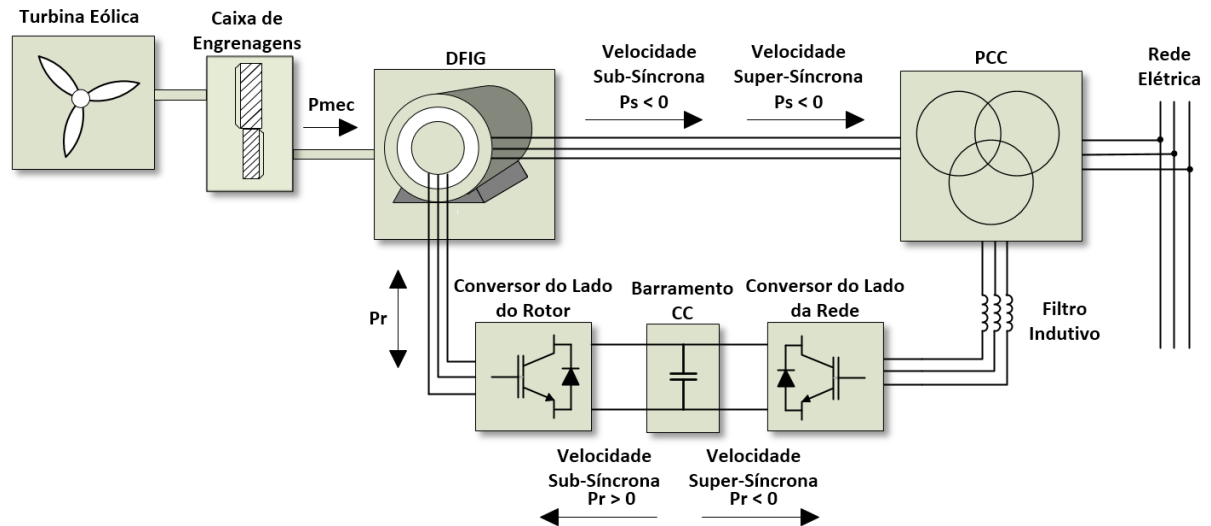
O escorregamento  $s$  no gerador relaciona a velocidade síncrona da rede elétrica  $\omega_s$  com a velocidade de rotação do rotor  $\omega_r$ , definido por

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (3.1)$$

De acordo com LEE *et al* (1984) e PINTO (2012) mencionam que o escorregamento  $s$  define o ponto de operação do sistema. Portanto, quando  $\omega_s > \omega_r$ , tem-se um escorregamento positivo e funcionamento no modo subsíncrono; para  $\omega_s = \omega_r$  tem-se escorregamento nulo e operação no modo síncrono e, finalmente, quando  $\omega_s < \omega_r$  o escorregamento é negativo e o sistema funciona na região supersíncrona.

Adota-se que o sentido positivo de potência caracteriza consumo de energia e negativo o fornecimento ou geração (PINTO, 2012). Portanto, independente do ponto de operação, tem-se que o circuito estatórico está sempre fornecendo potência ativa à rede elétrica (potência negativa). Enquanto que no circuito rotórico, o fluxo de potência varia conforme o valor do escorregamento. No caso subsíncrono, consome potência ativa (potência positiva); no síncrono, consome energia apenas para suprir as perdas nos conversores; e no supersíncrono fornece potência à rede elétrica (potência negativa). A Figura 3.1 mostra o fluxo de energia em função da velocidade de rotação do rotor  $\omega_r$ .

Figura 3.1 – Fluxo de energia no DFIG



FONTE: Elaborado pelo autor.

A turbina eólica impõe uma potência mecânica  $P_{mec}$  ao gerador DFIG que converte em potência elétrica enviada pelo estator  $P_s$  e consumida pelo rotor  $P_r$ , conforme Eq. (3.2).

$$P_{mec} = P_s - P_r \quad (3.2)$$

A potência mecânica é calculada, de acordo com (PINTO, 2012), por

$$P_{mec} = T_{mec} \cdot \omega_r \quad (3.3)$$

onde  $T_{mec}$  é o torque mecânico e  $\omega_r$  é a velocidade de rotação do rotor.

Considerando o sistema funcionando em regime permanente, tem-se que

$$T_{mec} = T_e \quad (3.4)$$

e colocando em evidência  $\omega_r$  na Eq. (3.1), encontra-se

$$\omega_r = (1 - s)\omega_s \quad (3.5)$$

Substituindo as Eqs. (3.4) e (3.5) na Eq. (3.3), tem-se

$$P_{mec} = T_e \omega_s - s T_e \omega_s \quad (3.6)$$

onde,

$$P_s = T_e \omega_s \quad (3.7)$$

e

$$P_r = s T_e \omega_s \quad (3.8)$$

Finalmente, substituindo a Eq. (3.7) na Eq. (3.8) encontra-se a Eq. (3.9) que relaciona a potência do rotor com a do estator.

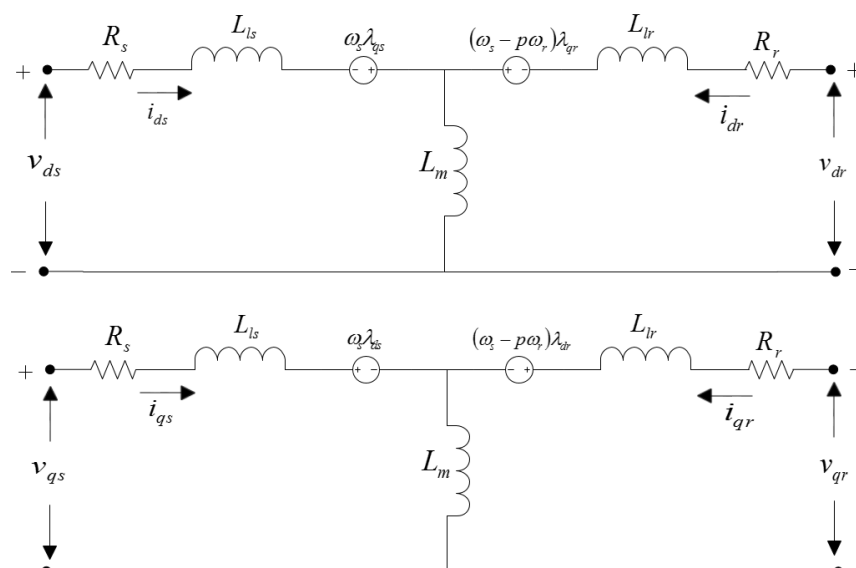
$$P_r = s P_s \quad (3.9)$$

A Eq. (3.9) é utilizada na especificação da potência nominal dos conversores ligados em *back-to-back*. Considerando um escorregamento, por exemplo de 30%, a potência circulante no rotor  $P_r$  deve ser 0,3 da potência fornecida no estator da máquina  $P_s$ . Logo, conclui-se que quanto maior for o escorregamento  $s$  ou a diferença da velocidade do rotor  $\omega_r$  com a síncrona  $\omega_s$ , maior deverá ser a potência dos conversores utilizados. Neste caso, o aerogerador deverá funcionar em uma faixa limitada de velocidade para garantir que não circule no circuito rotórico uma potência maior que a suportada pelos conversores.

### 3.3 Equacionamento do DFIG

O circuito equivalente do estator e rotor do DFIG é apresentado na Figura 3.2.

Figura 3.2 – Circuito equivalente do DFIG



FONTE: Elaborado pelo autor.



Com base neste circuito, obtêm-se as equações das tensões no estator e rotor da máquina no referencial  $dq$ , dadas por

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds} - \omega_s \lambda_{qs} \quad (3.10)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \lambda_{qs} + \omega_s \lambda_{ds} \quad (3.11)$$

$$v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \lambda_{dr} - (\omega_s - p\omega_r) \lambda_{qr} \quad (3.12)$$

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \lambda_{qr} + (\omega_s - p\omega_r) \lambda_{dr} \quad (3.13)$$

em que  $v_{ds}$  e  $v_{qs}$  são as tensões do estator nos eixos  $dq$ ;  $v_{dr}$  e  $v_{qr}$  são as tensões do rotor nos eixos  $dq$ ;  $\omega_s$ ,  $R_s$ ,  $\lambda_{ds}$ ,  $\lambda_{qs}$ ,  $i_{ds}$  e  $i_{qs}$  são, respectivamente, a frequência da rede elétrica ou velocidade síncrona, a resistência, o fluxo nos eixo  $dq$ , a corrente no eixo  $d$  e a corrente no eixo  $q$  relacionadas ao estator;  $p$  e  $\omega_r$  são o número de pólos e frequência ou velocidade angular do rotor, respectivamente;  $R_r$ ,  $i_{dr}$ ,  $i_{qr}$ ,  $\lambda_{dr}$  e  $\lambda_{qr}$  são respectivamente, a resistência, as correntes e os fluxos nos eixos  $dq$  referidos ao rotor (KRAUSE *et al*, 2002; ONG, 1997).

As Eqs. (3.10) a (3.13) mostram que as tensões elétricas no estator e rotor estão no referencial síncrono  $dq$ , portanto utiliza-se a transformada direta e inversa de *Park* nestas variáveis, como sendo:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \text{sen} \theta & \text{sen} \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \text{sen} \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \theta & \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen} \theta & \cos \theta \\ \text{sen} \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \text{sen} \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

De forma análoga, obtêm-se as componentes  $i_d$  e  $i_q$  da corrente elétrica no referencial síncrono  $dq$  utilizando a transformada de *Park*. As correntes e as tensões nestes eixos são grandezas constantes enquanto que as variáveis reais no estator e rotor da máquina têm, respectivamente, frequência síncrona e de deslizamento (LEE *et al*, 1984). O fluxo na máquina é uma função da indutância e das correntes elétricas que circulam no circuito estatórico e rotórico. São dadas por

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (3.16)$$

$$\lambda_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (3.17)$$

$$\lambda_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (3.18)$$

$$\lambda_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (3.19)$$

onde as indutâncias total do estator  $L_s$  e do rotor  $L_r$  são definidas por

$$L_s = L_{ls} + L_m \quad (3.20)$$

$$L_r = L_{lr} + L_m \quad (3.21)$$

e  $L_{ls}$ ,  $L_{lr}$ ,  $L_m$  são, respectivamente, a indutância do estator, rotor e mútua.

O torque elétrico do gerador é dado por

$$T_e = \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (3.22)$$

Desprezando a inércia e coeficiente de fricção, o gerador deve ser capaz de produzir um torque elétrico equivalente ao produzido pela turbina eólica quando o sistema opera em regime permanente, conforme Eq. (3.23).

$$T_{mec} = T_e \quad (3.23)$$

Finalmente, as potencias produzidas no estator e rotor do gerador são definidas por

$$P_s = \frac{3}{2} (v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs}) \quad (3.24)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} (v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs}) \quad (3.25)$$

$$P_r = \frac{3}{2}(v_{dr}i_{dr} + v_{qr}i_{qr}) \quad (3.26)$$

$$Q_r = \frac{3}{2}(v_{qr}i_{dr} - v_{dr}i_{qr}) \quad (3.27)$$

em que o fator 3/2 é utilizado para manter a invariância de potência.

Os parâmetros do gerador DFIG utilizado são ilustrados no **APÊNDICE A**.

### 3.4 Orientação do DFIG com base no fluxo do estator

Conforme mencionado no início deste capítulo o controle do gerador DFIG será realizado a partir da orientação pelo fluxo do estator. Considera-se que o gerador está ligado a uma rede balanceada e que não há perdas no entreferro da máquina.

O eixo  $d$  é alinhado ao fluxo do estator  $\lambda_s$ , cujo ângulo é obtido por meio de um circuito *PLL* (*Phase Locked Loop*) conforme apresentado em (LIMA, 2009), o eixo  $q$  é ortogonal ao eixo  $d$ . Desta forma, o fluxo do estator é constante no eixo  $d$  e nulo no eixo  $q$ , conforme apresentado na Eq. (3.28).

$$\begin{cases} \lambda_{ds} = \lambda_s \\ \lambda_{qs} = 0 \end{cases} \quad (3.28)$$

Substituindo a Eq. (3.28) nas Eqs. (3.16) e (3.17), e considerando nulas as derivadas nas Eqs. (3.10) a (3.13), tem-se que

$$v_{ds} = R_s i_{ds} \quad (3.29)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \lambda_s \quad (3.30)$$

$$v_{dr} = R_r i_{dr} - (\omega_s - p\omega_r) \lambda_{qr} \quad (3.31)$$

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + (\omega_s - p\omega_r) \lambda_{dr} \quad (3.32)$$

As Eqs. (3.29) a (3.32) mostram que se  $R_s$ ,  $\omega_s$  e  $\lambda_s$  forem considerados constantes, as tensões produzidas no estator da máquina  $v_{ds}$  e  $v_{qs}$  estão relacionadas apenas as correntes do estator  $i_{ds}$  e  $i_{qs}$ . Como as correntes do estator são produzidas pelas tensões induzidas através do circuito do rotor  $v_{dr}$  e  $v_{qr}$ , é preciso definir estas tensões em função das correntes do rotor, como seguem.

Como o estator está conectado diretamente a rede elétrica de tensão e frequência fixas, a impedância do estator é desprezada e pode-se afirmar, de acordo com (VOLTOLINI, 2007), que:

$$\lambda_s = \lambda_{ds} = L_m i_{ms} \quad (3.33)$$

em que  $i_{ms}$  é a corrente de magnetização do gerador.

Substituindo a Eq. (3.33) na Eq. (3.16), encontra-se

$$i_{ds} = \frac{L_m}{L_s} (i_{ms} - i_{dr}) \quad (3.34)$$

Como  $\lambda_{qs} = 0$ , tem-se da Eq. (3.17) que

$$i_{qs} = -\frac{L_m}{L_s} i_{qr} \quad (3.35)$$

Substituindo a Eq. (3.34) na Eq. (3.18), e a Eq. (3.35) na Eq. (3.19), encontra-se

$$\lambda_{dr} = \frac{L_m^2 i_{ms}}{L_s} + \sigma L_r i_{dr} \quad (3.36)$$

$$\lambda_{qr} = \sigma L_r i_{qr} \quad (3.37)$$

onde, o índice de dispersão da máquina  $\sigma$  é definido por

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (3.38)$$

Finalmente, encontram-se as tensões geradas no circuito do rotor substituindo as Eq. (3.36) e (3.37) nas Eq. (3.32) e (3.31), respectivamente.

$$v_{dr} = R_r i_{dr} - \omega_{slip} \sigma L_r i_{qr} \quad (3.39)$$

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + \omega_{slip} \left( \frac{L_m^2}{L_s} i_{ms} + \sigma L_r i_{dr} \right) \quad (3.40)$$

onde  $\omega_{slip}$  é a velocidade angular de escorregamento definida por

$$\omega_{slip} = \omega_s - p \omega_r \quad (3.41)$$

As Eqs. (3.39) e (3.40) mostram que existe um acoplamento entre as malhas de corrente. Observa-se a presença de  $i_{qr}$  em  $v_{dr}$ , e  $i_{dr}$  em  $v_{qr}$ . No entanto, uma vez que os controladores estão sintonizados para controlar este sistema, este acoplamento pode ser desconsiderado. Logo,

$$v_{dr} = R_r i_{dr} \quad (3.42)$$

$$v_{qr} = R_r i_{qr} \quad (3.43)$$

A equação que descreve o torque elétrico desenvolvido pelo gerador, conforme Eq. (3.22), é simplificada quando é utilizada a Eq. (3.28).

$$T_e = \frac{3}{2} \left( \frac{p}{2} \right) \lambda_s i_{qs} \quad (3.44)$$

Substituindo a Eq. (3.35) na Eq. (3.44), tem-se a equação que define o torque elétrico do gerador baseado na corrente elétrica do rotor dada por

$$T_e = -\frac{3}{2} \left( \frac{p}{2} \right) \frac{L_m}{L_s} \lambda_s i_{qr} \quad (3.45)$$

Para finalizar o equacionamento matemático do gerador, deve-se encontrar as expressões que definem as potências ativa e reativa extraídas do estator da máquina com base nas correntes do rotor. Substituindo as Eq. (3.29) e (3.30) nas Eq. (3.24) e (3.25) tem-se que

$$P_s = \frac{3}{2} \left[ R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + \omega_s \lambda_s i_{qs} \right] \quad (3.46)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} (\omega_s \lambda_s i_{ds}) \quad (3.47)$$

Considerando que as perdas do cobre do estator são desprezíveis, tem-se que o termo  $R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) = 0$ . Portanto, a Eq. (3.46) é reescrita

$$P_s = \frac{3}{2} \omega_s \lambda_s i_{qs} \quad (3.48)$$

Substituindo a Eq. (3.35) em (3.48), tem-se a potência ativa do estator em função da corrente do rotor  $i_{qr}$  como sendo

$$P_s = -\frac{3}{2} \frac{L_m}{L_s} \omega_s \lambda_s i_{qr} \quad (3.49)$$

Finalmente, substituindo a Eq. (3.34) em (3.47), tem-se

$$Q_s = \frac{3}{2} \frac{\omega_s \lambda_s^2}{L_s} - \frac{3}{2} \frac{\omega_s \lambda_s L_m}{L_s} i_{dr} \quad (3.50)$$

### 3.5 Considerações finais

Este capítulo apresentou que o sentido do fluxo de potência no rotor da máquina varia em função da velocidade do vento, enquanto o sentido do fluxo no estator é mantido constante, da máquina para a rede elétrica. Através do equacionamento matemático do gerador DFIG é possível observar a relação entre as variáveis elétricas, principalmente as correntes  $i_{dr}$  e  $i_{qr}$  com as potências reativa ( $Q_s$ ) e ativa ( $P_s$ ), respectivamente.

O capítulo seguinte apresenta o estado da arte relativo ao controle do sistema de geração eólico baseado em DFIG, com enfoque final aos controladores preditivos. É mostrado o equacionamento matemático do controlador preditivo tradicional até a obtenção das equações do Controlador Preditivo Generalizado com *Anti-Windup* (GPCAW) proposto neste trabalho.

## 4 METODOLOGIA DE CONTROLE DO DFIG

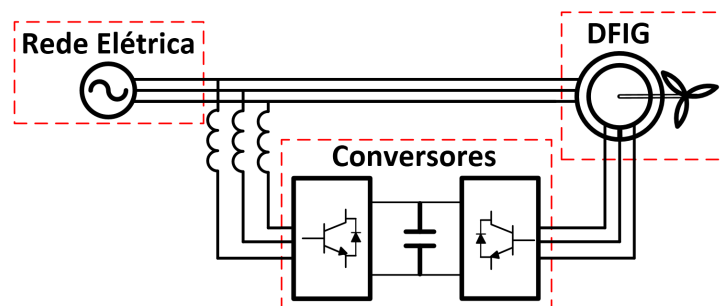
### 4.1 Introdução

Neste capítulo é apresentado o estado da arte relativo à implementação de estratégias de controle aplicadas a Geradores de Indução Duplamente Alimentados (GIDA) ou *Doubly Fed Induction Generator* (DFIG) utilizados em turbinas eólicas. Na sequência é realizada a formulação matemática do Controlador Preditivo Generalizado com *Anti-Windup* (GPCAW) proposto e a metodologia de controle do gerador a partir do modelo ou função de transferência da malha de corrente do rotor.

### 4.2 Estado da arte sobre controle do DFIG

A Figura 4.1 apresenta a topologia clássica de um sistema eólico baseado em DFIG, destacando os três principais elementos (Gerador DFIG, Rede Elétrica e Conversores de Potência). A partir da iteração destes elementos e com base no levantamento bibliográfico realizado, é possível destacar os principais trabalhos desenvolvidos nos últimos anos que utilizam estratégias de controle aplicadas neste tipo de sistema eólico.

Figura 4.1 – Topologia clássica do DFIG

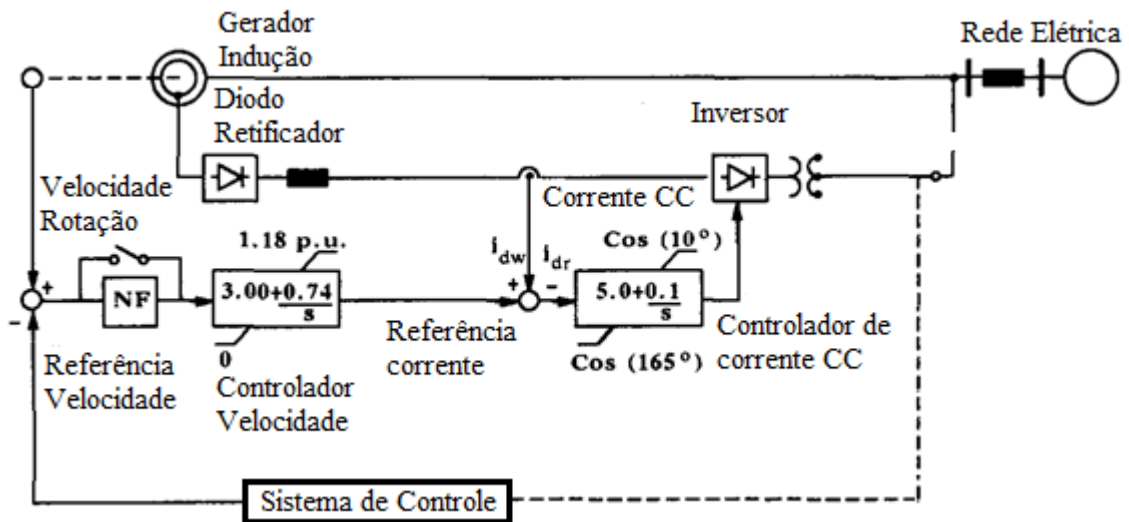


FONTE: Elaborado pelo autor.

Para que seja possível o envio de potência a rede elétrica, é preciso utilizar estratégias de controle aplicadas a malha de corrente elétrica do rotor (malha interna), e potência ativa e reativa (malha externa). Conforme mencionado no capítulo anterior, os valores de potência enviados a rede elétrica através do circuito estático e rotórico são uma função direta, da velocidade do aerogerador e das correntes elétricas injetadas no rotor da máquina através dos conversores de potência.

Um dos primeiros trabalhos encontrados na literatura que falam sobre o controle deste gerador é apresentado na Figura 4.2 (NAKRA, 1988).

Figura 4.2 – Primeiro sistema de controle encontrado do DFIG



FONTE: Adaptado de NAKRA (1988).

A Figura 4.2 apresenta o sistema de controle do aerogerador com regulador de velocidade e corrente elétrica baseado em controlador PI. O conversor de potência (*Inverter*) controla a corrente do barramento CC baseando-se na referência de corrente obtida da malha de controle de velocidade. Devido à presença do retificador a diodos, este tipo de topologia de ligação possibilita o funcionamento apenas no modo supersíncrono, além de gerar harmônicos de corrente no circuito rotórico que não foram descritas no referido trabalho. No entanto, esta topologia de conversores foi alterada para dar maior flexibilidade a este sistema eólico através do uso dos conversores montados em *back-to-back*, conforme esquema apresentado na Figura 4.1.

Dentre os mais variados tipos de controladores, o controlador PID é o mais utilizado desde as primeiras pesquisas em plantas eólicas equipadas com DFIG, como em (PENA *et al*, 1996), até recentemente em (MAHARJAN e KAMALASADAN, 2014). Seu uso é bastante difundido principalmente pela simplicidade de sintonia e confiabilidade durante a operação em regime permanente.

Em PENA *et al* (1996) conecta um gerador eólico de 7,5KW a rede elétrica e utiliza controlador PI sintonizado para garantir, em malha fechada, uma frequência natural de 125Hz e amortecimento de 0,8. Verificou a injeção de correntes elétricas na rede de alimentação com baixo índice de distorção harmônica e a possibilidade de correção do fator



de potência. Em outro trabalho PENA *et al* (1996) ampliou os resultados discutidos anteriormente para o caso do gerador alimentando uma carga isolada, inserindo uma malha de controle para a corrente de magnetização.

No entanto como os controladores PID são sintonizados a partir dos parâmetros do sistema, e estes podem variar em função de falhas na rede, dos próprios parâmetros da máquina e de variações na velocidade do vento, alguns trabalhos alteram o sistema tradicional do controlador PID visando dar maior robustez e estabilidade em relação às referidas perturbações.

MAHARJAN e KAMALASADAN (2014) utiliza um controlador PID adaptativo na estrutura RST para compensar as variações paramétricas quando o sistema é submetido a uma falha na rede elétrica. Os polinômios R, S e T são utilizados para encontrar os ganhos do controlador, atualizados a cada período de amostragem através da técnica de alocação de pólos e os parâmetros da planta são encontrados através do estimador dos mínimos quadrados recursivos. Finalmente, utiliza a operação *sensorless* para obter a posição do rotor da máquina através da estimação do fluxo no estator apresentando resultados satisfatórios. Já BOUALOUCH *et al* (2014) compara o desempenho de um controlador PI tradicional com o controlador na estrutura RST durante variações dos parâmetros elétricos da máquina, verificando que o controlador PID adaptativo apresenta um melhor desempenho.

Considerando a área de Inteligência Computacional, alguns trabalhos utilizam estes conceitos para possibilitar garantir maior robustez ao controlador PID durante variações no sistema. HOU *et al* (2014) utiliza controlador PID Fuzzy para reduzir o erro entre a tensão gerada no estator e a rede elétrica durante variações de carga. Este tipo de controlador mostrou-se eficiente durante as variações paramétricas do sistema. E, YANG e WANG (2011) utiliza à lógica Fuzzy aplicada ao controlador PID para encontrar a velocidade ótima da turbina eólica sem utilizar valores de medição do vento. O desempenho operacional do sistema eólico é analisado quando submetido a variações de vento, apresentando resultados satisfatórios.

Alguns trabalhos utilizam o conceito de virtualidade de elementos, como em XUEGUANG *et al* (2013) e ZHAO *et al* (2015) que utilizam o conceito de bobinas virtuais para compensar afundamentos de tensão e reduzir as oscilações de fluxo no estator da máquina. Além disso, utiliza o controle vetorial orientado pela rede elétrica ao invés da orientação pelo fluxo do estator. Nas malhas internas de corrente utiliza controlador PI.

Outros trabalhos utilizam a inércia das partes mecânicas do aerogerador para possibilitar maior estabilidade ao sistema durante perturbações na rede de alimentação. Em WANG *et al* (2015) propõe uma alternativa ao processo de sincronização tradicional que utiliza PLL, através do uso de um controlador de potência ativa baseado na inércia mecânica do sistema eólico. Além disso, utiliza controlador PI para manter a tensão da rede elétrica constante durante um pequeno afundamento de tensão. Os resultados apresentados mostraram a eficácia da metodologia proposta em reduzir oscilações de potência, além da possibilidade de ajuste do amortecimento do sistema através de um parâmetro de controle. ZHANG *et al* (2013) utiliza uma carga para variar a frequência da rede que é compensada através da variação de velocidade do rotor e usa controlador PID.

Outros trabalhos focam no *Direct Power Control* (DPC) como uma alternativa robusta para reduzir oscilações de potência entregue a rede elétrica. Em GUO *et al* (2012) é feito um estudo comparativo entre o controle direto de potência e o controle vetorial. Através do controle direto de potência é possível minimizar as oscilações da potência gerada e garantir maior estabilidade ao sistema durante um afundamento de tensão e curto circuito entre fases. A comparação do DPC com o controle orientado pelo campo e avaliação do espectro harmônico na máquina e seu comportamento dinâmico frente a afundamentos momentâneos de tensão é feita em (LIU, 2011). Destaca ainda como principais vantagens o controle da máquina sem a necessidade de se conhecer seus parâmetros internos e a simplicidade de cálculos. No entanto, tem como desvantagens a presença de maiores oscilações de potência e do conjugado que pode resultar em desgaste mecânico, além da maior presença de harmônicos que afetam a qualidade da energia gerada, necessitando de métodos de redução.

Alguns trabalhos utilizam um modelo simplificado do equacionamento do DFIG, como ÁVILA (2014) que se baseia em um modelo linearizado do DFIG através do método de Newton-Raphson para obter as funções de transferência do sistema. Além disso, utiliza o método do Lugar Geométrico das Raízes (LGR) na sintonia dos controladores PI. Verifica o desempenho dos controladores através de quatro estratégias de controle: controle de potência ativa e tensões nos terminais, controle de potência reativa e tensões nos terminais, controle de velocidade de rotação e tensões nos terminais, e controle de potência ativa e reativa. Os resultados mostraram a eficácia dos controladores quando o sistema foi submetido a variações de demanda, variações de torque mecânico e falta de fase. GHOSH *et al* (2014) utiliza um modelo de duas massas e adota como estratégia de controle o rastreamento do ponto de máxima potência. O modelo é linearizado entre a velocidade do vento e a frequência do

sistema versus potência de saída da fazenda eólica. Além disso, menciona que a vantagem deste modelo é prever a dinâmica de resposta da frequência utilizando menor esforço computacional sem perder precisão nos resultados.

Outros controladores são descritos na literatura e aplicados nas malhas deste tipo de gerador eólico. CHIKHA *et al* (2015) substitui os conversores montados em *back-to-back* por um conversor matricial e utiliza um controlador preditivo baseado em modelo para reduzir o erro entre as correntes preditas e medidas. Através do ajuste de um parâmetro  $\lambda$ , consegue reduzir o nível de ruído na potência reativa. Também OUARI *et al* (2014) utiliza um controlador preditivo e mostra que o controlador pode ser desenvolvido e implementado em um sistema de conversão eólico. Os resultados apresentados destacam que o controlador preditivo produz uma resposta dinâmica convergente quando o sistema é submetido a variações na velocidade do vento e robusto a variações dos parâmetros da máquina. CHANDRAN e LYDIA (2013) utiliza o controlador preditivo para reduzir sobressinal e o tempo de acomodação nas potências ativa e reativa durante as mudanças de referência.

Um controlador ressonante apresentado em WU *et al* (2013) é utilizado para reduzir harmônicos de corrente, torque eletromagnético e flutuações no barramento CC durante falhas simétricas e não simétricas obtendo melhores resultados durante os transitórios ao comparar com estratégias de controle tradicionais. LIU *et al* (2012) utiliza além das malhas tradicionais com controlador PI, um controlador ressonante para compensar harmônicos de corrente elétrica no estator da máquina. Discute sobre os efeitos do controlador ressonante na estabilidade e no desempenho do sistema em regime permanente. Mostra ainda que altos valores do ganho do controlador ressonante podem desestabilizar o sistema, porém deixam o sistema mais robusto. Neste caso, propõe um método analítico para otimizar este ganho, apresentando resultados satisfatórios.

BENBOUZID *et al* (2014) utiliza o controlador de modos deslizantes como uma alternativa aos controladores tradicionais que garante robustez ao sistema durante variação de frequência e afundamentos de tensão na rede elétrica. Aplicado ao controle da tensão CC entre os dois conversores montados em *back-to-back*, ZHANG *et al* (2014) menciona que este tipo de controlador apresenta como vantagens uma estrutura simples, elevada precisão de controle, velocidade de resposta rápida e robustez, apresentando resultados aceitáveis durante transitórios e na operação em regime permanente.

SATHANS e ROHILLA (2014) utilizam redes neurais artificiais aplicadas à malha de corrente do rotor e compara os resultados obtidos com um controlador PI. O controlador

inteligente apresentou razoável precisão e uma estrutura simples. TANG *et al* (2013) utiliza a rede neural na malha externa para reduzir as oscilações de potência reativa, reduzindo as oscilações de tensão e potência ativa depois da recuperação da falha.

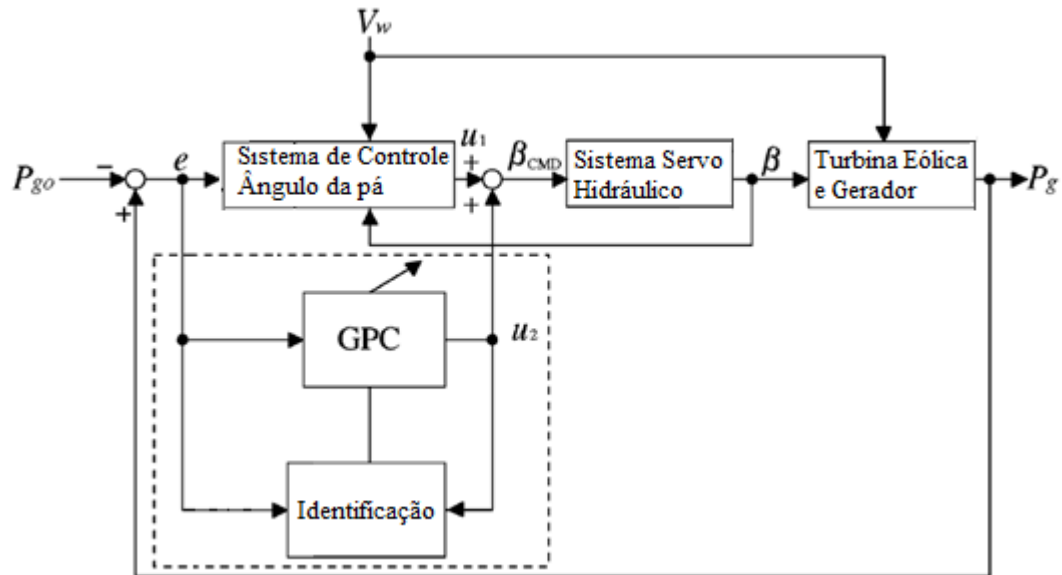
### **4.3 Controlador preditivo generalizado – GPC**

Esta seção apresenta os principais trabalhos encontrados que utilizaram controlador preditivo aplicado a um sistema de geração eólica baseado em DFIG e o equacionamento matemático deste controlador que servirá de base ao projeto do novo controlador proposto.

#### **4.3.1 Trabalhos sobre controle preditivo**

QIN e BADGWELL (2003) apresentam em seu trabalho um breve histórico sobre os mais variados tipos de *Model based Predictive Control* (MPC) que utilizam o modelo do processo para prever a resposta futura da planta. Sua pesquisa mostra que os controladores preditivos podem ser encontrados em várias aplicações tais como indústrias químicas, de alimentos, automotiva e em aplicações aeroespaciais. Portanto, pode-se afirmar que é uma estratégia de controle robusta, pois apresenta baixa sensibilidade a variações paramétricas, rejeição a perturbações externas e rápidas respostas dinâmicas que viabilizam sua aplicação em sistemas eólicos baseados em DFIG. Considerando as variações de vento e seu efeito nas oscilações de potência geradas, TOMONOBU (2006) propõe o uso de um controlador preditivo para controlar o ângulo de inclinação das pás de uma turbina a partir da velocidade média do vento, conforme Figura 4.3. Considerando no projeto do controlador que a turbina funciona em vários pontos de operação, os quais ocasionam variações paramétricas que podem desestabilizar a planta, utiliza lógica Fuzzy para reduzir o erro entre a potência de referência e a produzida atualizando os ganhos do controlador preditivo. Os resultados apresentados mostraram uma redução na oscilação da potência gerada com a aplicação da metodologia proposta. KANEKO *et al* (2012) também propõe o uso do GPC para controlar o ângulo de passo das pás de uma turbina para extrair a máxima potência de uma turbina eólica baseada na variação do horizonte de previsão da velocidade do vento. É observado que o comprimento do horizonte de previsão está relacionado com a velocidade de resposta da malha de corrente, sendo mais lenta para horizontes de previsão maiores e mais rápida à medida que esta variável tem seu valor reduzido.

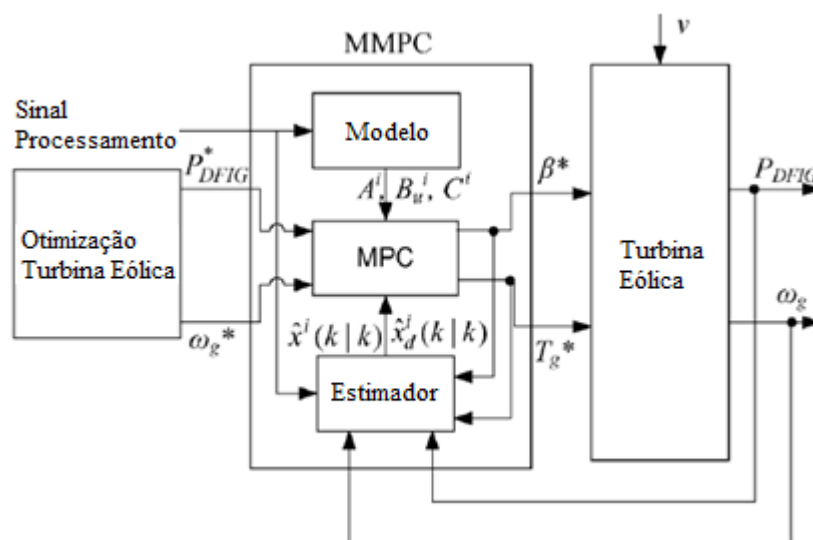
Figura 4.3 – Controle do ângulo de passo usando GPC



FONTE: Adaptado de TOMONOBU (2006).

Devido à complexidade da topologia de controle e a quantidade de variáveis a serem controladas em um sistema de geração eólico baseado em DFIG, MOSTAFA (2011) utiliza a estratégia de controle multivariável baseada na técnica Múltiplo Modelo de Controlador Preditivo (MMPC) no controle do DFIG, conforme Figura 4.4.

Figura 4.4 – Estratégia de controle usando MMPC



FONTE: Adaptado de MOSTAFA (2011).

A Figura 4.4 mostra que o controlador preditivo apresenta como referências de entrada a potência ativa e a velocidade do gerador, e como variáveis de saída o ângulo de passo da turbina e o torque elétrico do gerador. Os resultados encontrados utilizando o MMPC são comparados a um PI tradicional e mostram que as variáveis potência, torque e velocidade apresentam maior estabilidade quando se utiliza o MMPC. Além disso, através do uso de um Modelo Multivariável foi possível maximizar a captura da energia do vento e atenuar as mudanças no ângulo de passo reduzindo a atividade do atuador.

Com relação ao uso do controlador preditivo aplicado a malha de corrente do rotor, YU *et al* (2011) conectam o estator do gerador DFIG a um barramento CC através de uma ponte de diodos que geram harmônicos nas correntes do estator da máquina. Estes harmônicos influenciam nas potências ativa e reativas geradas as quais devem ser compensadas através de um filtro ativo de potência. Este filtro utiliza um controlador preditivo para gerar sinal de corrente elétrica oscilante a qual somada com a do estator produz erro nulo, melhorando a qualidade da energia fornecida à rede CC. Em LIE *et al* (2009) apresentam resultados experimentais que mostram a eficácia e robustez da estratégia de controle proposta através de mudanças na referência de corrente do rotor e variações na velocidade de rotação. Considerando as incertezas do sistema eólico, KONG *et al* (2012) usa o MPC para aumentar a eficiência e a capacidade de carga do sistema através do uso de restrições ao sinal de controle para otimizar a potência de saída baseando-se nas variáveis reais da planta eólica e ARAYA *et al* (2012) utilizam o controlador preditivo para garantir resposta rápida a corrente elétrica mesmo durante variações de parâmetro do sistema com DFIG. Neste caso, o incremento na resistência do rotor em 50% aumentou o tempo de acomodação da corrente elétrica durante o transitório.

Neste contexto, este trabalho objetiva propor e analisar o uso de um novo modelo de Controlador Preditivo Generalizado com *Anti-Windup* (GPCAW) que mantém o sistema estável durante um afundamento de tensão, após a saída da saturação do sinal de controle e a variações de potência e velocidade do rotor. A seguir é descrito o modelo matemático do GPC tradicional que servirá de base ao projeto do controlador GPCAW.

### 4.3.2 Modelagem matemática do controlador preditivo generalizado – GPC

A função custo deste tipo de controlador é dado por (CLARKE, 1987)

$$J = \sum_{k=N_1}^{N_2} [y(t+k) - w(t+k)]^2 + \sum_{k=0}^{N_u-1} \lambda [\Delta u(t+k)]^2 \quad (4.1)$$

Sujeito a:

$$\begin{aligned} y_{\min} &\leq y(t+k) \leq y_{\max}, \forall k = 1, \dots, N_2 \\ u_{\min} &\leq u(t+k) \leq u_{\max}, \forall k = 0, \dots, N_u - 1 \\ \Delta u_{\min} &\leq \Delta u(t+k) \leq \Delta u_{\max}, \forall k = 0, \dots, N_u - 1 \end{aligned} \quad (4.2)$$

Em que,  $N_1$  e  $N_2$  são os horizontes de predição discretos mínimo e máximo, respectivamente;

$N_u$  é o horizonte de controle;

$\lambda$  é o parâmetro de ponderação do sinal de controle;

$w(t+k)$  é a referência futura;

$\Delta u$  é ação de controle incremental;

$y(t+k)$  é a predição da saída  $k$  passos a frente da saída  $y(t)$ .

A dinâmica do processo utiliza um modelo CARIMA dado por (CLARKE, 1987):

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t-1) + \frac{C(q^{-1})}{\Delta} e(t) \quad (4.3)$$

Em que,  $A(q^{-1})$ ,  $B(q^{-1})$  e  $C(q^{-1})$  são polinômios na forma de atraso, definidos por

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_{na} q^{-na}; \quad (4.4)$$

$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1 q^{-1} + \dots + b_{nb} q^{-nb}; \quad (4.5)$$

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1 q^{-1} + \dots + c_{nc} q^{-nc}. \quad (4.6)$$

A Eq. (4.3) pode ser reescrita como:

$$\Delta A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})\Delta u(t-1) + C(q^{-1})e(t) \quad (4.7)$$

Fazendo,

$$\Delta A(q^{-1}) = \tilde{A}(q^{-1}) = 1 + \tilde{a}_1 q^{-1} + \dots + \tilde{a}_{na+1} q^{-(na+1)} \quad (4.8)$$

Pode ser observado que o grau de  $A$  é  $na$ . Logo, quando multiplicado por  $\Delta = 1 - q^{-1}$  tem-se que o grau do polinômio resultante será  $na+1$ .

Substituindo-se a Eq. (4.8) em (4.7), e adiantando  $k$  amostras no tempo, tem-se

$$\tilde{A}(q^{-1})y(t+k) = B(q^{-1})\Delta u(t+k-1) + C(q^{-1})e(t+k) \quad (4.9)$$

e

$$y(t+k) = \frac{B(q^{-1})}{\tilde{A}(q^{-1})}\Delta u(t+k-1) + \frac{C(q^{-1})}{\tilde{A}(q^{-1})}e(t+k) \quad (4.10)$$

A divisão entre os polinômios  $\frac{C(q^{-1})}{\tilde{A}(q^{-1})}$  é realizada a cada iteração e apresentada no

**ANEXO A.** Além disso, para que está divisão seja válida é necessário que o grau dos polinômios  $C(q^{-1})$  e  $\tilde{A}(q^{-1})$ , sejam da ordem  $nc \leq na+1$ .

As saídas futuras podem ser calculadas a partir da equação Diophantina (CAMACHO, 2004)

$$C(q^{-1}) = \tilde{A}(q^{-1})E_k(q^{-1}) + q^{-k}F_k(q^{-1}) \quad (4.11)$$

Em que  $k$  é o índice que representa a iteração da divisão.

Reescrevendo a Eq. (4.11), encontra-se

$$E_k(q^{-1})\tilde{A}(q^{-1}) = C(q^{-1}) - q^{-k}F_k(q^{-1}) \quad (4.12)$$

Multiplicando a Eq. (4.9) por  $E_k(q^{-1})$ , tem-se:

$$E_k(q^{-1})\tilde{A}(q^{-1})y(t+k) = E_k(q^{-1})B(q^{-1})\Delta u(t+k-1) + E_k(q^{-1})C(q^{-1})e(t+k) \quad (4.13)$$

Substituindo a Eq. (4.12) na Eq. (4.13)

$$[C(q^{-1}) - q^{-k}F_k(q^{-1})]y(t+k) = E_k(q^{-1})B(q^{-1})\Delta u(t+k-1) + E_k(q^{-1})C(q^{-1})e(t+k) \quad (4.14)$$



Esta equação pode ser reescrita em função de  $y(t+k)$

$$y(t+k) = \frac{F_k(q^{-1})}{C(q^{-1})} y(t) + \frac{E_k(q^{-1})B(q^{-1})}{C(q^{-1})} \Delta u(t+k-1) + E_k(q^{-1})e(t+k) \quad (4.15)$$

O termo  $e(t+k)$  corresponde a previsão futura e sua predição ótima é zero. Logo, a Eq. (4.15) é reescrita sem esta parcela como sendo

$$y(t+k) = \frac{F_k(q^{-1})}{C(q^{-1})} y(t) + \frac{E_k(q^{-1})B(q^{-1})}{C(q^{-1})} \Delta u(t+k-1) \quad (4.16)$$

A parcela  $\frac{E_k(q^{-1})B(q^{-1})}{C(q^{-1})}$  na Eq. (4.16) pode ser reescrita como sendo

$$\frac{E_k(q^{-1})B(q^{-1})}{C(q^{-1})} = H_k(q^{-1}) + \frac{q^{-k}I_k(q^{-1})}{C(q^{-1})} \quad (4.17)$$

$$E_k(q^{-1})B(q^{-1}) = H_k(q^{-1})C(q^{-1}) + q^{-k}I_k(q^{-1}) \quad (4.18)$$

A divisão entre os polinômios  $\frac{E_k(q^{-1})B(q^{-1})}{C(q^{-1})}$  é realizada a cada iteração e

também apresentada no **ANEXO A**.

Substituindo a Eq. (4.18) em (4.16), tem-se

$$y(t+k) = \frac{F_k(q^{-1})}{C(q^{-1})} y(t) + \frac{H_k(q^{-1})C(q^{-1}) + I_k(q^{-1})q^{-k}}{C(q^{-1})} \Delta u(t+k-1) \quad (4.19)$$

Na Eq. (4.19), observa-se que  $q^{-k} \Delta u(t+k-1) = \Delta u(t-1)$ . Logo,

$$y(t+k) = \frac{F_k(q^{-1})}{C(q^{-1})} y(t) + H_k(q^{-1})\Delta u(t+k-1) + \frac{I_k(q^{-1})}{C(q^{-1})} \Delta u(t-1) \quad (4.20)$$

Considerando  $N_1 = 1$  e  $N_2 = N$ , pode-se desenvolver a Eq. (4.20) para cada iteração, conforme segue

$$\begin{aligned}
y(t+1) &= \frac{F_1(q^{-1})}{C(q^{-1})} y(t) + H_1(q^{-1}) \Delta u(t) + \frac{I_1(q^{-1})}{C(q^{-1})} \Delta u(t-1) \\
&\vdots \\
y(t+N) &= \frac{F_N(q^{-1})}{C(q^{-1})} y(t) + H_N(q^{-1}) \Delta u(t+N-1) + \frac{I_N(q^{-1})}{C(q^{-1})} \Delta u(t-1) \\
\bar{y} &= \bar{F}(q^{-1}) \frac{y(t)}{C(q^{-1})} + \bar{I}(q^{-1}) \frac{\Delta u(t-1)}{C(q^{-1})} + \bar{G} \overrightarrow{\Delta u}
\end{aligned} \tag{4.21}$$

Em que,

$$\bar{G} = \begin{bmatrix} H_1(q^{-1}) & H_2(q^{-1}) & \dots & H_N(q^{-1}) \end{bmatrix}^T \text{ e} \tag{4.22}$$

$$\overrightarrow{\Delta u} = \begin{bmatrix} \Delta u(t) & \dots & \Delta u(t+N-2) & \Delta u(t+N-1) \end{bmatrix} \tag{4.23}$$

onde as matrizes  $\bar{G}$  e  $\overrightarrow{\Delta u}$  são calculadas no **ANEXO B**.

Na Eq. (4.21), tem-se que a resposta livre é dada por

$$\bar{f} = \bar{F}(q^{-1}) \frac{y(t)}{C(q^{-1})} + \bar{I}(q^{-1}) \frac{\Delta u(t-1)}{C(q^{-1})} \tag{4.24}$$

Portanto, reescreve-se a Eq. (4.21) como sendo

$$\bar{y} = \bar{f} + \bar{G} \overrightarrow{\Delta u} \tag{4.25}$$

Substituindo a Eq. (4.25) na Eq. (4.1), tem-se

$$J = \left( \overrightarrow{G} \overrightarrow{\Delta u} + \bar{f} - \vec{w} \right)^T \left( \overrightarrow{G} \overrightarrow{\Delta u} + \bar{f} - \vec{w} \right) + \lambda \overrightarrow{\Delta u}^T \overrightarrow{\Delta u} \tag{4.26}$$

Para simplificar a Eq. (4.26) é necessário utilizar o seguinte teorema (BIEZUNER, 2015):

*Se A e B são duas matrizes quadradas e simétricas, tem-se que*

$$(A.B)^T = B^T . A^T$$

Logo,

$$J = (\overrightarrow{G\Delta u})^T (\overrightarrow{G\Delta u}) + (\overrightarrow{G\Delta u})^T (\vec{f} - \vec{w}) + (\vec{f} - \vec{w})^T (\overrightarrow{G\Delta u}) + (\vec{f} - \vec{w})^T (\vec{f} - \vec{w}) + \lambda \overrightarrow{\Delta u}^T \overrightarrow{\Delta u} \quad (4.27)$$

$$J = [(\overrightarrow{G\Delta u})^T \overrightarrow{G} + (\vec{f} - \vec{w})^T \overrightarrow{G} + \lambda \overrightarrow{\Delta u}^T] \overrightarrow{\Delta u} + (\vec{f} - \vec{w})^T (\vec{f} - \vec{w}) + (\overrightarrow{G\Delta u})^T (\vec{f} - \vec{w}) \quad (4.28)$$

$$J = [\overrightarrow{\Delta u}^T \overrightarrow{G}^T \overrightarrow{G} + (\vec{f} - \vec{w})^T \overrightarrow{G} + \lambda \overrightarrow{\Delta u}^T] \overrightarrow{\Delta u} + (\vec{f} - \vec{w})^T (\vec{f} - \vec{w}) + \overrightarrow{\Delta u}^T \overrightarrow{G}^T (\vec{f} - \vec{w}) \quad (4.29)$$

$$J = \overrightarrow{\Delta u}^T [\overrightarrow{G}^T \overrightarrow{G} + \lambda I] \overrightarrow{\Delta u} + (\vec{f} - \vec{w})^T \overrightarrow{G\Delta u} + \overrightarrow{\Delta u}^T \overrightarrow{G}^T (\vec{f} - \vec{w}) + (\vec{f} - \vec{w})^T (\vec{f} - \vec{w}) \quad (4.30)$$

O termo  $\overrightarrow{\Delta u}^T \overrightarrow{G}^T (\vec{f} - \vec{w})$  deve ser quadrada e simétrica, portanto pode ser reescrito como

$$\overrightarrow{\Delta u}^T \overrightarrow{G}^T (\vec{f} - \vec{w}) = [(\vec{f} - \vec{w})^T \overrightarrow{G\Delta u}]^T = (\vec{f} - \vec{w})^T \overrightarrow{G\Delta u} \quad (4.31)$$

Da Eq. (4.30), tem-se

$$J = \overrightarrow{\Delta u}^T [\overrightarrow{G}^T \overrightarrow{G} + \lambda I] \overrightarrow{\Delta u} + 2(\vec{f} - \vec{w})^T \overrightarrow{G\Delta u} + (\vec{f} - \vec{w})^T (\vec{f} - \vec{w}) \quad (4.32)$$

Fazendo,

$$\vec{f}_0 = (\vec{f} - \vec{w})^T (\vec{f} - \vec{w}) \quad (4.33)$$

$$\vec{b}^T = 2(\vec{f} - \vec{w})^T \overrightarrow{G} \quad (4.34)$$

$$\vec{H} = 2(\overrightarrow{G}^T \overrightarrow{G} + \lambda I) \quad (4.35)$$

Pode-se reescrever a Eq. (4.32), como sendo

$$J = \frac{1}{2} \overrightarrow{\Delta u}^T \vec{H} \overrightarrow{\Delta u} + \vec{b}^T \overrightarrow{\Delta u} + \vec{f}_0 \quad (4.36)$$

A função custo  $J$  deve ser minimizada em função de  $\Delta u$ , de tal forma que

$$\frac{dJ}{d\Delta u} = \frac{1}{2} (2\overrightarrow{\Delta u}^T \vec{H}) + \vec{b}^T = 0 \quad (4.37)$$

que simplificada, encontra-se

$$\overrightarrow{\Delta u} = -\vec{H}^{-1} \vec{b}^T \quad (4.38)$$

Substituindo as Eq. (4.34) e (4.35) na Eq. (4.38),

$$\vec{\Delta u} = -[2(\vec{G}^T \vec{G} + \lambda I)]^{-1} 2(\vec{f} - \vec{w})^T \vec{G} \quad (4.39)$$

$$\vec{\Delta u} = (\vec{G}^T \vec{G} + \lambda I)^{-1} \vec{G}^T (\vec{w} - \vec{f}) \quad (4.40)$$

$$\vec{\Delta u} = \vec{K}(\vec{w} - \vec{f}) \quad (4.41)$$

Em que,

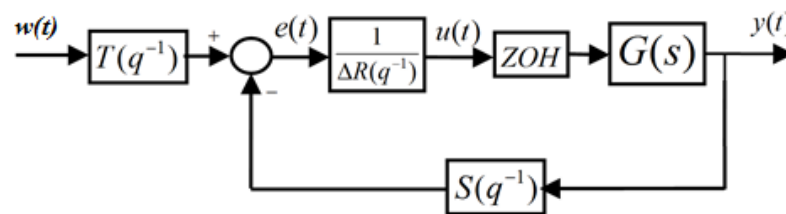
$$\vec{K} = (\vec{G}^T \vec{G} + \lambda I)^{-1} \vec{G}^T \quad (4.42)$$

Na prática apenas o sinal de controle atual é aplicado ao sistema e deste modo, tem-se que a matriz  $\vec{K}$  é resumida apenas a primeira linha.

### 4.3.3 Controlador GPC na estrutura RST

A Figura 4.5 representa a estrutura de controle RST, em que R, S e T são polinômios que atuam na ação de controle, na saída e entrada do sistema, respectivamente (SILVA *et al*, 2012; TORRICO *et al*, 2013). Nesta estrutura de controle, os polinômios  $R(q^{-1})$ ,  $S(q^{-1})$  e  $T(q^{-1})$  são sintonizados para que a saída  $y(t)$  siga a referência  $w(t)$  com rapidez.

Figura 4.5 – Estrutura de controle RST



FONTE: Adaptado de SILVA *et al* (2012).

A partir da Figura 4.5, tem-se que o sinal de controle na forma RST é dado por

$$u(t) = \frac{1}{\Delta R(q^{-1})} [T(q^{-1})w(t) - S(q^{-1})y(t)] \quad (4.43)$$

A partir da Eq. (4.41), tem-se que

$$\Delta u(t) = \sum_{i=1}^N K_i [w(t) - f(t)] \quad (4.44)$$

Substituindo a Eq. (4.24) em (4.44), tem-se

$$\Delta u(t) = \sum_{i=1}^N K_i w(t) - \sum_{i=1}^N \frac{K_i F_i}{C(q^{-1})} y(t) - \sum_{i=1}^N \frac{K_i I_i}{C(q^{-1})} \Delta u(t-1) \quad (4.45)$$

$$C(q^{-1})\Delta u(t) = C(q^{-1}) \sum_{i=1}^N K_i w(t) - \sum_{i=1}^N K_i F_i y(t) - \sum_{i=1}^N K_i I_i q^{-1} \Delta u(t) \quad (4.46)$$

$$\left[ C(q^{-1}) + \sum_{i=1}^N K_i I_i q^{-1} \right] \Delta u(t) = C(q^{-1}) \sum_{i=1}^N K_i w(t) - \sum_{i=1}^N K_i F_i y(t) \quad (4.47)$$

$$u(t) = \frac{C(q^{-1}) \sum_{i=1}^N K_i w(t) - \sum_{i=1}^N K_i F_i y(t)}{\Delta \left[ C(q^{-1}) + q^{-1} \sum_{i=1}^N K_i I_i \right]} \quad (4.48)$$

Relacionando a Eq. (4.48) com (4.43), encontra-se

$$R(q^{-1}) = C(q^{-1}) + q^{-1} \sum_{i=1}^N K_i I_i \quad (4.49)$$

$$S(q^{-1}) = \sum_{i=1}^N K_i F_i \quad (4.50)$$

$$T(q^{-1}) = C(q^{-1}) \sum_{i=1}^N K_i \quad (4.51)$$

Uma análise das Eq. (4.49)-(4.51) mostra que o GPC apresenta elevado esforço computacional, uma vez que apresenta somatórios e matrizes nos polinômios  $R(q^{-1})$ ,  $S(q^{-1})$  e  $T(q^{-1})$ . Neste escopo, o Controlador Preditivo Generalizado com *Anti-Windup* (GPCAW) surge como uma solução analítica simplificada de fácil sintonia.

#### 4.4 Controlador preditivo generalizado com *anti-windup* – GPCAW

O projeto do controlador GPCAW baseia-se na formulação matemática do controlador GPC tradicional apresentada na seção 4.3. Utiliza o modelo CARIMA apresentado na Eq. (4.3), em que os polinômios  $A(q^{-1})$ ,  $B(q^{-1})$  e  $C(q^{-1})$  são dados por:

$$A(q^{-1}) = 1 - q^{-1} \quad (4.52)$$

$$B(q^{-1}) = b_0 \quad (4.53)$$

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1 q^{-1} + c_2 q^{-2} \quad (4.54)$$

em que,  $b_0$  é o ganho da planta,  $A(q^{-1})$  é um integrador e  $C(q^{-1})$  é um filtro de segunda ordem utilizado para reduzir as oscilações do sinal de controle (CAMACHO, 2004).

Substituindo as Eq. (4.52)-(4.54) em (4.3), efetuando manipulações matemáticas na Eq. (4.40) e comparando os resultados obtidos com as Eq. (4.49)-(4.51), é possível encontrar os valores dos polinômios  $R(q^{-1})$ ,  $S(q^{-1})$  e  $T(q^{-1})$  do Controle Baseado no Controlador Preditivo (GPCBC), como sendo (TORRICO *et al*, 2013):

$$R(q^{-1}) = 1 - \alpha c_2 q^{-1} \quad (4.55)$$

$$S(q^{-1}) = \frac{2 - \alpha + c_1 + \alpha c_2 - [1 + \alpha c_1 + (2\alpha - 1)c_2] q^{-1}}{b_0} \quad (4.56)$$

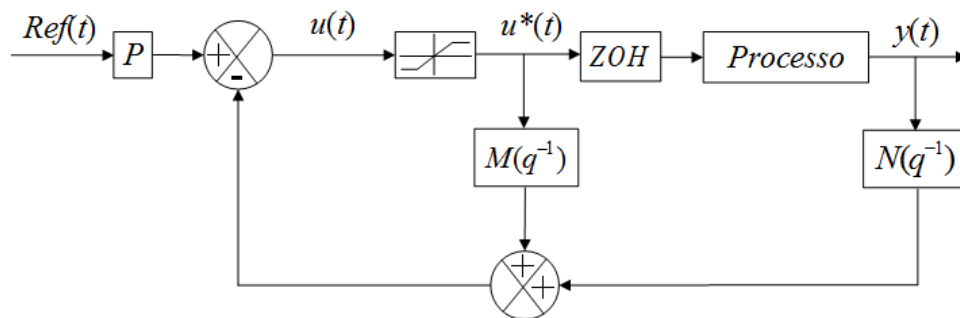
$$T(q^{-1}) = \frac{(1 - \alpha)C(q^{-1})}{b_0} \quad (4.57)$$

$$\alpha = 1 - \frac{1 + 2 + 3 + \dots + N}{1^2 + 2^2 + 3^2 + \dots + N^2} \quad (4.58)$$

A demonstração das Eqs. (4.55) a (4.58) é apresentada no **ANEXO C**. A observação das Eqs. (4.55) a (4.57) mostra que neste controlador não existe a presença de somatórios ou matrizes que aumentam os esforços computacionais. Além disso, na Eq. (4.58), nota-se que o parâmetro  $\alpha$  apresenta valores contínuos que variam de zero a um, enquanto  $N$  apresenta valores discretos variando de um ao infinito. Neste caso, atribuem-se valores contínuos ao parâmetro  $\alpha$  na sintonia do controlador que influenciam na dinâmica de seguimento de referência.

Adiciona-se um modelo de saturação ao controlador GPCBC para garantir maior estabilidade ao sistema uma vez que dispositivos eletrônicos e conversores de potência apresentam limites de tensão de saída, superior e inferior, que geram saturação no sinal de controle. Simplificando o sistema apresentado por (TORRICO *et al*, 2016), tem-se na Figura 4.6 a estrutura do controlador GPCAW proposto.

Figura 4.6 – Estrutura de controle do GPCAW



FONTE: Elaborado pelo autor.

Para encontrar os valores de  $P$ ,  $M(q^{-1})$  e  $N(q^{-1})$  na estrutura apresentada na Figura 4.6 do controlador GPCAW, é preciso realizar as seguintes considerações.

Sejam os polinômios  $M(q^{-1})$  e  $N(q^{-1})$  da forma

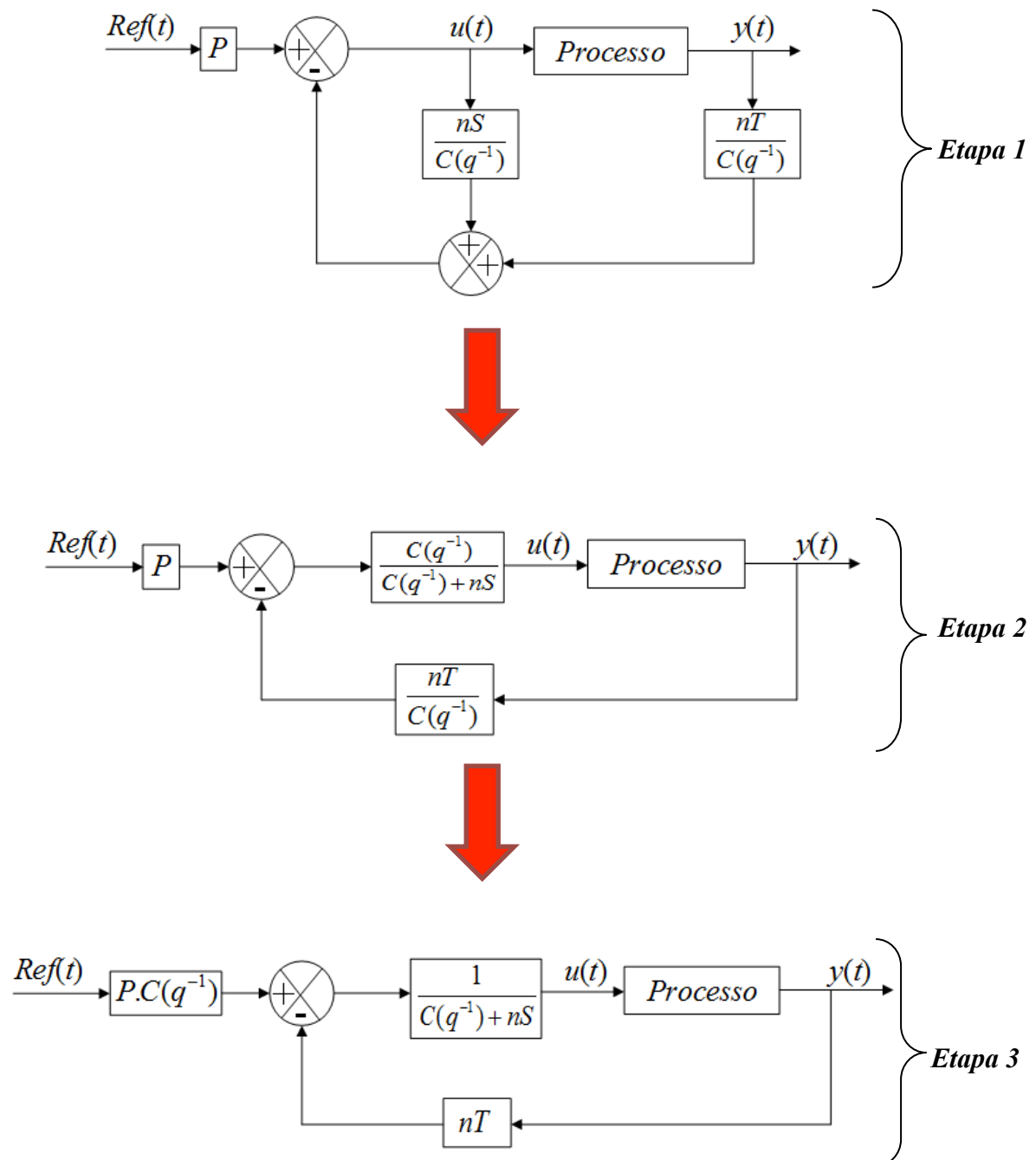
$$M(q^{-1}) = \frac{nS}{C(q^{-1})} \quad (4.59)$$

$$N(q^{-1}) = \frac{nT}{C(q^{-1})} \quad (4.60)$$

em que,  $C(q^{-1})$  é um polinômio de segunda ordem definido pelo projetista com pólos dentro do círculo unitário. E  $nS$  e  $nT$  são polinômios a serem encontrados através da comparação com a estrutura RST do controlador GPCBC, conforme Figura 4.5.

Efetuando manipulações no diagrama de blocos da Figura 4.6, tem-se as seguintes etapas, conforme Figura 4.7.

Figura 4.7 – Estrutura de controle do GPCAW para RST



FONTE: Elaborado pelo autor.

Na “etapa 1”, as Eqs. 4.59 e 4.60 são substituídas no diagrama da Figura 4.6. Na “etapa 2”, retira-se o somatório entre o sinal de controle  $u(t)$  e a saída  $y(t)$ , obtendo a função

$\frac{C(q^{-1})}{C(q^{-1}) + nS}$  para ponderar o sinal de controle.



O sinal de controle neste momento é dado por

$$u(t) = \frac{C(q^{-1})}{C(q^{-1}) + nS} \left[ Ref.P - y(t) \frac{nT}{C(q^{-1})} \right] \quad (4.61)$$

que pode ser reescrito na forma RST como sendo

$$u(t) = \frac{1}{C(q^{-1}) + nS} [Ref.P.C(q^{-1}) - y(t)nT] \quad (4.62)$$

obtendo o diagrama de blocos apresentado na “etapa 3”.

Comparando este diagrama com o definido na Figura 4.6, tem-se

$$\Delta R(q^{-1}) = C(q^{-1}) + nS \quad (4.63)$$

$$S(q^{-1}) = nT \quad (4.64)$$

$$T(q^{-1}) = PC(q^{-1}) \quad (4.65)$$

Utilizando os valores de  $R(q^{-1})$ ,  $S(q^{-1})$  e  $T(q^{-1})$ , definidos nas Eqs. (4.55) a (4.57), e fazendo a equivalência com as Eqs. (4.63) a (4.65), encontra-se os valores de  $P$ ,  $nS$  e  $nT$  (DIAS *et al*, 2016)

$$P = \frac{1 - \alpha}{b_0} \quad (4.66)$$

$$nS = (-1 - c_1 - \alpha c_2)q^{-1} + (\alpha - 1)c_2 q^{-2} \quad (4.67)$$

$$nT = \frac{2 - \alpha + c_1 + \alpha c_2 - (1 + \alpha c_1 + (2\alpha - 1)c_2)q^{-1}}{b_0} \quad (4.68)$$

E, finalmente, substituindo as Eqs. (4.67) e (4.68) em (4.59) e (4.60), respectivamente, obtêm-se os polinômios  $M(q^{-1})$  e  $N(q^{-1})$  (DIAS *et al*, 2016)

$$M(q^{-1}) = \frac{(-1 - c_1 - \alpha c_2)q^{-1} + (\alpha - 1)c_2 q^{-2}}{C(q^{-1})} \quad (4.69)$$

$$N(q^{-1}) = \frac{2 - \alpha + c_1 + \alpha c_2 - (1 + \alpha c_1 + (2\alpha - 1)c_2)q^{-1}}{C(q^{-1})b_0} \quad (4.70)$$

Nesta estrutura, caso ocorra saturação do sinal de controle não haverá efeito acumulador, pois as funções  $M(q^{-1})$  e  $N(q^{-1})$  são estáveis em malha aberta devido à presença do polinômio  $C(q^{-1})$  no denominador. Como as raízes de  $C(q^{-1})$  são definidas pelo projetista, as mesmas estão localizadas dentro do círculo unitário, garantindo estabilidade ao sistema.

De acordo com as Eqs. (4.69) e (4.70), os coeficientes  $c_1$  e  $c_2$  do filtro  $C(q^{-1})$  influenciam nas funções de transferência  $M(q^{-1})$  e  $N(q^{-1})$ . É considerado neste trabalho que as raízes de  $C(q^{-1})$  estão localizadas sobre o eixo real e apresentam o seguinte formato:

$$C(q^{-1}) = (1 - e^{-\delta} q^{-1})(1 - e^{-\delta} q^{-1}) \quad (4.71)$$

em que,  $\delta$  é o parâmetro de sintonia do filtro.

#### 4.5 Projeto do controlador proporcional integral - PI

O projeto de sintonia do controlador PI baseia-se na alocação dos pólos em malha fechada a partir do modelo do sistema, definido na Eq. (4.3), e reescrito como

$$G_{planta} = \frac{y(t)}{u(t)} = \frac{B(q)}{A(q)} = \frac{b_0}{q-1} \quad (4.72)$$

em que  $b_0$  é o ganho da planta e  $A(q)$  é um integrador.

O modelo do controlador é definido por

$$C_{PI} = \frac{k_c(q-ql)}{q-1} \quad (4.73)$$

em que  $k_c$  é o ganho do controlador e  $ql$  é zero do controlador.

A função de transferência em malha fechada é definida por

$$FTMF = \frac{C_{PI} G_{planta}}{1 + C_{PI} G_{planta}} \quad (4.74)$$

onde  $1 + C_{PI} G_{planta}$  é a equação característica que deve ser nula para encontrar os pólos do sistema em malha fechada. Neste caso, tem-se

$$1 + C_{PI} G_{planta} = 0 \rightarrow 1 + \frac{k_c(q-ql)}{q-1} \cdot \frac{b_0}{q-1} = 0 \quad (4.75)$$

$$q^2 + (k_c b_0 - 2)q + 1 - k_c b_0 ql = 0 \quad (4.76)$$

Seja,

$$K = k_c b_0 \quad (4.77)$$

e

$$q1=4-K \quad (4.78)$$

e considerando que os pólos em malha fechada são idênticos e reais, tem-se que  $\Delta=0$  na solução da Eq. (4.76). Logo,

$$q^2 + (K - 2)q + 1 - Kq1 = 0 \rightarrow q_{polo} = \frac{2 - K}{2} \quad (4.79)$$

Reescrevendo a Eq. (4.79) em função de  $K$ , tem-se

$$K = 2 - 2q_{polo} \quad (4.80)$$

em que o valor de  $q_{polo}$  é definido pelo projetista, variando-se de zero a unidade.

A lei de controle de um controlador proporcional integral discreto é dada por

$$\Delta u(q) = (k_p + k_i T_s) e(q) - k_p e(q - 1) \quad (4.81)$$

onde  $k_p$  e  $k_i$  são o ganho proporcional e integral, respectivamente.

Efetuando manipulações matemáticas na Eq. (4.73) e comparando com Eq. (4.81), tem-se os ganhos do controlador PI a partir da alocação dos pólos, como sendo

$$k_p = k_c q1 \quad (4.82)$$

$$k_i = \frac{k_c (1 - q1)}{T_s} \quad (4.83)$$

## 4.6 Controle das correntes no rotor utilizando controlador GPCAW

Para efetuar o controle das correntes do rotor é preciso inicialmente definir o modelo descritivo desta malha tendo como base os dados coletados.

### 4.6.1 Modelo matemático da malha de corrente do rotor

O projeto do Controlador Preditivo Generalizado com *Anti-Windup* (GPCAW), apresentado no item 4.4, baseia-se em uma função de transferência do tipo

$$G(q^{-1}) = \frac{i_{dr}}{v_{dr}} = \frac{i_{qr}}{v_{qr}} = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} q^{-1} \quad (4.84)$$

em que os polinômios  $B(q^{-1})$  e  $A(q^{-1})$  são da forma

$$B(q^{-1}) = b_0 \quad (4.85)$$

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} \quad (4.86)$$

As funções de transferência das malhas de corrente  $i_{dr}$  e  $i_{qr}$  são consideradas idênticas e os coeficientes de  $B(q^{-1})$  e  $A(q^{-1})$  são obtidos através do estimador dos mínimos quadrados (CAMERON e SEBORG, 1983). A partir dos dados coletados é possível identificar as funções de transferência para cada ponto de operação, conforme Tabela 4.1.

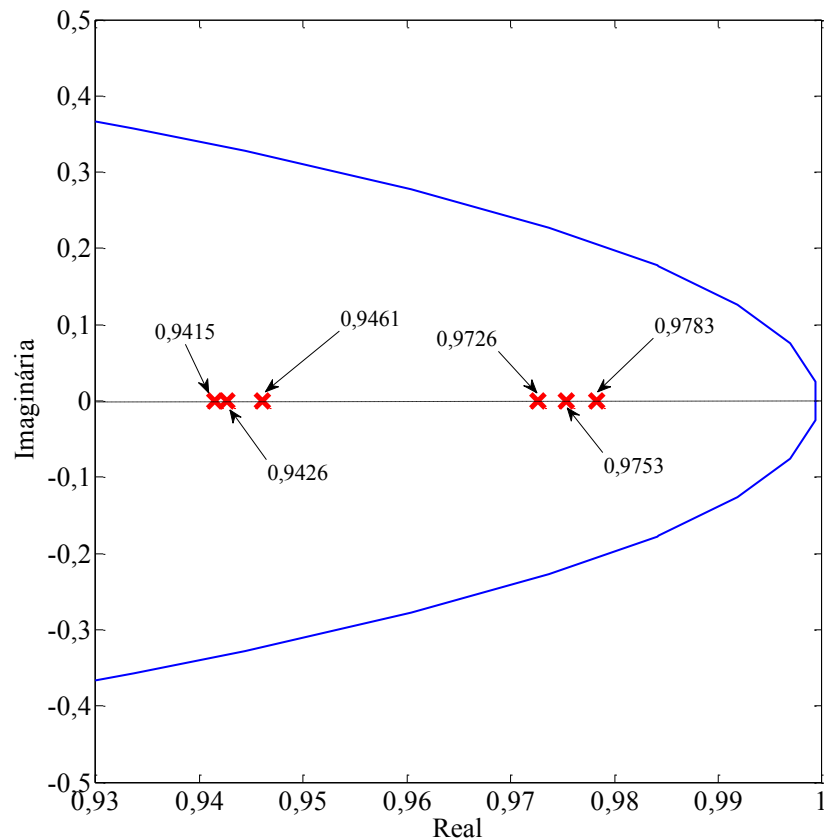
A Tabela 4.1 mostra que a planta muda seus parâmetros em função dos valores de potência ativa ( $P_s$ ) e reativa ( $Q_s$ ) mesmo mantendo a velocidade do rotor constante em 1200RPM. Observa-se que o ganho  $b_0$  da planta varia 18,39% pra menos e 245,94% pra mais, ou seja, uma variação total de 264,33%. A Figura 4.8 mostra a variação da localização dos pólos da planta conforme o ponto de operação.

**Tabela 4.1 - Ponto de operação do gerador DFIG**

$P_s = 0kW$ e $Q_s = 0Var$	$G(q^{-1}) = \frac{0,009588}{1 - 0,9726q^{-1}} q^{-1}$
$P_s = -1kW$ e $Q_s = 0Var$	$G(q^{-1}) = \frac{0,09444}{1 - 0,9461q^{-1}} q^{-1}$
$P_s = 0kW$ e $Q_s = +500Var$	$G(q^{-1}) = \frac{0,009382}{1 - 0,9753q^{-1}} q^{-1}$
$P_s = 0kW$ e $Q_s = -500Var$	$G(q^{-1}) = \frac{0,007061}{1 - 0,9783q^{-1}} q^{-1}$
$P_s = -1kW$ e $Q_s = +500Var$	$G(q^{-1}) = \frac{0,09588}{1 - 0,9426q^{-1}} q^{-1}$
$P_s = -1kW$ e $Q_s = -500Var$	$G(q^{-1}) = \frac{0,0384}{1 - 0,9415q^{-1}} q^{-1}$

FONTE: Elaborado pelo autor.

Figura 4.8 – Localização dos pólos da planta



FONTE: Elaborado pelo autor.

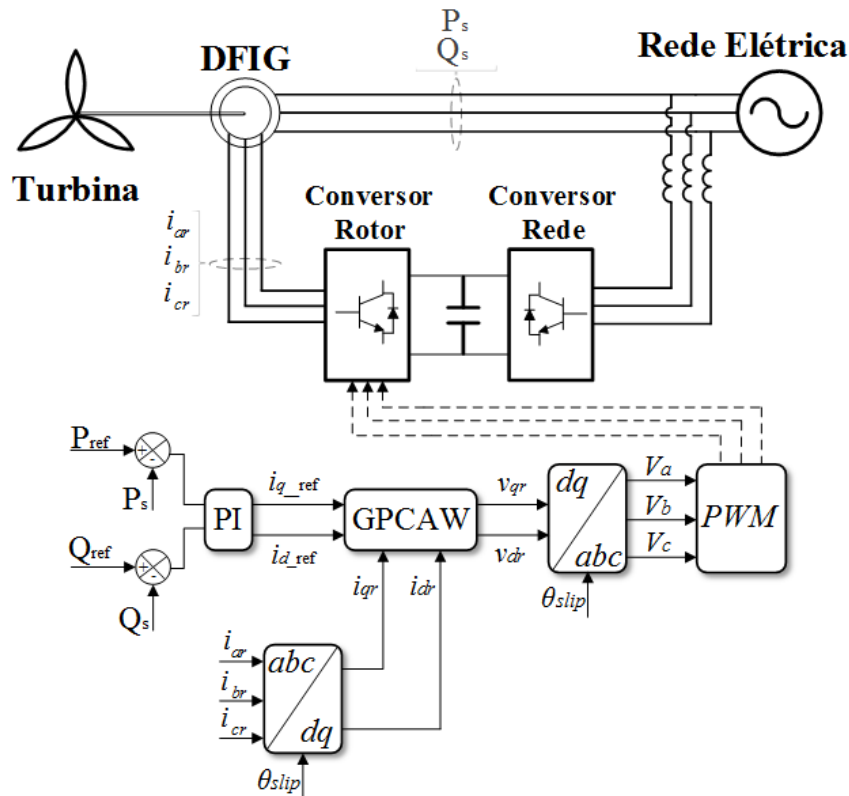
É interessante mencionar também que a indutância da máquina varia em função da velocidade de rotação, sendo menor quando estiver próxima a velocidade síncrona e maior à medida que se afasta deste ponto de operação. Portanto, o controlador deve ser robusto o suficiente para manter o sistema estável quando submetido a estas variações paramétricas. Dentre os vários pontos de operação descritos na Tabela 4.1, utilizou-se neste trabalho a seguinte função de transferência

$$G(q^{-1}) = \frac{0,0384}{1 - 0,9415q^{-1}} q^{-1} \quad (4.87)$$

pois representa a máxima geração de energia utilizada nos ensaios.

A Figura 4.9 apresenta o sistema de controle das potências ativa ( $P_s$ ) e reativa ( $Q_s$ ) no estator, e correntes do rotor  $i_{qr}$  e  $i_{dr}$  do DFIG.

Figura 4.9 – Sistema de controle do DFIG



FONTE: Elaborado pelo autor.

As potências são controladas por um controlador PI tradicional que impõe a malha de corrente valores de referência proporcionais as potências demandadas. Com relação ao controle da malha de corrente, é utilizado o controlador GPCAW proposto para garantir estabilidade ao sistema quando submetido a variações de potência e velocidade, e afundamento de tensão. As correntes elétricas medidas no circuito rotórico são transformadas para os eixos  $dq$  através da Transformação de Park e comparados a valores de referência para definir a ação de controle. Finalmente, o ângulo  $\theta_{slip}$  é a diferença entre o ângulo da rede, obtido através de um algoritmo PLL, subtraído de  $90^\circ$  e o ângulo de rotação da máquina multiplicado pela quantidade de par de pólos. É importante destacar que  $i_{qr}$  está diretamente relacionada com o torque eletromagnético desenvolvido pelo gerador, veja Eq. (3.43), e quanto menor forem as oscilações desta variável, mais constante serão as potências entregues a rede de alimentação.

#### 4.7 Considerações finais

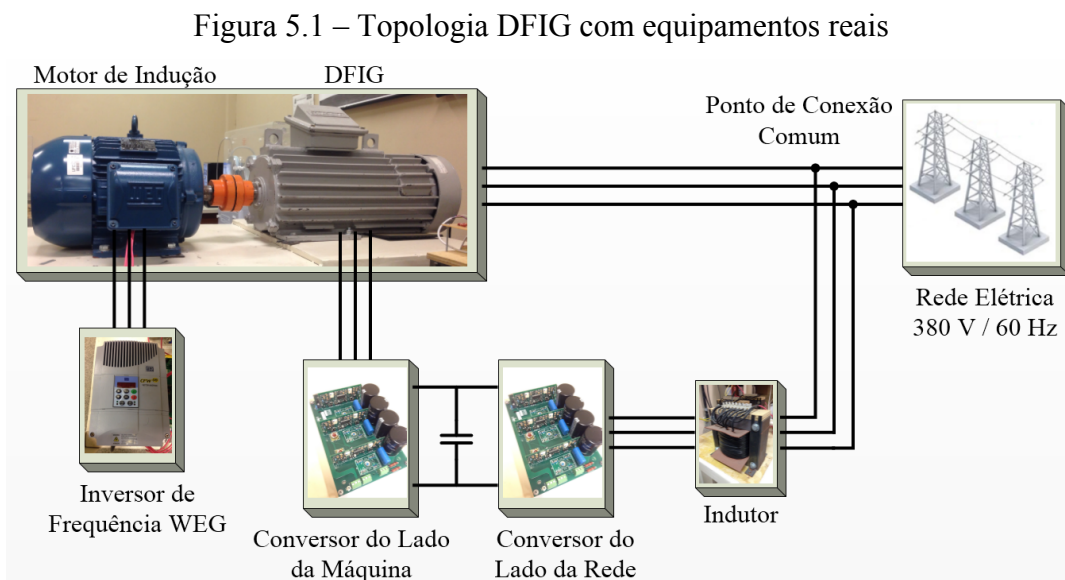
A partir da pesquisa bibliográfica apresentada neste capítulo conclui-se que os controladores PI são os mais utilizados ao longo dos anos, devido a sua simplicidade de sintonia e eficiência quando o sistema funciona em regime permanente e sem falhas. No entanto, com o advento do acionamento a velocidade variável, variações de potência ou mesmo durante falhas na rede elétrica como um afundamento de tensão, o sistema é forçado a trabalhar em vários pontos de operação e o controlador deve ser capaz de manter a estabilidade do sistema eólico como um todo. Outras estratégias de controle, combinadas com o controlador PI ou não, são utilizadas para garantir seguimento de referência a valores pré-estabelecidos durante tais perturbações, sendo dada ênfase aos controladores preditivos. Uma vez realizado o equacionamento do Controlador Preditivo Generalizado com *Anti-Windup* (GPCAW) proposto a partir de simplificações do GPC tradicional, o mesmo é aplicado na malha de corrente do rotor do gerador para melhorar a estabilidade do sistema.

No próximo capítulo serão apresentados os principais resultados obtidos nesta pesquisa.

## 5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

### 5.1 Introdução

Este capítulo apresenta os resultados experimentais adquiridos ao longo desta pesquisa utilizando a bancada de ensaios composta por indutor de acoplamento do conversor do lado da rede elétrica de  $20mH$ , dois conversores de potência montados em *back-to-back*, gerador DFIG de  $3,7kW$ ,  $220V$ ,  $60Hz$ , 4 pólos, diretamente acoplado a um Motor de Indução Trifásico (MIT) de  $7,5kW$  acionado por inversor de frequência WEG CFW 08, conforme Figura 5.1.



FONTE: Elaborado pelo autor.

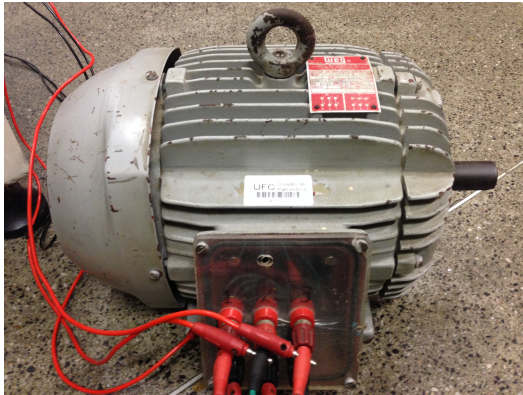
O motor de indução é utilizado para impor velocidade ao gerador emulando o comportamento da turbina eólica. Através do Inversor WEG CFW 08, habilitado controle vetorial com malha de controle de velocidade *sensorless*, é possível variar a velocidade de rotação do sistema em subsíncrona, síncrona e supersíncrona. O conversor do lado da máquina ou do rotor injeta corrente elétrica no circuito rotórico para fornecer no estator potências ativa e reativa. Já o conversor do lado da rede, controla a tensão do barramento CC e injeta corrente elétrica na rede, através de indutores, para controlar a potência reativa fornecida ou consumida na rede elétrica.

Além destes dispositivos, é utilizado outro motor de indução trifásico de  $5,6kW$  para gerar afundamento de tensão simétrico no Ponto de Conexão Comum (PCC) e banco de resistores trifásicos de  $600W$  a ser ligado em série com o circuito rotórico do DFIG para

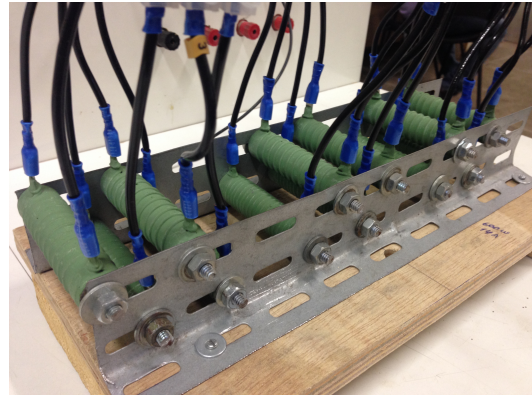


efetuar análise de robustez do controlador com base na variação paramétrica, conforme podem ser observados na Figura 5.2.

Figura 5.2 – Outros dispositivos da bancada de ensaios



a. Motor de Indução



b. Banco de Resistores

FONTE: Elaborado pelo autor.

Outros componentes, detalhes das ligações elétricas e tipo de acionamento do DFIG são descritos no **APÊNDICE B**.

Neste capítulo são realizados ensaios de corrente e potência, além da análise de robustez, mostrando a eficácia do controlador proposto quando o sistema funciona em condições normais e submetido a variações de potência, velocidade e afundamento de tensão no ponto de conexão comum. A partida do sistema e conexão do gerador a rede elétrica é realizada através do sincronismo entre a tensão gerada e a da rede elétrica, sendo descrita a seguir.

## 5.2 Estratégia de sincronismo

O objetivo do sincronismo é impor uma corrente no rotor de forma que as tensões geradas no estator da máquina possuam amplitude, frequência e fase iguais as da rede elétrica. Desta forma, são utilizadas lâmpadas para verificar o sincronismo, conforme esquema elétrico apresentado na Figura APÊNDICE B.1.

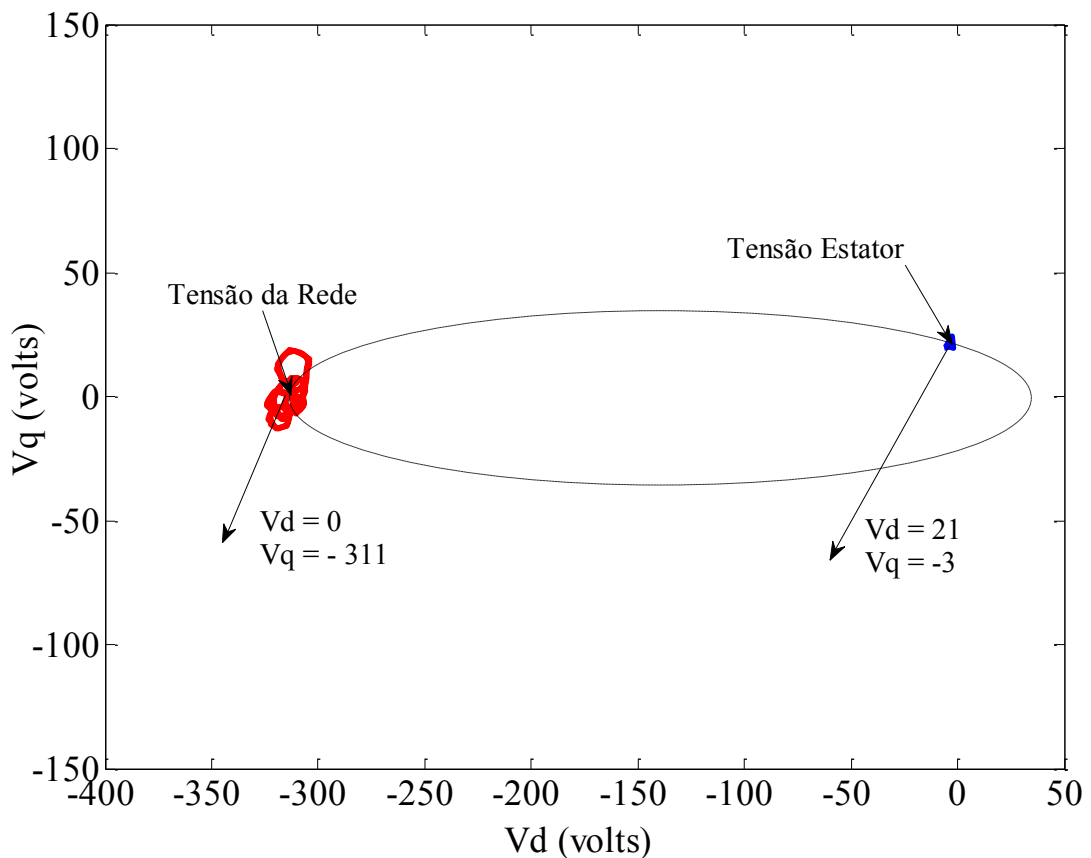
A observação dos estados das lâmpadas permite uma análise visual da tensão gerada, podendo acontecer uma das seguintes situações:

- Lâmpadas piscando alternadamente indicam que a sequência de fases encontra-se invertida;

- Lâmpadas acesas com elevada luminosidade indicam que a tensão nominal gerada não está igual a da rede elétrica;
- Lâmpadas apagadas indicam que a tensão gerada está igual em amplitude, frequência e fase a da rede elétrica.

A estratégia de sincronismo adotada consiste em fazer com que as lâmpadas conectadas em cada fase do estator da máquina se apaguem através do rastreamento dos valores de potência ativa e reativa nulos. Inicialmente, as lâmpadas estão acesas e conectadas ao circuito estatórico e estão consumindo energia de  $70,1W$  e  $8,8Var$ . Além disso, os vetores tensão da rede e do estator da máquina no referencial  $dq$  antes da sincronização estão localizados em pontos distintos, conforme Figura 5.3.

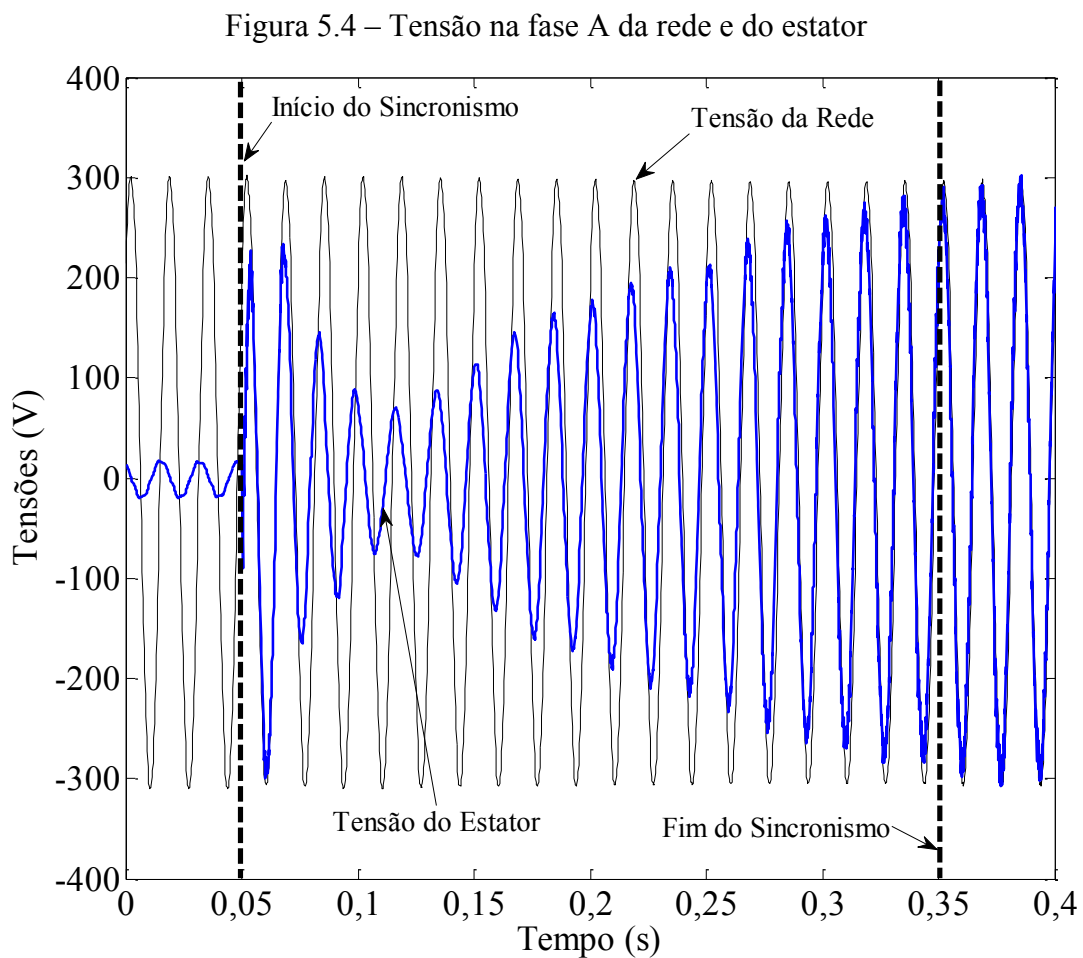
Figura 5.3 – Posição dos vetores tensão da rede e do estator do DFIG



FONTE: Elaborado pelo autor.

De acordo com a Figura 5.3 tem-se que o processo de sincronização consiste em deslocar o ponto em azul (tensão no estator) para o ponto em vermelho (tensão na rede elétrica) através do caminho definido pela linha tracejada. Quando estes pontos coincidem, tem-se a sincronização da tensão gerada com a da rede elétrica. As referências de corrente no rotor durante o sincronismo são de  $i_{dr} = 10,2A$  e  $i_{qr} = 4,2A$ .

Outra forma de observar este sincronismo consiste em verificar o comportamento da tensão gerada pelo estator da máquina através da análise da tensão de uma das fases, conforme Figura 5.4. Este processo de sincronização demanda  $300ms$  para elevar o nível de tensão de 14 volts para 220 volts e apresentar o mesmo ângulo e frequência da fase A.



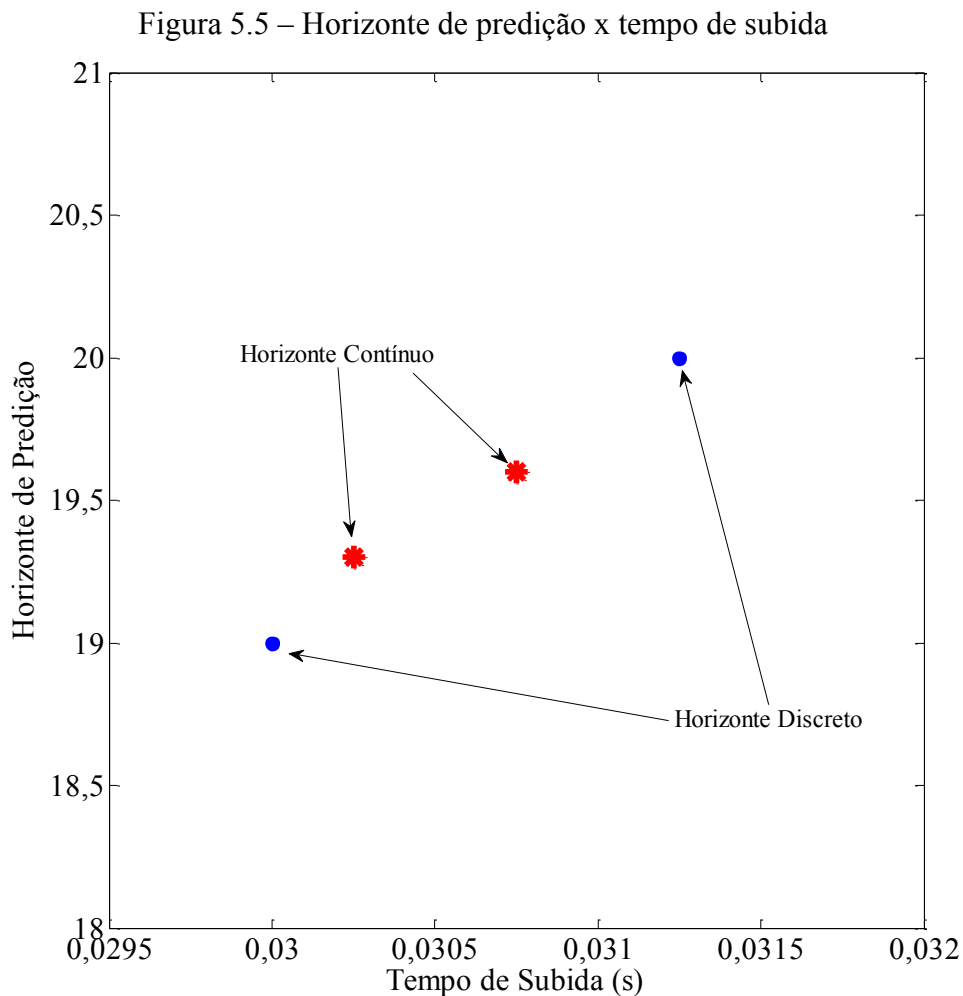
FONTE: Elaborado pelo autor.

Uma vez que o gerador está sincronizado e conectado a rede elétrica, pode-se efetuar os ensaios nas malhas de corrente e potência descritos a seguir.

### 5.3 Ensaios na malha de corrente do rotor

Para analisar a eficiência do controlador GPCAW proposto foram realizados ensaios experimentais aplicados na malha de corrente do rotor e estes foram comparados com os controladores GPCBC e PI convencional sem e com ação *anti-windup*. O controlador Proporcional Integral (PI) foi escolhido devido a sua vasta aplicabilidade em sistemas de geração eólica, conforme pesquisa bibliográfica realizada, e o *Robust GPC-based Control* (GPCBC) devido ao seu projeto de sintonia servir de base à formulação matemática do GPCAW.

O controlador GPCAW proposto utiliza um parâmetro  $\alpha$ , conforme Eq. (4.58), ajustado em  $0,9268$  para obter tempo de subida próximo a  $30ms$ , cujo valor foi considerado adequado para seguimento de referência em corrente. A vantagem deste parâmetro de ajuste contínuo é a sintonia com precisão na velocidade do seguimento de referência, conforme Figura 5.5.



FONTE: Elaborado pelo autor.

A Figura 5.5 mostra que o uso de um horizonte de predição contínuo possibilita uma sintonia fina no tempo de subida da resposta na malha de corrente quando submetida a uma mudança de referência. Pode-se verificar que os dois pontos em azul definem um tempo de  $30ms$  e  $31,25ms$  quando se usa um horizonte de predição discreto de  $N_2=19$  e  $20$ , respectivamente. Verificou-se que caso se queira um tempo de subida intermediário, um controlador preditivo com horizonte discreto não irá atender a este pré-requisito de projeto. Desta forma, através do parâmetro contínuo  $\alpha$  do GPCAW é possível atender esta especificidade. Portanto, na Figura 5.5 os dois asteriscos na cor vermelha indicam dois valores de tempo em  $30,25ms$  e  $30,75ms$ . Finalmente, observa-se que a quantidade de asteriscos em vermelho entre os dois pontos em azul é matematicamente infinita, sendo limitada pela dinâmica da planta e taxa de amostragem utilizada.

O filtro  $C(q^{-1})$ , definido na Eq. (4.62), foi ajustado para  $\delta = 0,0513$ , ficando da forma  $C(q^{-1}) = 1 - 1,9q^{-1} + 0,9025q^{-2}$  de modo a se obter uma sintonia adequada para reduzir as oscilações no sinal de controle e conjugado eletromagnético desenvolvido pelo gerador eólico. A Tabela 5.1 foi obtida no ensaio quando o gerador injeta  $-1kW$  de potência ativa e  $0Var$  de potência reativa, e mostra que uma redução de  $\delta$  diminui a oscilação no sinal de controle através da análise de variância, conforme Eq. (5.1).

$$\text{var}(X) = \frac{\sum_{i=1}^n (X_i - \bar{X})^2}{n-1} \quad (5.1)$$

onde,  $X$  é um vetor que contém “n” termos e  $\bar{X}$  é a média dos termos.

**Tabela 5.1 - Variância dos sinais de controle**

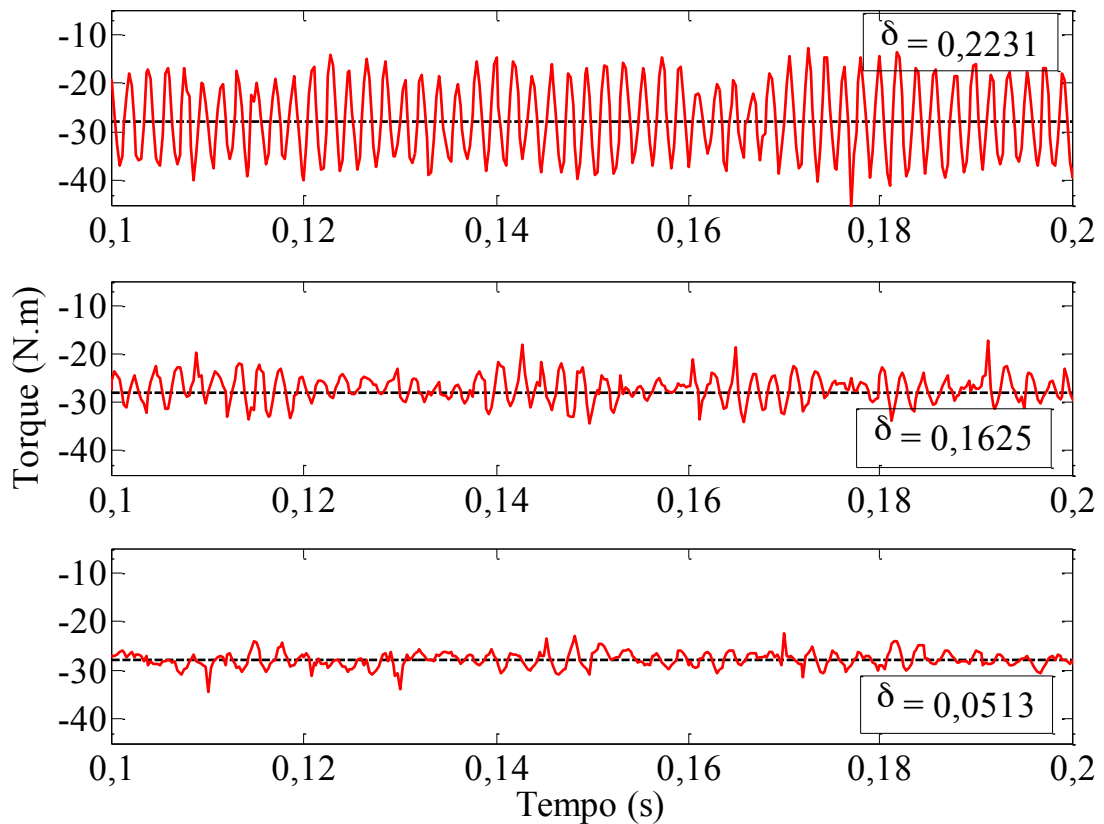
<b>Delta (<math>\delta</math>)</b>	<b><math>V_{dr}</math></b>	<b><math>V_{qr}</math></b>
<b>0,2231</b>	4,34	9,04
<b>0,1625</b>	2,87	6,81
<b>0,0513</b>	0,56	1,31

FONTE: Elaborado pelo autor.

Utilizando-se uma referência de conjugado em  $-28N.m$  e os valores de  $\delta$  da Tabela 5.1, a Figura 5.6 apresenta os resultados de conjugado obtidos variando-se o parâmetro  $\delta$ . Observa-se uma redução nas oscilações do conjugado eletromagnético produzido pelo gerador

através da diminuição dos valores de  $\delta$ . Numericamente, é possível verificar esta redução através da análise de variância, conforme Tabela 5.2.

Figura 5.6 – Redução da oscilação do torque eletromagnético



FONTE: Elaborado pelo autor.

**Tabela 5.2 - Variância do conjugado eletromagnético**

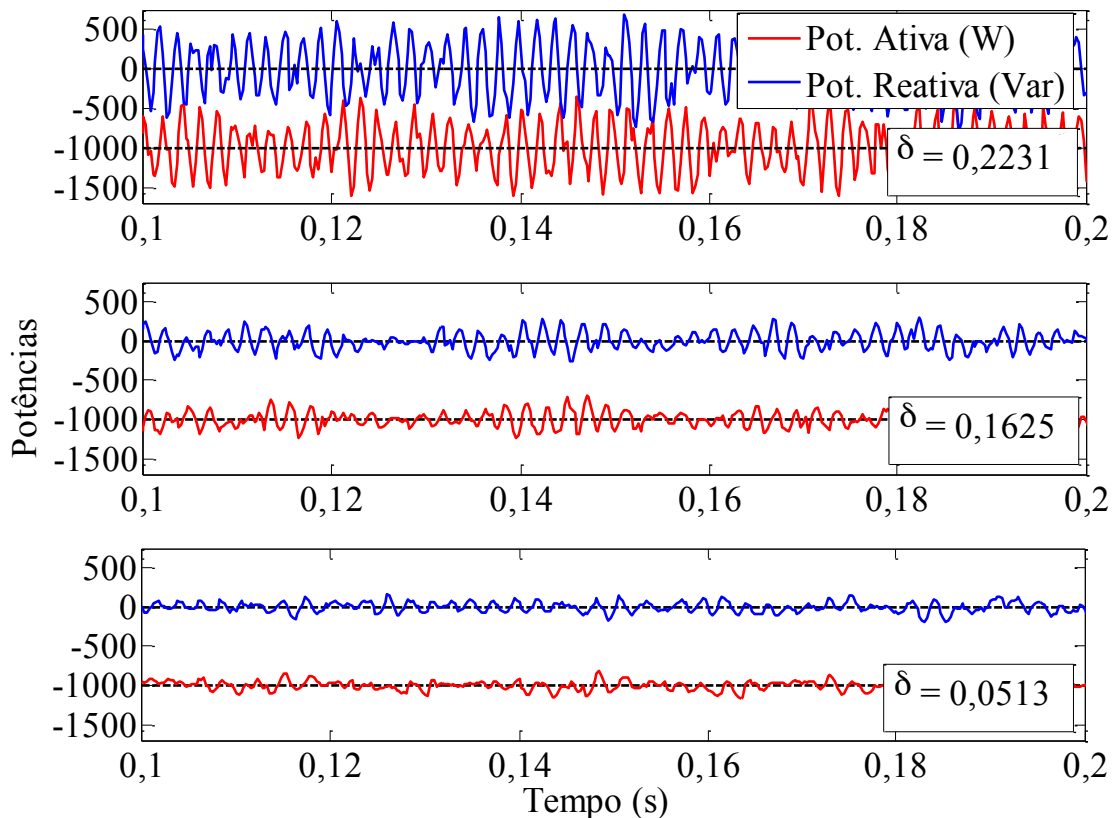
<b>Delta (<math>\delta</math>)</b>	<b>Conjugado (<i>N.m</i>)</b>
<b>0,2231</b>	56,52
<b>0,1625</b>	6,27
<b>0,0513</b>	2,53

FONTE: Elaborado pelo autor.

Com relação às potências injetadas na rede elétrica durante este ensaio, observa-se uma redução das oscilações de potência com a variação do parâmetro  $\delta$  do controlador GPCAW, conforme Figura 5.7. Neste ensaio, o gerador funciona em velocidade de rotação de *1560RPM*, e referências de potência ativa e reativa em *-1000W* e *0Var*, respectivamente. Os

controladores de potência são do tipo PI ajustados por alocação de pólos com tempo de subida de 0,23s e sobressinal máximo de 12% com ganhos obtidos de  $k_p = 0,01$  e  $k_i = 1,0$ .

Figura 5.7 – Pot. ativa e reativa na rede elétrica



FONTE: Elaborado pelo autor.

Considerando-se a corrente elétrica injetada na rede durante estes ensaios, observou-se uma redução na Taxa de Distorção Harmônica da Corrente (THDi), como mostrado na Tabela 5.3. A THDi é definida como sendo a relação entre o valor RMS das componentes harmônicas da corrente e a fundamental (NASHED e ESKANDER, 2012):

$$THDi = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (5.2)$$

onde,  $I_1$  representa o valor eficaz da corrente fundamental e  $I_n$  é o valor eficaz da corrente de ordem “n”.

**Tabela 5.3 – Distorção harmônica total da corrente**

<b>Delta (<math>\delta</math>)</b>	<b>THDi</b>
<b>0,2231</b>	0,39
<b>0,1625</b>	0,15
<b>0,0513</b>	0,07

FONTE: Elaborado pelo autor.

Desta forma, uma vez sintonizado os parâmetros  $\alpha$  e  $\delta$  do controlador GPCAW, segue-se ao projeto de sintonia dos controladores GPCBC e PI. O GPCBC utiliza os mesmos valores dos parâmetros do controlador GPCAW e com relação aos parâmetros do controlador PI, baseiam-se na alocação de pólos reais e idênticos para garantir o mesmo tempo de subida que os outros dois controladores. Utilizando o equacionamento apresentado na seção 4.5, os ganhos do controlador PI são  $k_p = 3,0455$  e  $k_i = 174,2228$ .

Inicialmente são realizadas simulações computacionais para verificar a dinâmica da malha de corrente do rotor em função dos parâmetros obtidos dos controladores PI, GPCBC e GPCAW. O comportamento das malhas de corrente  $i_{dr}$  e  $i_{qr}$  são semelhantes, portanto será apresentado apenas os resultados de  $i_{dr}$ . O ensaio consiste em aplicar uma entrada em degrau de referência de  $10,2A$  em  $i_{dr}$ .

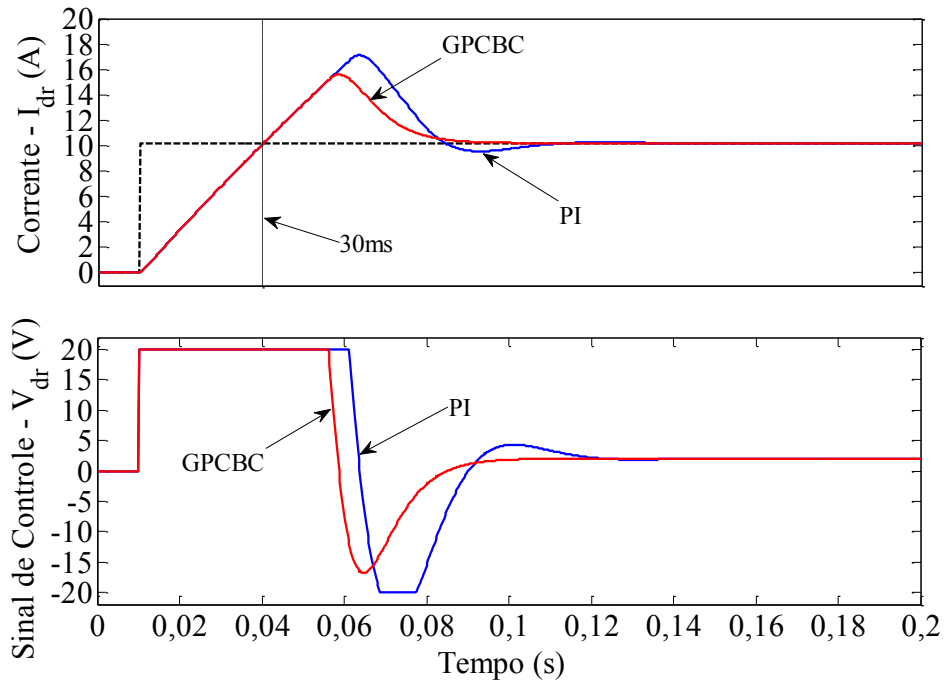
A Figura 5.8 apresenta os resultados comparativos entre os controladores PI e GPCBC. Veja que o tempo de subida de ambos controladores é igual a  $30ms$  e apresentaram sobressinal de  $67,84\%$  e  $52,94\%$ , respectivamente. Estes elevados valores de sobressinal decorrem da saturação do sinal de controle  $v_{dr}$  e estão relacionados com o tempo de permanência nesta região não linear. No caso,  $46ms$  para o controlador GPCBC e  $51,25ms$  para o PI. Finalmente, observa-se que o sinal de controle do GPCBC é mais estável que o PI o qual se reflete na corrente  $i_{dr}$  apresentando tempo de acomodação de  $0,10s$  no GPCBC e  $0,13s$  no PI, conforme Figura 5.8.

A Figura 5.9 apresenta a dinâmica obtida pela malha de corrente com o uso do controlador GPCAW. Ao contrário dos resultados apresentados na Figura 5.8, com os controladores PI e GPCBC que mostram oscilações na corrente  $i_{dr}$  e no sinal de controle  $v_{dr}$ , neste ensaio a corrente  $i_{dr}$  não apresentou sobressinal mantendo o mesmo tempo de subida em  $30ms$ . O tempo de saturação do sinal de controle é reduzido para  $39,75ms$  e a corrente se estabiliza em  $66,25ms$ . Portanto, o uso do controlador GPCAW propiciou a malha de corrente



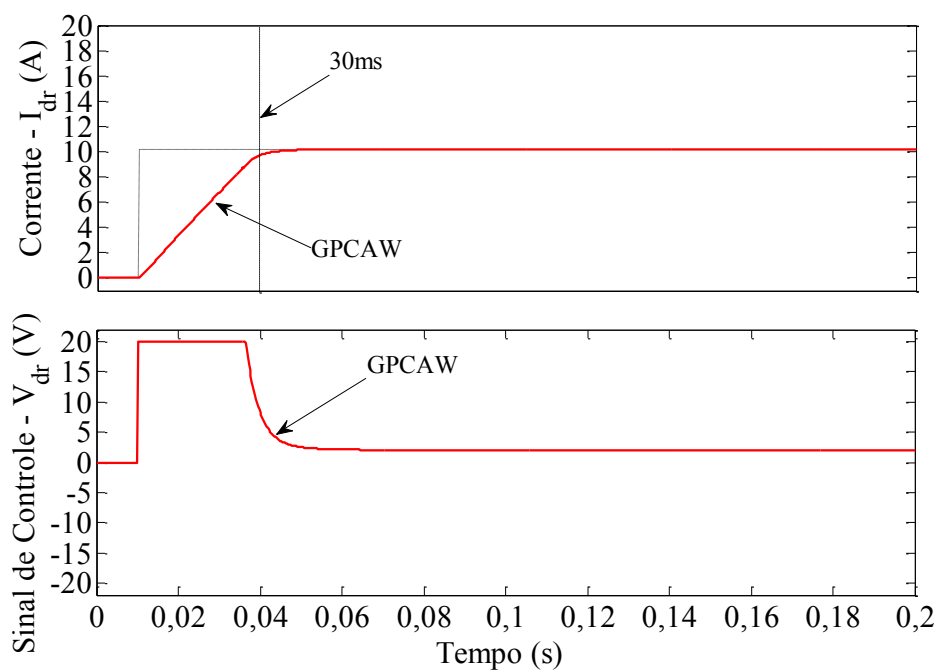
alta velocidade de resposta durante a variação da referência com um mínimo de sobressinal e estabilidade quando comparado ao PI e GPCBC.

Figura 5.8 – Corrente  $i_{dr}$  e sinal de controle  $v_{dr}$  simulados com controlador PI e GPCBC



FONTE: Elaborado pelo autor.

Figura 5.9 – Corrente  $i_{dr}$  e sinal de controle  $v_{dr}$  simulados com controlador GPCAW

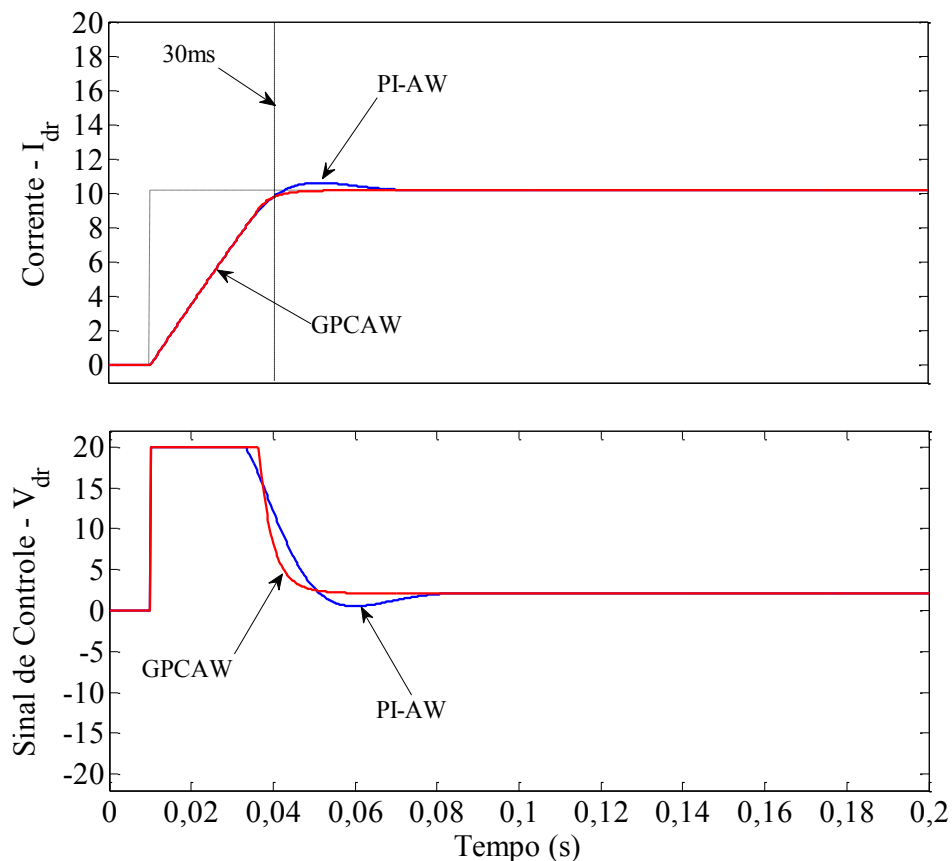


FONTE: Elaborado pelo autor.

Com o intuito de reduzir o período de saturação do controlador PI, é inserida uma ação *Anti-Windup* neste controlador para comparar os resultados com o controlador GPCAW. O PI-AW utilizado baseia-se na anulação da parcela integral do controlador quando o sinal de controle estiver saturado (ASTROM e HAGGLUND, 2005).

De acordo com a Figura 5.10, observa-se que o sobressinal na corrente  $i_{dr}$  com controlador PI-AW é reduzido para 4,2%, considerado adequado à dinâmica do sistema, e com relação ao sinal de controle, é observada uma oscilação menor que a apresentada pelo controlador PI tradicional que se reflete no tempo de acomodação de 87,75ms.

Figura 5.10 – Corrente  $i_{dr}$  e sinal de controle  $v_{dr}$  comparativo entre PI-AW e GPCAW

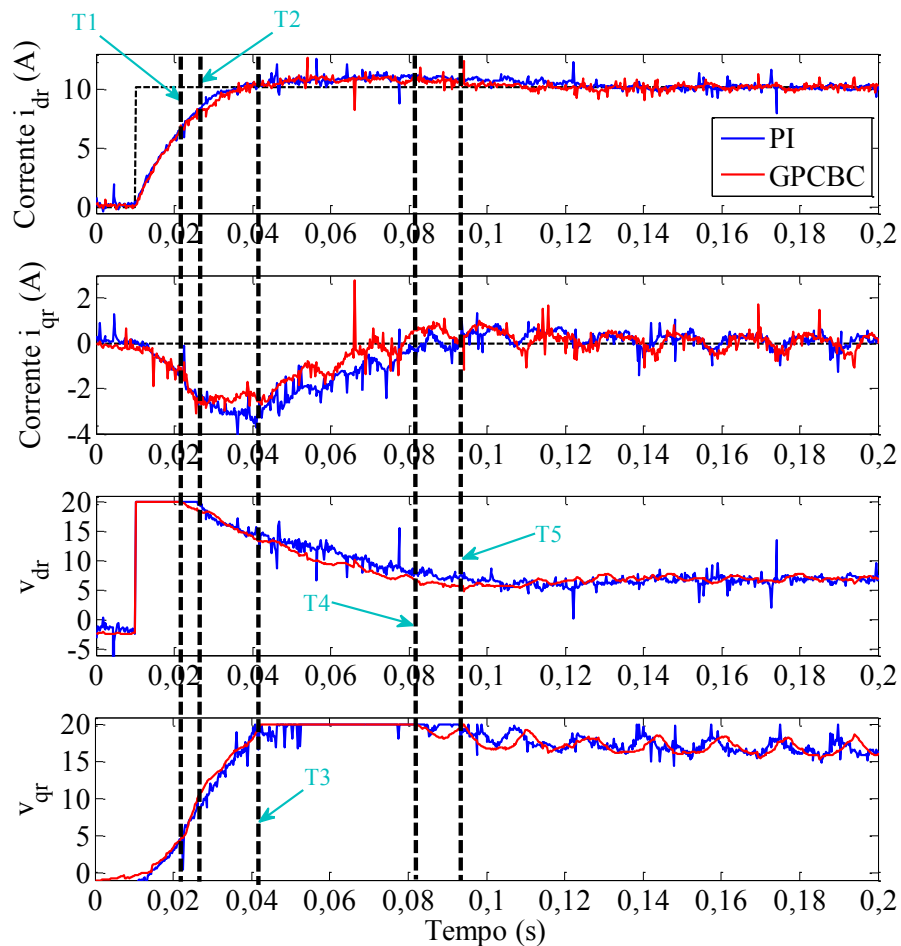


FONTE: Elaborado pelo autor.

Uma vez realizada a simulação na dinâmica da malha de corrente do rotor, pode-se realizar os ensaios experimentais. A Figura 5.11 apresenta os resultados obtidos com o controlador PI e GPCBC no ensaio com  $i_{dr} = 10,2A$  e  $i_{qr} = 0A$ . Os dois controladores apresentaram tempo de subida  $T3$  em 30ms, conforme especificação de projeto, e sobressinal

de 16,2% e 12,3%, respectivamente. Este sobressinal decorre do acoplamento entre as malhas de  $i_{dr}$  e  $i_{qr}$ . A estabilidade dos controladores é analisada com base no tempo de permanência na região de saturação de  $v_{dr}$  e  $v_{qr}$ . O GPCBC foi mais rápido que o controlador PI, conforme intervalos entre  $T1$  e  $T2$  em  $v_{dr}$ , e entre  $T4$  e  $T5$  em  $v_{qr}$ , apresentados na Figura 5.11. O tempo de acomodação de ambos controladores é de 0,14s.

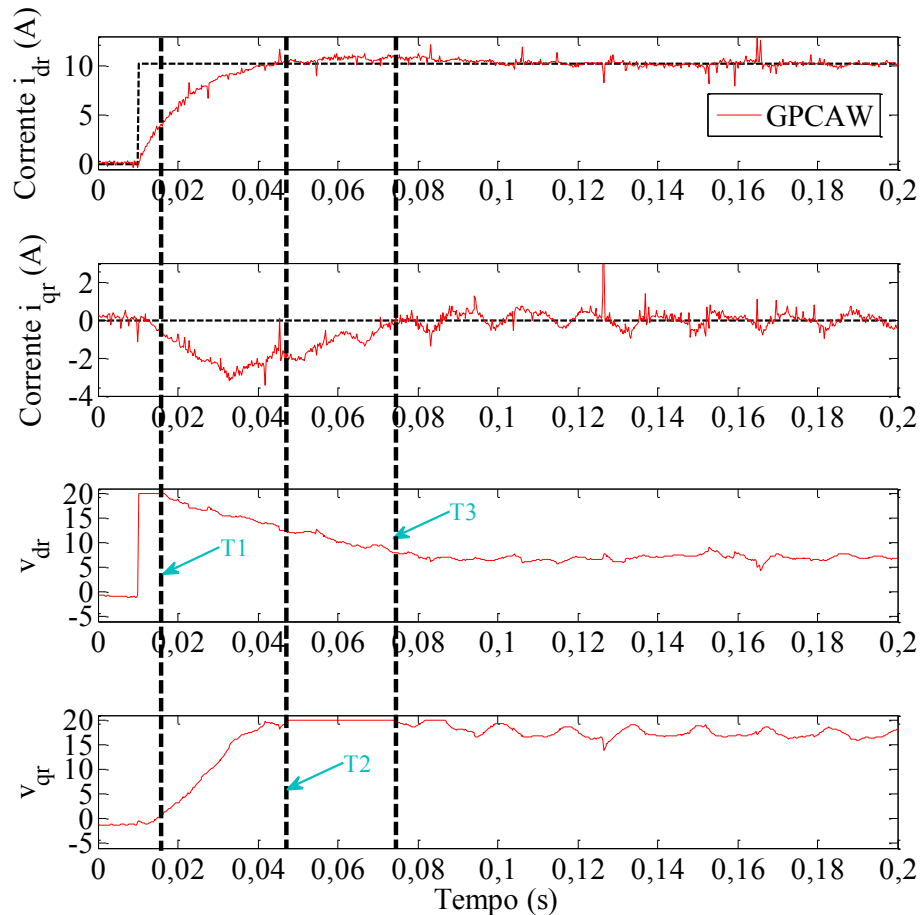
Figura 5.11 – Correntes ( $i_{dr}$  e  $i_{qr}$ ) e sinais de controle ( $v_{dr}$  e  $v_{qr}$ ) - controlador GPCBC e PI.



FONTE: Elaborado pelo autor.

A saturação dos sinais de controle ( $v_{dr}$  e  $v_{qr}$ ) pode levar a instabilidade do sistema e oscilações na corrente do rotor devido ao aumento da ação integradora dos controladores. Neste trabalho, a saturação do sinal de controle na malha de corrente leva a saturação do sinal PWM que acionam os IGBT's do conversor de potência do lado do rotor e consequente redução no controle do fluxo de potência entre o gerador e a rede elétrica. Neste cenário, o GPCAW surge como uma solução que minimiza o tempo de saturação garantindo mais estabilidade ao sistema de geração eólico, como mostrado na Figura 5.12.

Figura 5.12 – Correntes ( $i_{dr}$  e  $i_{qr}$ ) e sinais de controle ( $v_{dr}$  e  $v_{qr}$ ) - controlador GPCAW.



FONTE: Elaborado pelo autor.

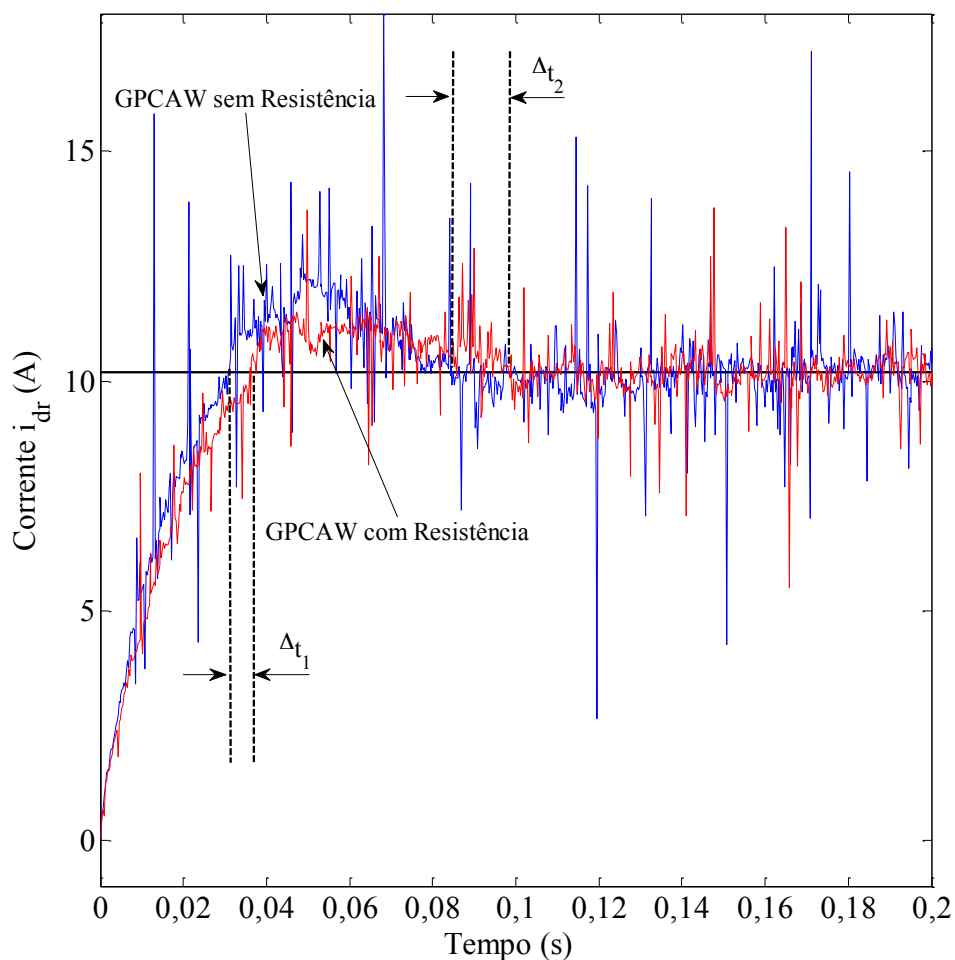
A Figura 5.12 apresenta os resultados obtidos com o controlador GPCAW, considerando  $i_{dr} = 10,2A$  e  $i_{qr} = 0A$ . A corrente elétrica  $i_{dr}$  com o controlador GPCAW proposto apresenta tempo de subida em  $30ms$  e  $12,1\%$  de sobressinal, valores idênticos aos dos outros controladores. No entanto, este controlador permanece apenas  $6,25ms$  e  $25,75ms$  com as saídas  $v_{dr}$  e  $v_{qr}$  saturadas, ao invés dos  $11,25ms$  e  $40ms$ , e  $15ms$  e  $51ms$  do GPCBC e PI, respectivamente. Estes valores demonstram que o controlador proposto propicia uma saída mais rápida da região de saturação da variável de controle e um menor tempo de acomodação  $0,10s$ . Estes resultados demonstram um aumento da performance do sistema de geração quando o sinal de controle dos controladores da malha de corrente entrar em saturação. O próximo ensaio objetiva verificar a influência do aumento da resistência do rotor da máquina na dinâmica da corrente através da análise de robustez.

#### 5.4 Análise de robustez do controlador GPCAW

Utilizando um banco de resistores, apresentado na Figura APÊNDICE B.2 (b), é possível variar a resistência do circuito rotórico do gerador de  $0,49\Omega$  para  $1,5\Omega$ . Em uma situação real, a resistência da máquina durante seu funcionamento aumenta de 15 a 20% do seu valor nominal devido ao aumento de temperatura. Portanto, a análise realizada busca verificar o desempenho do controlador para uma situação de aumento extremo da resistência.

A Figura 5.13 apresenta o comportamento da malha de corrente  $i_{dr}$  quando submetida a uma referência de  $10,2A$ . Observa-se que o aumento da resistência do rotor, reduz a velocidade de seguimento de referência, conforme intervalos  $\Delta t_1 = 6,5ms$  e  $\Delta t_2 = 13,5ms$  no tempo de subida e acomodação, respectivamente. Além disso, houve uma redução do sobressinal de  $12,46A$  para  $11,18A$  devido a esta dinâmica mais lenta. Com relação ao comportamento da malha de  $i_{qr}$ , a mesma apresentou desempenho semelhante, ou seja, também ficou mais lenta em relação ao sistema sem resistência em série.

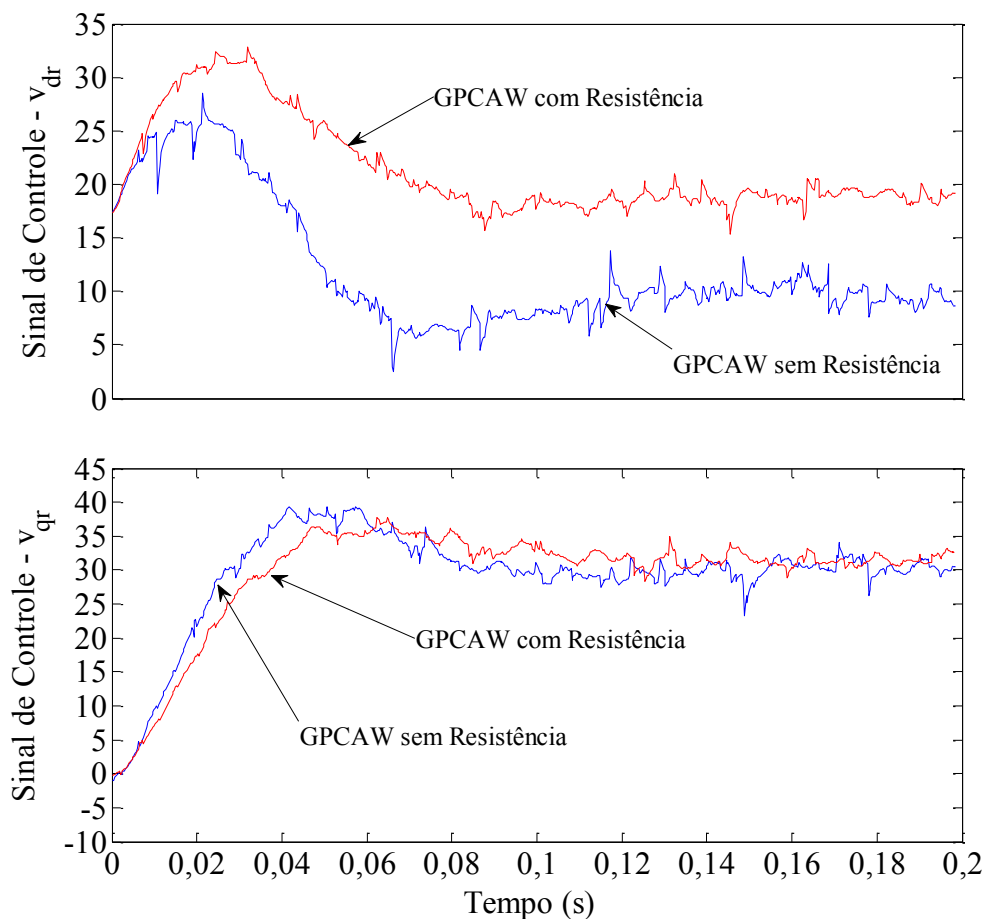
Figura 5.13 – Ensaio da corrente  $i_{dr}$  no rotor.



FONTE: Elaborado pelo autor.

A Figura 5.14 apresenta a evolução do sinal de controle durante este ensaio. Observa-se que o aumento da resistência demanda maior esforço de controle pelo controlador para manter o mesmo valor de corrente  $i_{dr} = 10,2A$ . Durante o período transitório do sinal de controle, o sinal  $v_{dr}$  apresenta valores de pico de  $31,29V$  e  $25,97V$  nos ensaios com e sem resistência em série, respectivamente. Em regime permanente, os níveis do sinal de controle  $v_{dr}$  se estabilizam em  $19,09V$  e  $8,9V$ , respectivamente. Finalmente, com relação ao sinal de controle  $v_{qr}$ , a dinâmica deste sinal é mais lenta com a adição da resistência e o valor em regime permanente é de  $32,92V$  ao invés dos  $30,19V$  para o caso de resistência mínima em  $0,49\Omega$ .

Figura 5.14 – Evolução do sinal de controle.

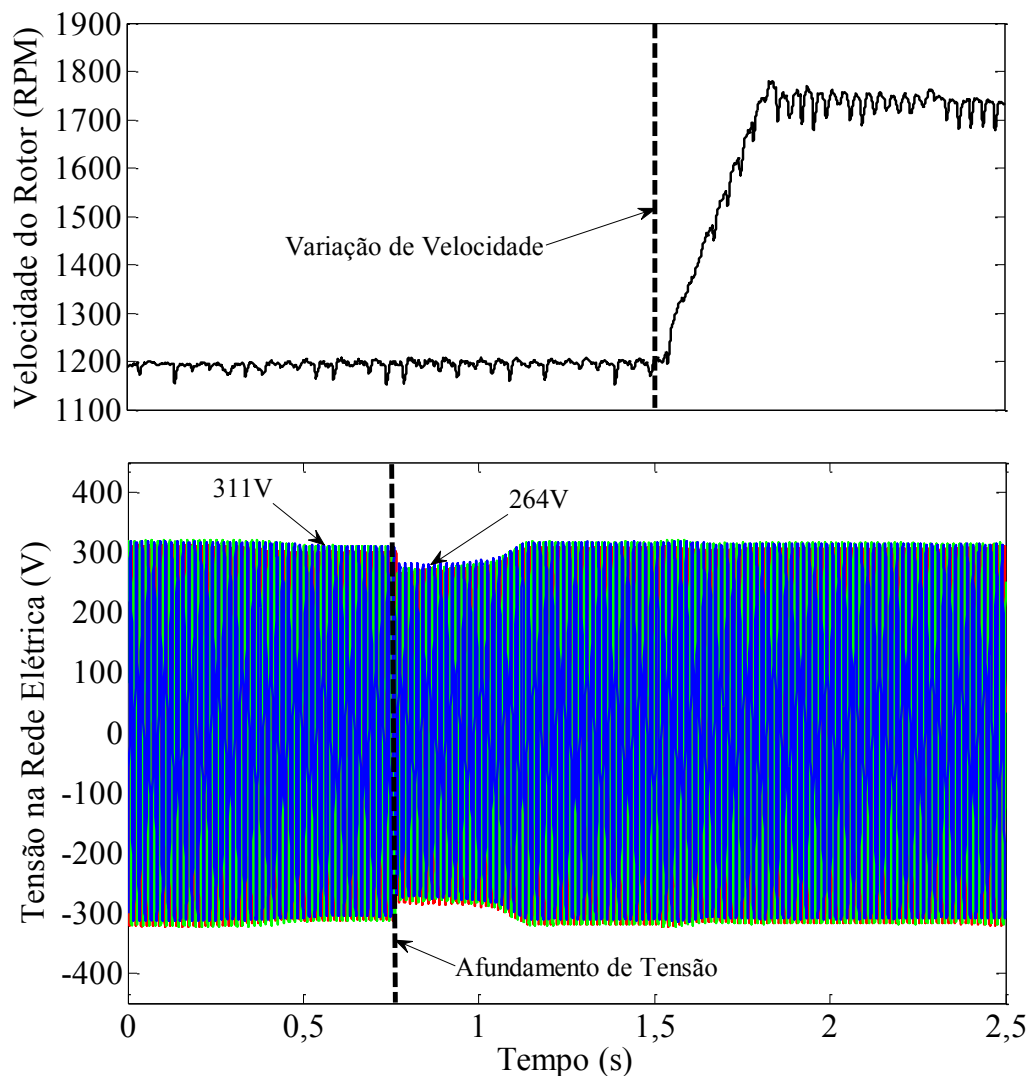


FONTE: Elaborado pelo autor.

Com o objetivo de se verificar o impacto do aumento da resistência do rotor na geração de potência ativa e reativa foram realizados ensaios considerando o funcionamento do sistema em condições normais, bem como quando submetido a um afundamento de tensão na rede elétrica e durante variações de velocidade. Segundo a ANEEL (2012), um Afundamento

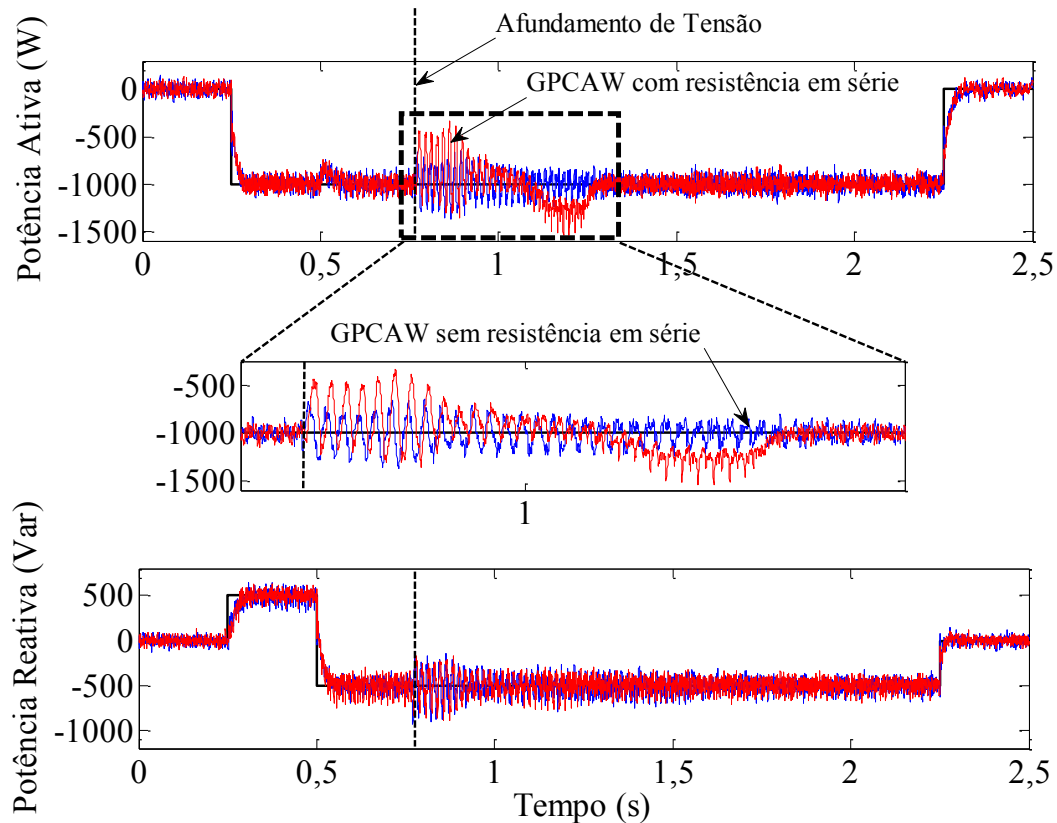
Momentâneo de Tensão (AMT) é definido como uma variação da tensão superior ou igual a  $0,1p.u$  e inferior a  $0,9p.u$ , e superior ou igual a um ciclo e inferior ou igual a três segundos. Utilizando o motor de indução, apresentado na Figura APÊNDICE B.2 (a), é gerado um afundamento de tensão simétrico no ponto de conexão da bancada do DFIG com a rede elétrica, conforme Figura 5.15. Observa-se que antes do instante  $t = 0,75s$ , a tensão de pico da rede elétrica é 311 volts e após o afundamento decresce para 264 volts durante aproximadamente 19 ciclos ou  $0,35s$ . Em valores percentuais, houve uma redução de  $15,1\%$  em relação à tensão inicial da rede. Estes valores, mostram que o afundamento de tensão implementado na bancada está de acordo com a faixa definida pela ANEEL. Além disso, a Figura 5.15 mostra que no instante  $1,5s$  ocorre um aumento da velocidade do rotor de  $1200RPM$  para  $1740RPM$ .

Figura 5.15 – Variação de velocidade e afundamento da tensão da rede.



De acordo com a Figura 5.16, inicialmente as potências ativa e reativa são nulas e em  $0,25s$  são alteradas para  $P_S = -1kW$  e  $Q_S = +500Var$ . Em  $0,5s$ , a potência reativa é alterada para  $-500Var$  e a potência ativa permanece em  $-1kW$ . Finalmente, em  $2,25s$  os valores de potência retornam para referencial nulo.

Figura 5.16 – Potências ativa e reativa variando a resistência.



FONTE: Elaborado pelo autor.

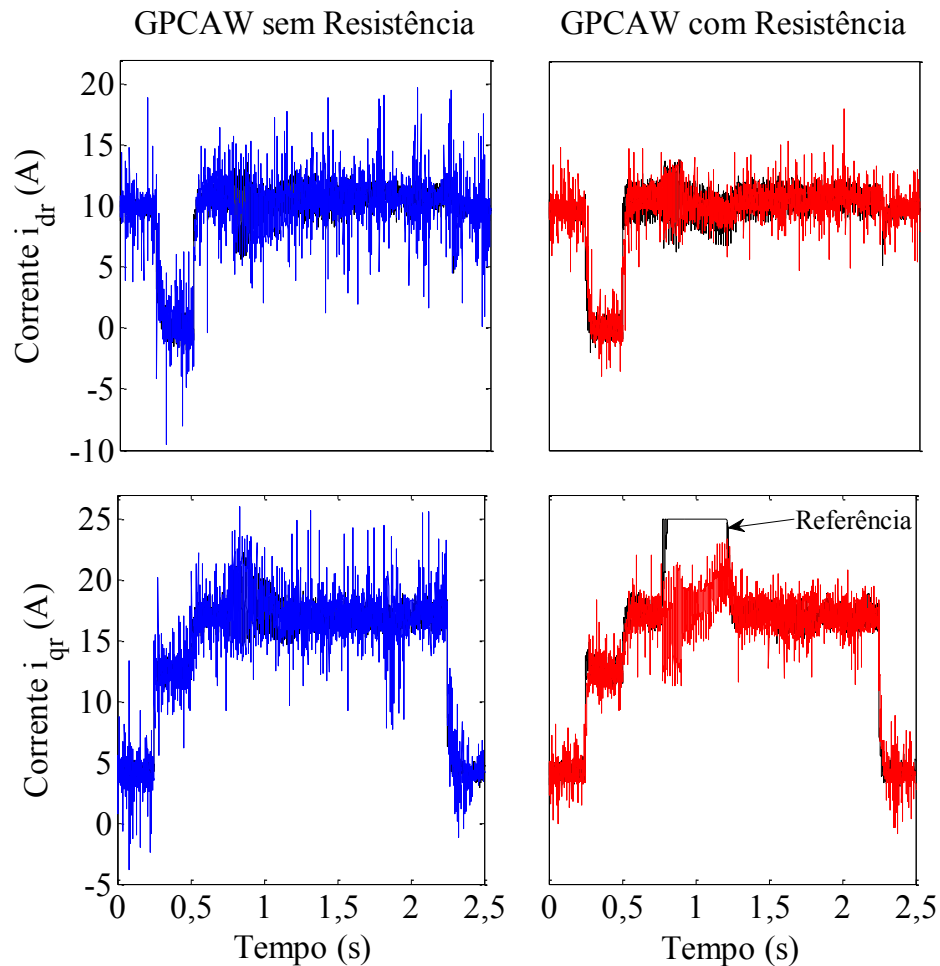
Os transitórios de potência ativa e reativa não sofreram alteração com o aumento da resistência. No entanto, durante o afundamento de tensão as oscilações de potência ativa são maiores no sistema com maior resistência, correndo o risco de desestabilização. A região tracejada mostra que houve um aumento de 46% nas oscilações de potência ativa e uma geração não controlada de  $300W$  excedentes. Com relação a potência reativa, as oscilações apresentadas durante o afundamento de tensão foram iguais, não sofrendo influência da variação de resistência.

A Figura 5.17 mostra que a corrente  $i_{dr}$  não sofre saturação durante todo ensaio, situação que garante pleno controle da potência reativa. No entanto, ocorre saturação de  $i_{qr}$  quando o sistema apresenta maior resistência que se reflete no aumento das oscilações de



potência ativa entregues a rede elétrica, conforme já mencionado. O tempo de saturação de  $i_{qr}$  está diretamente relacionado com a potência ativa excedente, portanto quanto maior for o período de permanência nesta região não linear maior será o pico de potência ativa entregue a rede de forma não controlada. No caso, o tempo de  $465ms$  em saturação gerou um pico de potência ativa de  $300W$ .

Figura 5.17 – Correntes de referência  $i_{dr}$  e  $i_{qr}$  variando a resistência.

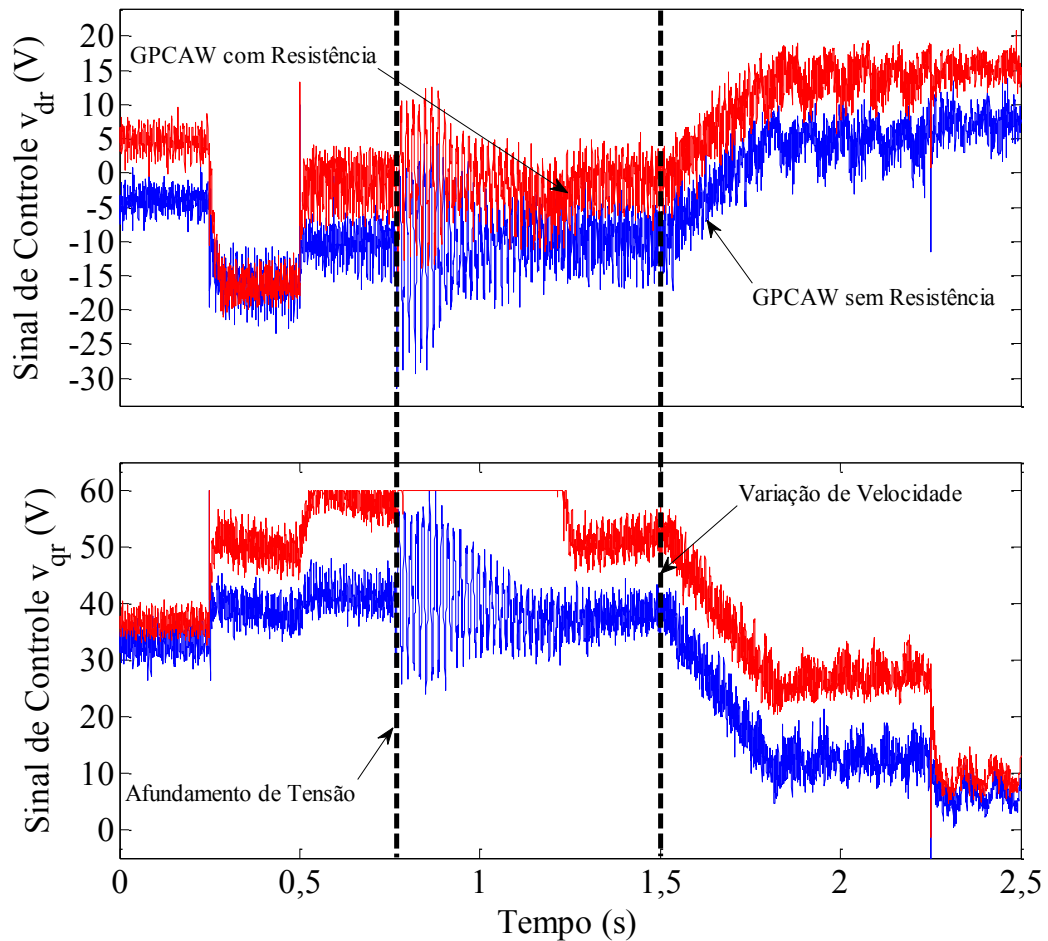


FONTE: Elaborado pelo autor.

A Figura 5.18 mostra que a dinâmica do sinal de controle  $v_{dr}$  do sistema com resistência em série está com um *off-set* aproximado de  $8V$  em relação a configuração nominal, com exceção do intervalo entre  $0,25s$  e  $0,5s$ . Neste intervalo, observa-se que é necessário um maior esforço de controle para que o gerador absorva  $500Var$  da rede elétrica quando o sistema apresenta resistência em série. De forma análoga, o sinal de controle  $v_{qr}$  é maior para o sistema com maior valor de resistência. Veja que em  $0,75s$  ocorre saturação deste sinal que se reflete na saturação do sinal de corrente  $i_{qr}$ , conforme Figura 5.17.

Finalmente, o aumento de velocidade do gerador reduz significativamente o esforço de controle de  $v_{qr}$  para manter o valor de  $i_{qr}$  constante, a partir do instante 1,5s. Com relação a  $v_{dr}$ , observou-se um aumento deste sinal para manter  $i_{dr}$  constante.

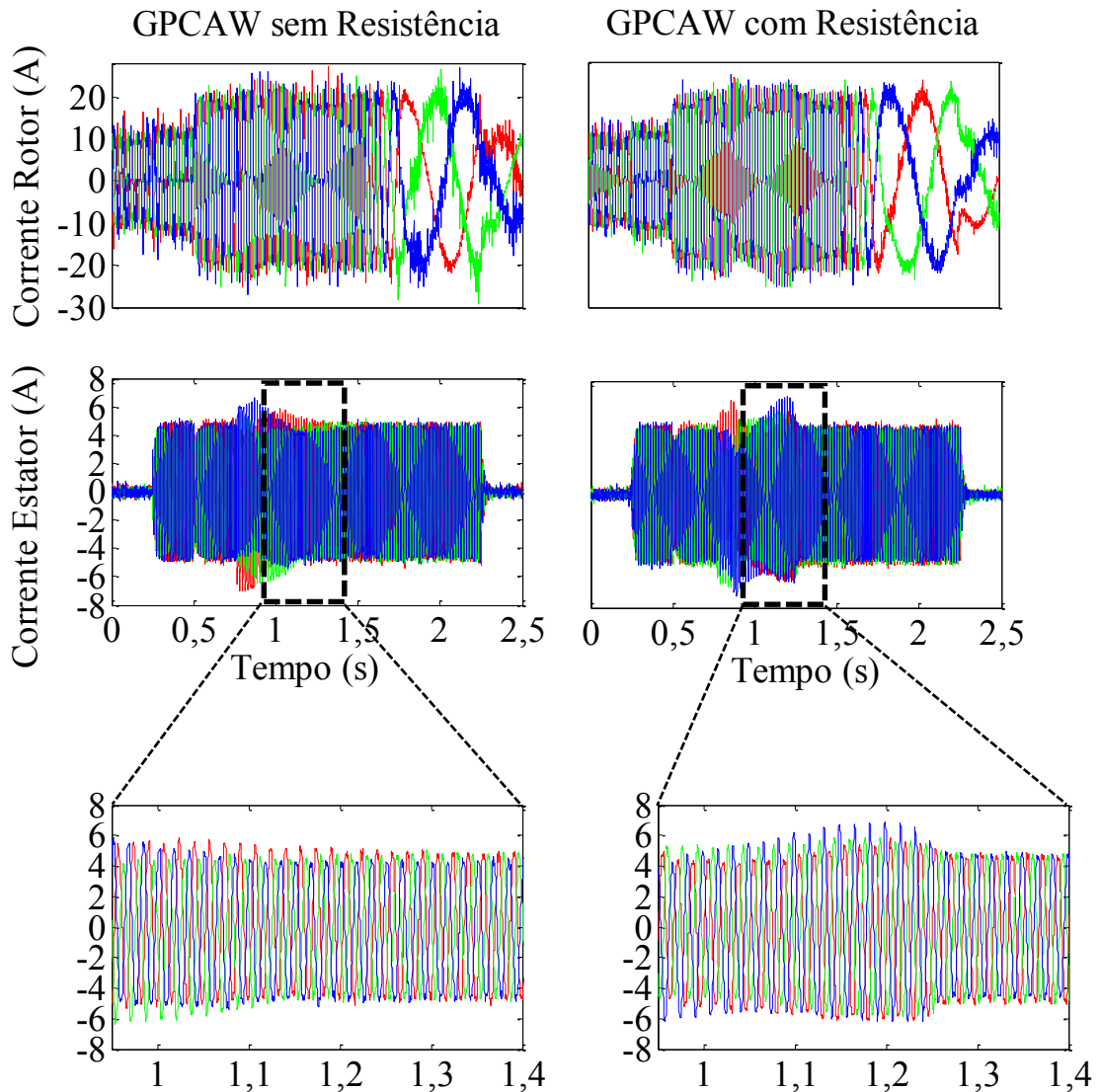
Figura 5.18 – Evolução dos sinais de controle ao se variar a resistência.



FONTE: Elaborado pelo autor.

Finalmente, a Figura 5.19 mostra a dinâmica das correntes elétricas no rotor e estator da máquina. Durante o afundamento de tensão as correntes do rotor e estator são aumentadas para manter as potências geradas seguindo os valores de referência. Veja que o GPCAW é robusto o suficiente para manter as correntes estáveis com uma mínima oscilação, apesar da variação paramétrica. E, finalmente, o aumento da velocidade reduz a frequência da corrente do rotor de 20Hz para 2Hz objetivando manter a frequência da corrente do estator igual a da rede em 60Hz.

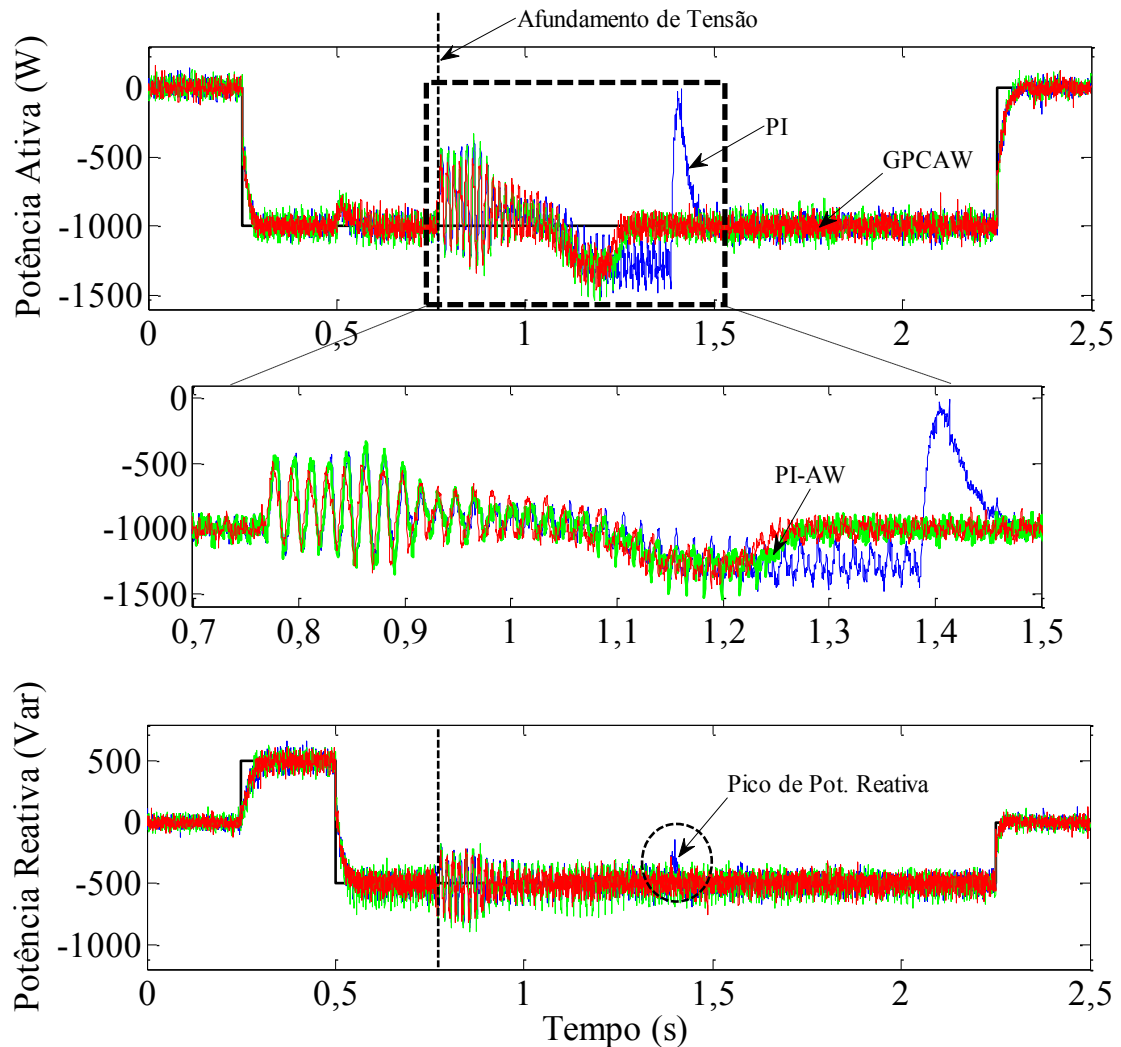
Figura 5.19 – Evolução da corrente elétrica no rotor e estator ao se variar a resistência.



FONTE: Elaborado pelo autor.

Para finalizar a análise de robustez, o desempenho do controlador GPCAW é comparado com os controladores PI, sem e com *Anti-windup* (PI-AW), conforme Figura 5.20. O controlador PI tradicional foi o que permaneceu mais tempo gerando  $300W$  de potência ativa excedentes sem controle, além de desestabilizar o sistema ao deixar de praticamente gerar energia no instante  $1,4s$ . O PI-AW manteve o sistema estável, mantendo a geração de potência ativa e reativa, no entanto durante o afundamento de tensão apresentou 13,9% mais oscilações que o controlador GPCAW, além de ser  $3ms$  mais lento que o GPCAW em sair da saturação.

Figura 5.20 – Potências ativa e reativa com GPCAW, PI e PI-AW com resistência série.



FONTE: Elaborado pelo autor.

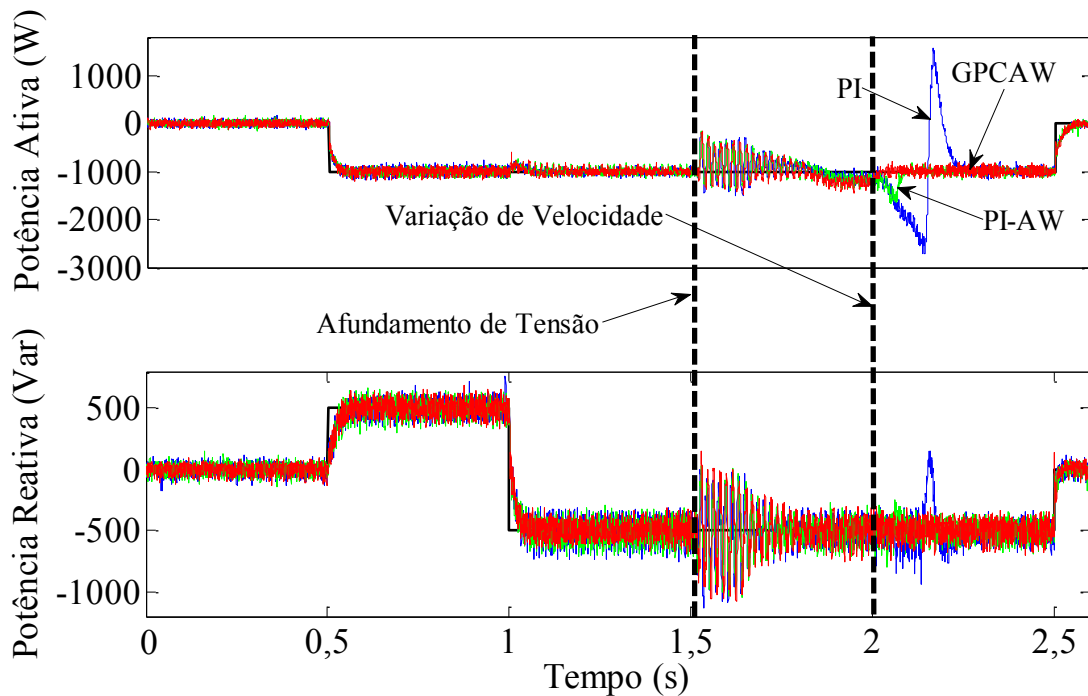
Uma vez realizada a análise de robustez do controlador GPCAW quando a resistência do rotor aumenta em 200%, pretende-se agora comparar o desempenho do controlador GPCAW e do controlador PI, sem e com *Anti-Windup*, quando o sistema é submetido novamente a um afundamento de tensão na rede elétrica, variação de velocidade do gerador e mudanças de referência na potência ativa e reativa, conforme Figura 5.21.

### 5.5 Análise de potência entre GPCAW, PI e PI-AW

A Figura 5.21 mostra que inicialmente as referências de potência são nulas e no instante  $t = 0,5s$  as referências de potência ativa e reativa são alteradas para  $-1kW$  e  $500Var$ . No instante de tempo  $t = 1,0s$  a referência de potência reativa é alterada para  $-500Var$ ,

mantendo-se constante a referência da potência ativa. Em  $t = 1,5s$  o sistema é submetido a um afundamento de tensão e em  $t = 2,0s$  a velocidade de rotação do gerador é alterada de  $1200$  para  $1740RPM$ . Em  $t = 2,5s$  os valores de referência de potência são retornados aos valores iniciais nulos, podendo o gerador ser desacoplado da rede elétrica.

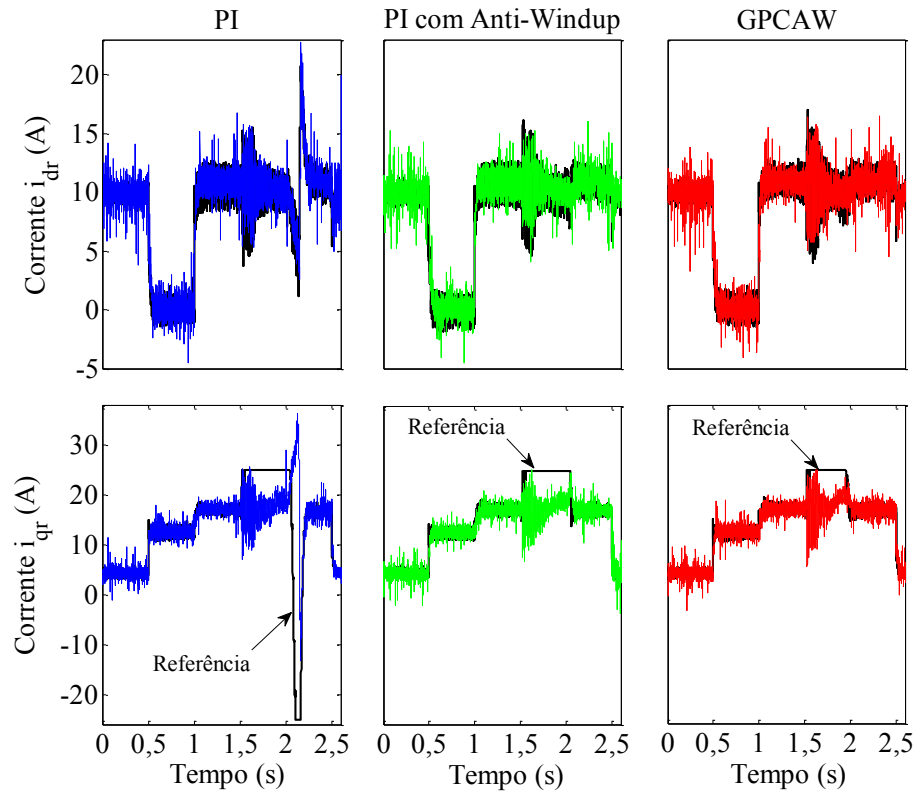
Figura 5.21 – Variação de potências.



FONTE: Elaborado pelo autor.

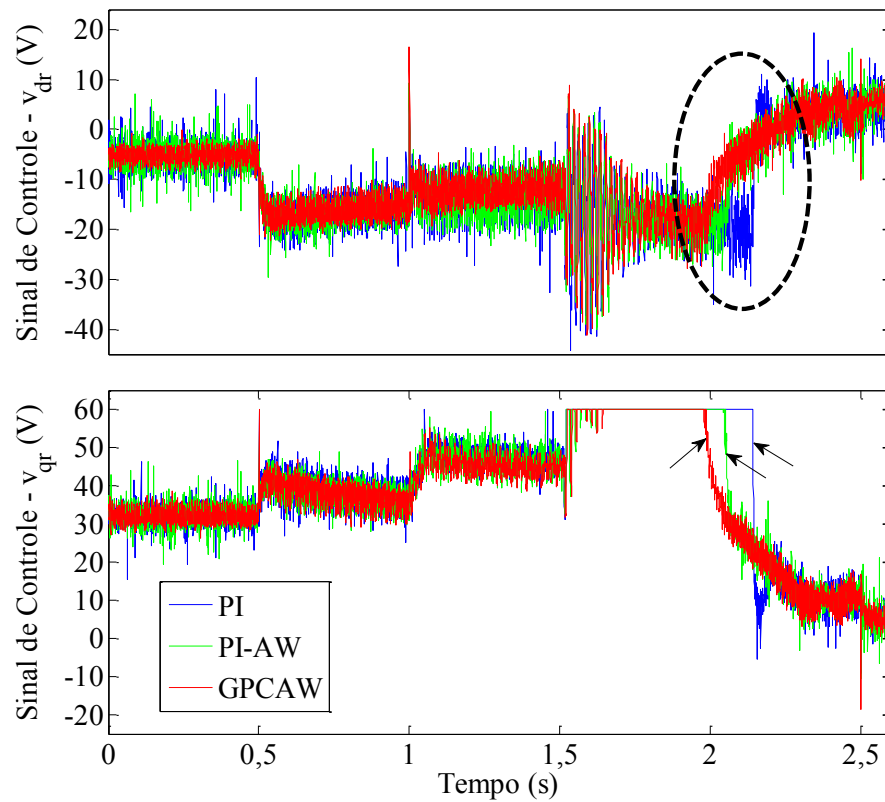
Durante as variações de potência, todos os controladores apresentaram comportamento semelhante. Entretanto, durante o afundamento de tensão, aumentaram-se as oscilações de potência ativa e reativa que levaram a saturação de  $i_{qr}$  e  $v_{qr}$ , conforme Figuras 5.22 e 5.23, respectivamente. Após a saída desta região não linear, o controlador GPCAW continua garantindo estabilidade ao sistema, característica esta que não foi apresentada pelo PI tradicional que gerou oscilações de potência ativa e reativa não controladas de  $-2700$  a  $1500W$ , e pico de  $150Var$ , respectivamente. O PI-AW garantiu estabilidade a malha de potência reativa e apresentou um pico de  $-1600W$  em potência ativa. Finalmente, em  $t = 2,0s$  o gerador é acelerado, assim um menor esforço de controle do controlador da malha de  $i_{qr}$  é demandado, conforme redução do valor de  $v_{qr}$  apresentado na Figura 5.23. A redução de  $v_{qr}$  ocasiona um aumento do sinal de controle  $v_{dr}$  para manter a corrente  $i_{dr}$  constante.

Figura 5.22 – Correntes de referência  $i_{dr}$  e  $i_{qr}$ .



FONTE: Elaborado pelo autor.

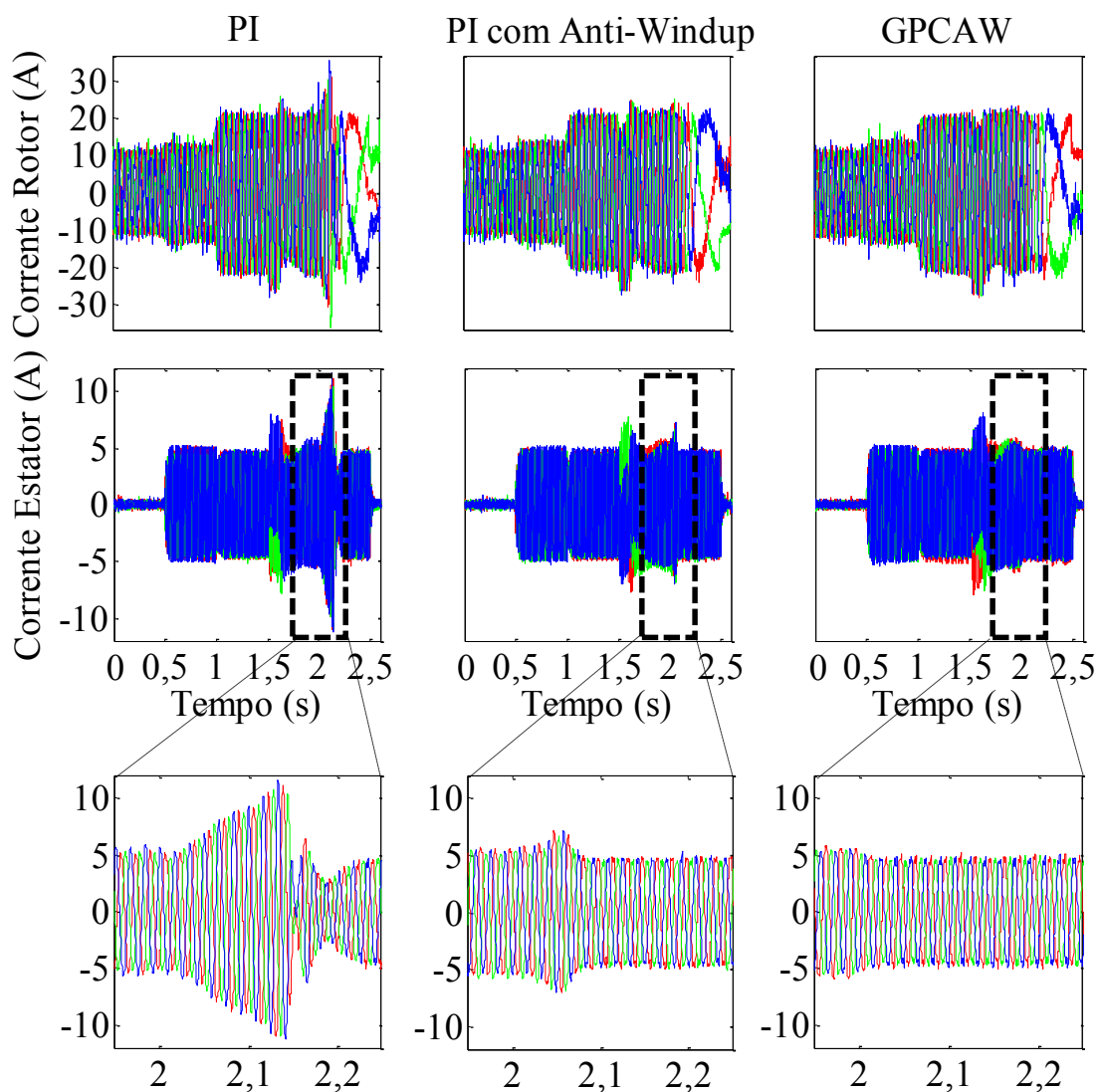
Figura 5.23 – Sinais de controle  $v_{dr}$  e  $v_{qr}$ .



FONTE: Elaborado pelo autor.

A dinâmica das correntes no rotor e estator são apresentadas na Figura 5.24. Analisando a corrente do rotor é possível observar uma redução da frequência de  $20\text{Hz}$  para apenas  $2\text{Hz}$ , devido ao aumento de velocidade da máquina a partir de  $2,0\text{s}$  e uma menor oscilação de corrente para o GPCAW. Além disso, na região delimitada pelo retângulo tracejado na corrente do estator, é possível observar que o GPCAW não apresenta qualquer pico de corrente, situação que não acontece com o PI tradicional e PI-AW com picos de  $12\text{A}$  e  $6\text{A}$ , respectivamente. Esta estabilidade é observada nas potências geradas, conforme Figura 5.21.

Figura 5.24 – Correntes no rotor e estator.



FONTE: Elaborado pelo autor.

Conforme já mencionado, o tempo de permanência na região de saturação tende a desestabilizar o sistema quando ocorrer o retorno às condições normais de trabalho. Portanto, o controlador que propiciar uma saída mais rápida desta não linearidade, deixará o sistema mais estável. De acordo com a Figura 5.23, o sinal de controle  $v_{qr}$  do GPCAW apresenta menor tempo de permanência em saturação, apenas  $0,47s$  ao invés dos  $0,54s$  e  $0,64s$  do PI-AW e PI tradicional, respectivamente. Além disso, a saturação de  $v_{qr}$  influencia na dinâmica de  $v_{dr}$ , conforme mostra a região tracejada na Figura 5.23. Finalmente, a Figura 5.22 mostra que o GPCAW e PI-AW não permitem a inversão do sentido da corrente  $i_{qr}$ , a qual representaria motorização do aerogerador, além de apresentarem tempo em saturação de  $0,43s$  e  $0,52s$ , respectivamente.

## 5.6 Considerações finais

Este capítulo apresentou os resultados experimentais que validam a aplicação do controlador GPCAW proposto em sistemas de geração eólicos baseados em DFIG. Através da análise de robustez foi possível observar a influência do aumento da resistência do rotor na dinâmica da planta e mostrar que o controlador GPCAW manteve o sistema estável. Finalmente, foi realizado estudo comparativo entre o controlador proposto e PI's sem e com *anti-windup* quando submetidos a afundamento de tensão, e variações de velocidade e potência.

No próximo capítulo são apresentadas as principais conclusões obtidas a partir desta pesquisa, sugestões de trabalhos futuros e publicações geradas.



## 6 CONCLUSÕES GERAIS

A demanda por energia elétrica a nível mundial e nacional aumenta cada vez mais com o desenvolvimento das nações, tornando a busca por fontes produtoras de energia uma necessidade. Dentre as mais variadas fontes produtoras, a energia eólica destaca-se devido ao seu potencial energético e aos investimentos neste tipo de energia.

Devido à aleatoriedade do vento as turbinas eólicas de velocidade variável destacam-se em relação às de velocidade fixa, pois captam com maior eficácia a potência fornecida pelo vento. Dentre os geradores a velocidade variável, o DFIG é um dos mais utilizados.

O modelo dinâmico e a orientação com base no fluxo do estator foram desenvolvidos para o DFIG. Um sistema eólico baseado no DFIG de  $3,7kW$  foi apresentado e analisado através de resultados experimentais. O processo de sincronismo utilizou lâmpadas em cada fase e utilizou referências de potências nulas, evitando o uso de dois controladores em paralelo, sendo um apenas para o sincronismo e o outro no pleno funcionamento da bancada. O tempo decorrido entre o início e fim deste processo foi de  $300ms$ .

Várias pesquisas baseiam-se no gerador DFIG para geração de energia elétrica e utilizam as mais variadas estratégias de controle que garantam estabilidade ao sistema. Na pesquisa desenvolvida neste trabalho, buscou-se desenvolver um novo tipo de controlador preditivo com *anti-windup* que garante estabilidade ao sistema de geração quando submetido a variações de potência e velocidade, e afundamento de tensão.

A análise de robustez realizada mostrou que o controlador GPCAW é capaz de manter o sistema estável mesmo com variações de 200% na resistência do rotor. Além disso, foi comparada a dinâmica da planta nominal com a da planta com resistência em série em ensaios de variação de velocidade e potência, e afundamento de tensão. Em todos os ensaios da planta com resistência em série o controlador proposto foi robusto o suficiente em manter o sistema estabilizado. Além disso, o aumento da resistência rotórica reduz a resposta dinâmica da malha de corrente e aumenta os esforços de controle.

Os ensaios de potência e corrente comprovaram a eficácia do GPCAW em manter o sistema estável quando comparado com controlador PI e GPCBC.

## 6.1 Trabalhos futuros

Como uma forma de dar continuidade a pesquisa, seguem algumas sugestões de trabalhos futuros:

- Criar um modelo simulado completo do sistema de geração eólico para uma melhor análise e estudo das estratégias de controle.
- Utilizar o gerador como filtro ativo para reduzir harmônicos na rede elétrica;
- Efetuar controle de torque *sensorless*;
- Criar um novo modelo de controlador GPCAW auto-ajustável;
- Implementar outras estratégias de controle na bancada para comparar resultados;
- Efetuar montagem da bancada de ensaios utilizando quadros elétricos;
- Implementar o controlador GPCAW na malha de potência;
- Realizar ensaio com afundamento de tensão monofásico e verificar o desempenho do GPCAW quando submetido à condição;
- Efetuar a análise de robustez baseada em índices de desempenho.

## 6.2 Publicações

Até o presente momento, foram elaborados os seguintes artigos científicos em revistas, e congressos nacionais e internacionais, relacionados ao tema da tese de doutorado, conforme:

- *2014 IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON)* – “Robust Generalized Predictive Control Applied to the Rotor Side Converter of a Wind Power Generator System based on DFIG”. Situação: Publicado.
- *2015 Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente (SBAI)* – “Controle de Potência Ativa e Reativa Autocompensada utilizando Topologia de Conversores Simplificada aplicado a um Gerador Eólico Duplamente Alimentado”. Situação: Publicado.
- *2016 IEEE ARGENCON* – “Robust Generalized Predictive Control Applied to The Mitigation of Electromagnetic Torque Oscillations in a Wind Energy Conversion System Based on DFIG”. Situação: Publicado.

- *2016 IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON)* - "Controle por D-alocação via LMI aplicado a Malha de Corrente do Rotor de um Sistema de Geração Eólico baseado em DFIG". Situação: Publicado.
- *2016 Associação Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP)* - "Controlador de Corrente Preditivo Contínuo com Anti-Windup aplicado a um Sistema de Geração Eólico baseado em DFIG". Situação: Aceito para publicação.
- *2017 Applied Power Electronics Conference (APEC)* - "Anti-Windup Predictive Current Controller Applied to a DFIG-Based Wind Turbine under low DC-Link Voltage". Situação: Aceito para publicação.

## REFERÊNCIAS

- ABDEDDAIM, S.; BETKA, A. Optimal Tracking and Robust Power Control of the DFIG Wind Turbine. **Electrical Power and Energy Systems**. N. 49, p. 234-242, 2013.
- ABEEÓLICA. **Energia Eólica: um potencial cada vez mais explorado**. Disponível em: <http://www.portalabeeolica.org.br/index.php/noticias/3991-energia-e-%C3%B3lica-um-potencial-cada-vez-mais-explorado.html>. Acesso em: 09/ set. 2016.
- ABEEÓLICA. **Boletim de Dados – Junho 2015**. Disponível em: [www.abeeolica.org.br/pdf/Boletim-de-Dados-ABEEolica-Junho-2015-Publico.pdf](http://www.abeeolica.org.br/pdf/Boletim-de-Dados-ABEEolica-Junho-2015-Publico.pdf). Acesso em: 01 fev. 2017.
- AGAKI, H.; KANAZAWA, Y. NABAE, A. Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components. **IEEE Transactions Industrial Application**. V. 20, n. 3, p. 625 – 630, 1984.
- AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. **Capacidade de Geração do Brasil - Banco de Informações de Geração**. Disponível em: <http://www2.aneel.gov.br/aplicacoes/capacidadebrasil/capacidadebras.il.cfm>. Acesso em: 08 set. 2016.
- AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST. Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica**. Disponível em: [http://www2.aneel.gov.br/arquivos/PDF/M%3%b3dulo8\\_Revis%3%a3o\\_4.pdf](http://www2.aneel.gov.br/arquivos/PDF/M%3%b3dulo8_Revis%3%a3o_4.pdf). Acesso em: 28 set. 2016.
- ARAYA, M. F.; SILVA, C.; CORTES, P. Predictive current control of a doubly fed inductor generator (DFIG) for fast power reference tracking. **15th International Power Electronics and Motion Control Conference - PEMC**. 2012.
- ASTROM, K. J.; HAGGLUND, T. Advanced PID Control. **The Instrumentation, Systems, and Automation Society - ISA**. 2005.
- ÁVILA, M. R. V. **Modelagem dinâmica e controle de um gerador tipo dfig em redes de distribuição**. Dissertação - Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2014.
- BAZZO, T. P. M. **Implementação de Controle Vetorial em Geradores Assíncronos**. Dissertação - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2007.
- BENBOUZID, M.; BELTRAN, B.; AMIRANT, Y.; YAO, G.; HAN, J.; MANGEL, H. Second order sliding mode control for dfig based wind turbines fault ride through capability enhancement. **ISA Transactions**. p. 827 – 833, 2014.
- BENTO, J. A. C. **Requisitos de suporte de potência reativa para operação de usinas eólicas**. Dissertação - Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2013.
- BIEZUNER, R. J. Universidade Federal de Minas Gerais. Departamento de Matemática. **Notas de Aula**. Disponível em: [http://www.mat.ufmg.br/~rodney/notas\\_de\\_aula/matrizes.pdf](http://www.mat.ufmg.br/~rodney/notas_de_aula/matrizes.pdf). Acesso em: 27 jul. 2015.
- BOUALOUCH, A.; FRIGUI, A.; NASSER, T.; ESSADKI, A.; BOUKHRISS, A. Control of a doubly fed induction generator for Wind energy conversion systems by RST controller. **International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering**. V. 4, 2014.
- BURTON, T.; JENKINS, N.; SHARPE, D.; BOSSANYI, E. **Wind Energy – Handbook**. 2 ed. Wiley, 2011.
- CAMACHO, E. F.; BORDONS, C. **Model Predictive Control**. Springer Verlag, 2004.
- CAMERON, F.; SEBORG, D. Self-Tuning Controller with a PID Structure. **International Journal of Control**. V. 38, p. 401–417, 1983.

CHANDRAN, D.; LYDIA, M. Vector control of Wind turbine generating system using PI and model predictive control. **International Journal of Innovative Technology and Exploring Engineering**. V. 2, 2013.

CHIKHA, S.; BARRA, K.; REAMA, A. Predictive current control of a wind energy conversion system based DFIG via direct matrix converter. **6th International Renewable Energy Congress - IREC**. 2015.

CRESESB. **Energia Eólica: Estado Atual e Perspectivas**. Disponível em: [http://www.cresesb.cepel.br/apresentacoes/200406\\_maceio.PDF](http://www.cresesb.cepel.br/apresentacoes/200406_maceio.PDF). Acesso em: 31 jan. 2017.

CLARKE, D. W.; MOTHADI, C.; TUFFS, P. S. Generalized Predictive Control. Part I The Basic Algorithm and Part II Extensions and Interpretations. **Automática**. V. 23, n. 2, p. 137-160, 1987.

DIAS, S. V.; NETO, T. R. F.; REIS, L. L. N. dos; TORRICO, B. C.; CAMPOS, J. C. T. Controlador de Corrente Preditivo Contínuo com Anti-Windup aplicado a um Sistema de Geração Eólico baseado em DFIG. **SOBRAEP**. 2016.

DUTRA, R. M. Centro de Referência para Energia Solar e Eólica Sérgio Salvo de Brito. **Energia Eólica – Princípios e Tecnologia**. 2008.

FAN, L.; YUVARAJAN, S.; KAVASSERI, R. Harmonic Analysis of a DFIG for a Wind Energy Conversion System. **IEEE Trans. on Energy Conversion**. V. 25, n.1, p.181-190, 2010.

FILHO, J. G. M. Diário do Comércio. **Crise Energética Brasileira**. Disponível em: <http://www.diariodocomercio.com.br/noticia.php?id=134830>. Acesso em: 22 mai. 2015.

FILHO, A. S.; CARDOSO, J. G. Espaço IEEE. **Energia Eólica: tipos de geradores e conversores usados atualmente**. 2014.

GAILLARD, A.; POURE, P.; SAADATE, S.; MACHMOUM, M. Variable Speed DFIG Wind Energy System for Power Generation and Harmonic Current Mitigation. **Renewable Energy**. N. 34, p. 1545-1553, 2009.

GHOSH, S.; SENROY, N.; KAMALASADAN, S. Reduced order modeling of wind farms for inclusion in large power system simulations for primary frequency response application. **North American Power Symposium - NAPS**. 2014.

GOMES, K. **Para evitar crise, Brasil precisa diversificar matriz energética**. Disponível em: <http://www.dw.de/para-evitar-crise-brasil-precisa-diversificar-matriz-energ%C3%A9tica/a-17410458>. Acesso em: 09 jun. 2015.

GREENPEACE e EREC. Conselho Europeu de Energia Renovável – EREC. **Revolução energética a caminho do desenvolvimento limpo**. Dezembro, 2010.

GUO, F.; ZHENG, T.; WANG, Z. Comparative study of direct power control with vector control for rotor side converter of dfig. **9th IET International Conference on Advances in power system control, operation and management - APSCOM**. 2012.

GLOBAL WIND ENERGY COUNCIL. **Global Wind Report – Annual Market Update**. Disponível em: [http://www.gwec.net/wp-content/uploads/2015/03/GWEC\\_Global\\_Wind\\_2015\\_Report\\_LR.pdf](http://www.gwec.net/wp-content/uploads/2015/03/GWEC_Global_Wind_2015_Report_LR.pdf). Acesso em: 09 jun. 2015.

HOU, G.; ZHAO, Z.; BAI, X.; HUANG, R. Fuzzy immune PID control used in no-load grid-connection for doubly-fed Wind power system. **Proceeding of the 11th World Congress on Intelligent Control and Automation - WCICA**. China, 2014.

IWASHITA, J. Portal o Setor Elétrico. **Estamos entrando em uma nova crise energética?** Disponível em: <http://www.osetoreletrico.com.br/web/colunistas/juliana-iwashita/1262-estamos-entrando-em-uma-nova-crise-energetica.html>. Acesso em: 22 mai. 2015.

- KANEKO, A.; HARA, N.; KONISHI, K. Model Predictive Control of DFIG-Based Wind Turbines. **American Control Conference - ACC**. Montreal – QC, p. 2264-2269, 2012.
- KESRAOUI, M.; CHAIB, A.; MEZIANE, A.; BOULEZAZ, A. Using a DFIG based Wind Turbine for Grid Currents Harmonic Filtering. **Energy Conversion and Management**. N. 78, p. 968-975, 2014.
- KONG, X. B.; WANG, L.; LIU, X. J. Predictive Control for DFIG-Based Wind Power Generation. **Control and Decision Conference - CCDC**. Taiyuan, p. 240-245, 2012.
- KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. D. **Analysis of Electric Machinery**. IEEE Press. 2002.
- LARSSON, P., HAGGLUND, T. Control signal constraints and filter order selection for pi and pid controllers. **Conference Control in Proc. American - ACC**. San Francisco, CA, USA, p. 4994–4999, 2011.
- LEE, R.J.; PILLAY, P.; HARLEY, R.G. D, Q Reference Frames for the Simulation of Induction Motors. **Electric Power Systems Research**. V. 8, p. 15 – 26, 1984.
- LIE, X.; DAWEI, Z.; BARRY, W. Predictive current control of doubly fed induction generators. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**. V. 56, n. 10, 2009.
- LIMA, F. K. A. **Aerogerador baseado em Máquina de Indução Duplamente Alimentada – Suportabilidade para Afundamento de Tensão**. Tese - Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2009.
- LIU, S. Y. **Controle direto de potência em gerador de indução duplamente alimentado**. Dissertação - Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2011.
- LIU, C.; CHEN, W.; BLAABJERG, F.; XU, D. Optimized design of resonant controller for stator current harmonic compensation in dfig wind turbine systems. **Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC**. 2012.
- MAHARJAN, R.; KAMALASADAN, S. A novel online adaptive sensorless identification and control of doubly fed induction generator. **IEEE PES General Meeting**. 2014.
- MATTEO, F.; MARQUES, G. D.; PERINI, R. A Scheme for the Power Control in a DFIG Connected to a DC Bus via a Diode Rectifier. **IEEE Transaction on Power Electronics**. V. 30, n. 3, p.1286-1296, 2015.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics: Converters, Applications, and Design**. John Wiley & Sons, Inc. New York, 1995.
- MOHANTY, A.; VISWAVANDYA, M.; RAY, P. K.; PATRA, S. Stability analysis and reactive power compensation issue in a microgrid with a DFIG based WECS. **Electrical Power and Energy Systems**. N. 62, p. 753-762, 2014.
- MORETTIN, L. G. **Estatística Básica – Probabilidade**. v. 1. 7 ed., Makron Books, 2000.
- MOSTAFA, S. Multiple model predictive control for wind turbines with doubly fed induction generators. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**. V. 2, n. 3, 2011.
- NAKRA, H. L.; DUBE, B. Slip power recovery induction generators for large vertical axis wind turbines. **IEEE Transactions**. P.733-737, 1988.
- NASHED, M. N.; ESKANDER, M. N. Comparing the Quality of Power Generated from DFIG with Different Types of Rotor Converters. **Journal of Electromagnetic Analysis and Applications**. N. 4, p. 21-29, 2012.
- NGUYEN, D.; FUJITA, G. Optimal Power Control of DFIG Wind Turbines using a Simplified Power Converter. **IEEE T&D Conference and Exposition**. 2014.
- NGUYEN, D.; FUJITA, G. Analysis of Self-Compensating DFIG for Wind Energy Conversion Systems. **48th International Universities Power Engineering Conference - UPEC**. 2013.

ONG, C. M. **Dynamic Simulation of Electric Machinery using Matlab / Simulink**. Prentice Hall. 1997.

OUARI, K.; OUHROUCHE, M.; REKIOUA, T.; NABIL, T. Nonlinear predictive control of Wind energy conversion system using dfig with aerodynamic torque observer. **Journal of Electrical Engineering**. V. 65, n 6, p. 333 – 341, 2014.

PENA, R.; CLARE, J. C.; ASHER, G. M. Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation. **IEEE Proceedings – Electric Power Applications**. V. 143, p. 231 – 241, 1996.

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

PINTO, V. P. **Controladores Robusto LQG/LTR com Ação Integral aplicados ao controle de Geradores eólicos interligados ao Sistema de Distribuição de Energia Elétrica baseados em Máquina de Indução Duplamente Alimentada**. Tese - Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2012.

PORTAL BRASIL. **Infraestrutura: Sistema Interligado Nacional atende 98% do mercado brasileiro**. Disponível em: <http://www.brasil.gov.br/infraestrutura/2011/12/sistema-interligado-nacional>. Acesso em: 22 mai. 2015.

PORTAL ENERGIA. **Aerogerador sem hélices pode revolucionar energia eólica**. Disponível em: <http://www.portal-energia.com/aerogerador-sem-helices-pode-revolucionar-energia-eolica/>. Acesso em: 14 jul. 2015.

PORTAL PE DESENVOLVIMENTO. **História da Energia Eólica e suas utilizações**. Disponível em: <http://pedesenvolvimento.com/2009/07/15/historia-da-energia-eolica-e-suas-utilizacoes/>. Acesso em: 15 jun. 2015.

PORTAL TERRA. **Crise Energética: Os motivos da crise energética**. Disponível em: <http://www.terra.com.br/noticias/energia/crise/motivos.htm>. Acesso em: 22 mai. 2015.

QIN, S. J.; BADGWELL, T. A. **A survey of industrial model predictive control technology**. Control Engineering Practice. 2003.

RUNCOS, F.; CARLSON, R.; KUO-PENG, P.; VOLTOLINI, H.; BATISTELA, N. J. Catálogo WEG. **Geração de Energia Eólica – Tecnologias Atuais e Futuras**. Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC. Jaraguá do Sul, 2016.

SATHANS; ROHILLA, J. Intelligent control of dfig based variable speed Wind turbine system using artificial neural network. **International Conference on Power Systems, Energy, Environment**. 2014.

SILVA, J. C. M. **Geradores Elétricos para aproveitamentos de Energias Renováveis**. Dissertação - Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto. 2008.

SILVA, K. F. **Controle e Integração de Centrais Eólicas à rede elétrica com geradores de indução duplamente alimentados**. Tese - Universidade de São Paulo. 2006.

SILVA, W. A.; REIS, L. L. N.; TORRICO, B. C.; CORREA, W. B.; SEVERO, A. H.; HERCULANO, J. L. R. O. Generalized Predictive Control Applied on Switched Reluctance Motor Current Loop. **Automatic Brazilian Congress – CBA**. 2012.

SILVA, W. A.; REIS, L. L. N.; ALMEIDA, R. N. C.; TORRICO, B. C.; DAHER, S. Speed and current control in switched reluctance motor based on PID and generalized predictive control. **International Conference on Industry Applications – INDUSCON**. 2012.

TANG, Y.; HE, H.; NI, Z.; WEN, J.; SUI, X. Reactive power control of grid connected Wind farm based on adaptive dynamic programming. **Journal Neurocomputing**. Elsevier. 2013.

TOMONOBU, S. Output power leveling of wind turbine generator for all operating regions by pitch angle control. **IEEE Transactions on Energy Conversion**. V. 21, n. 2, 2006.

TORRICO, B. C.; ALMEIDA, R. N.; REIS, L. L. N.; SILVA, W. A.; PONTES, R. S. T. Robust Control Based on Generalized Predictive Control Applied to Switched Reluctance Motor Current Loop. **Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control**. V.1, p. 1, 2013.

TORRICO, B. C.; ANDRADE, F. V.; PEREIRA, R. D. O.; NOGUEIRA, F. G. Anti-Windup Dead-Time Compensation based on Generalized Predictive Control. **American Control Conference – ACC**. Boston, MA, USA, 2016.

VOLTOLINI, H. **Modelagem e Controle de Geradores de Indução Duplamente Alimentados com Aplicação em Sistemas Eólicos**. Tese - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2007.

WANG, S.; HU, J.; YUAN, X. Virtual synchronous control for grid-connected DFIG-based wind turbines. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**. 2015.

WATANABE, E. H.; AGAKI, H.; AREDES, M. Instantaneous p-q power theory for compensating nonsinusoidal systems. **International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation - ISNCC**. 2008.

WU, Z.; ZHU, C.; HU, M. Improved control strategy for dfig Wind turbines for low voltage ride through. **Journal Energies**. P. 1181 – 1197, 2013.

XUEGUANG, Z.; DAKUN, D.; HANLIN, Z.; DIANGUO, X. Research on DFIG flux damping control strategy based on imaginary damping winding. **IEEE Industrial Electronics Society**. 2013.

YANG, Z.; WANG, X. Fuzzy control of induction generators. **10th IEEE International Conference on Cognitive Informatics & Cognitive Computing**. P. 130 – 134, 2011.

YU, N.; NIAN, H.; QUAN, Y. A Novel DC grid connected DFIG System with Active Power Filter Based on Predictive Current Control. **2011 International Conference on Electrical Machines and Systems - ICEMS**. Beijing, 2011.

ZHANG, Z.; WANG, Y.; LI, H.; SU, X. Comparison of inertia control methods for DFIG-based Wind turbines. **IEEE ECCE Asia Downunder**. 2013.

ZHANG, D.; WEI, Y.; MA, L.; DING, H.; LI, X.; ZHANG, J. QI, H. Sliding mode control for grid side converters of dfig based wind power generation system. **IEEE Conference and Expo Transportation Electrification – ITEC**. 2014.

ZHAO, Y.; CHAI, J.; SUN, X. Virtual synchronous control of grid-connected dfig-based Wind turbines. **IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC**. 2015.



### ANEXO A

O ANEXO A apresenta o passo a passo da divisão entre os polinômios  $\frac{C(q^{-1})}{\tilde{A}(q^{-1})}$  e  $\frac{E_k(q^{-1})B(q^{-1})}{C(q^{-1})}$  nas quatro primeiras iterações. Este passo a passo é importante, pois possibilita ao leitor o entendimento dos valores dos coeficientes dos polinômios utilizados e da própria lógica do controlador preditivo. Finalmente, é possível definir o termo geral de cada polinômio.

$\begin{array}{c} C \\ \hline q^{-K} F_K \end{array}$	$\begin{array}{c} \tilde{A} \\ \hline E_K \end{array}$	e	$\begin{array}{c} E.B \\ \hline q^{-K} I_K \end{array}$	$\begin{array}{c} C \\ \hline H_K \end{array}$
---	--	---	---	--

✓ K=1:

$$\begin{array}{c} 1 + c_1 q^{-1} + c_2 q^{-2} \\ q^{-1} [(c_1 + 2) + (c_2 - 1)q^{-1}] \end{array} \quad \begin{array}{c} \hline 1 - 2q^{-1} + 1q^{-2} \\ \hline 1 \end{array}$$

Logo, tem-se

$\begin{array}{l} E_1 = 1 \\ F_1 = (c_1 + 2) + (c_2 - 1)q^{-1} \end{array}$
---

$$\begin{array}{c} b_0 \\ q^{-1} [(-b_0 c_1) - (b_0 c_2)q^{-1}] \end{array} \quad \begin{array}{c} \hline 1 + c_1 q^{-1} + c_2 q^{-2} \\ \hline b_0 \end{array}$$

Logo, tem-se

$\begin{array}{l} H_1 = b_0 \\ I_1 = (-b_0 c_1) - (b_0 c_2)q^{-1} \end{array}$
--

✓ K=2:

$$\frac{q^{-1}[(c_1 + 2) + (c_2 - 1)q^{-1}]}{q^{-2}[(2c_1 + c_2 + 3) - (c_1 + 2)q^{-1}]} \quad \frac{|1 - 2q^{-1} + 1q^{-2}|}{(c_1 + 2)q^{-1}}$$

Logo, tem-se

$$\boxed{E_2 = 1 + (c_1 + 2)q^{-1}}$$

$$F_2 = (2c_1 + c_2 + 3) - (c_1 + 2)q^{-1}$$

$$\frac{b_0 + b_0(c_1 + 2)q^{-1}}{q^{-2}[-b_0(2c_1 + c_2) - 2b_0c_2q^{-1}]} \quad \frac{|1 + c_1q^{-1} + c_2q^{-2}|}{b_0 + 2b_0q^{-1}}$$

Logo, tem-se

$$\boxed{H_2 = b_0 + 2b_0q^{-1}}$$

$$I_2 = -b_0[(2c_1 + c_2) + 2c_2q^{-1}]$$

✓ K=3:

$$\frac{(2c_1 + c_2 + 3)q^{-2} - (c_1 + 2)q^{-3}}{q^{-3}[(3c_1 + 2c_2 + 4) - (2c_1 + c_2 + 3)q^{-1}]} \quad \frac{|1 - 2q^{-1} + 1q^{-2}|}{(2c_1 + c_2 + 3)q^{-2}}$$

Logo, tem-se

$$\boxed{E_3 = 1 + (c_1 + 2)q^{-1} + (2c_1 + c_2 + 3)q^{-2}}$$

$$F_3 = (3c_1 + 2c_2 + 4) - (2c_1 + c_2 + 3)q^{-1}$$

$$\begin{array}{l} b_0 + b_0(c_1 + 2)q^{-1} + b_0(2c_1 + c_2 + 3)q^{-2} \\ q^{-3}[-b_0(3c_1 + 2c_2) + 3c_2q^{-1}] \end{array} \quad \left| \begin{array}{l} 1 + c_1q^{-1} + c_2q^{-2} \\ b_0 + 2b_0q^{-1} + 3b_0q^{-2} \end{array} \right.$$

Logo, tem-se

$$\begin{array}{l} H_3 = b_0 + 2b_0q^{-1} + 3b_0q^{-2} \\ I_3 = -b_0[(3c_1 + 2c_2) + 3c_2q^{-1}] \end{array}$$

✓ K=4:

$$\begin{array}{l} (3c_1 + 2c_2 + 4)q^{-3} - (2c_1 + c_2 + 3)q^{-4} \\ q^{-4}[(4c_1 + 3c_2 + 5) - (3c_1 + 2c_2 + 4)q^{-1}] \end{array} \quad \left| \begin{array}{l} 1 - 2q^{-1} + 1q^{-2} \\ (3c_1 + 2c_2 + 4)q^{-3} \end{array} \right.$$

Logo, tem-se

$$\begin{array}{l} E_4 = 1 + (c_1 + 2)q^{-1} + (2c_1 + c_2 + 3)q^{-2} + (3c_1 + 2c_2 + 4)q^{-3} \\ F_4 = (4c_1 + 3c_2 + 5) - (3c_1 + 2c_2 + 4)q^{-1} \end{array}$$

$$\begin{array}{l} b_0 + b_0(c_1 + 2)q^{-1} + b_0(2c_1 + c_2 + 3)q^{-2} + b_0(3c_1 + 2c_2 + 4)q^{-3} \\ q^{-4}[-b_0(4c_1 + 3c_2) + 4c_2q^{-1}] \end{array} \quad \left| \begin{array}{l} 1 + c_1q^{-1} + c_2q^{-2} \\ b_0 + 2b_0q^{-1} + 3b_0q^{-2} + 4b_0q^{-3} \end{array} \right.$$

Logo, tem-se

$$\begin{array}{l} H_4 = b_0 + 2b_0q^{-1} + 3b_0q^{-2} + 4b_0q^{-3} \\ I_4 = -b_0[(4c_1 + 3c_2) + 4c_2q^{-1}] \end{array}$$

Com base nestas quatro primeiras iterações é possível definir o termo geral dos vetores:

$$E_K = \begin{cases} 1 & \text{se } K = 1 \\ 1 + \sum_{i=1}^K [ic_1 + (i-1)c_2 + (i+1)]q^{-i} & \text{se } K > 1 \end{cases}$$

$$\vec{F}_K = \begin{bmatrix} (c_1 + 2) - (1 - c_2)q^{-1} \\ (2c_1 + c_2 + 3) - (c_1 + 2)q^{-1} \\ (3c_1 + 2c_2 + 4) - (2c_1 + c_2 + 3)q^{-1} \\ (4c_1 + 3c_2 + 5) - (3c_1 + 2c_2 + 4)q^{-1} \\ \vdots \\ Kc_1 + (K - 1)c_2 + (K + 1) - [(K - 1)c_1 + (K - 2)c_2 + K]q^{-1} \end{bmatrix}$$

$$H_K = \sum_{i=0}^{K-1} [b_0(i+1)q^{-i}]$$

$$\vec{I}_K = -b_0 \begin{bmatrix} c_1 + c_2q^{-1} \\ 2c_1 + c_2 + 2c_2q^{-1} \\ 3c_1 + 2c_2 + 3c_2q^{-1} \\ 4c_1 + 3c_2 + 4c_2q^{-1} \\ \vdots \\ Kc_1 + (K - 1)c_2 + Kc_2q^{-1} \end{bmatrix}$$

## ANEXO B

Para encontrar as matrizes  $\vec{G}$  e  $\vec{\Delta u}$  é preciso calcular  $H_K(q^{-1})\Delta u(t+K-1)$  para cada iteração, igual como foi feito no ANEXO A.

- ✓  $p/K=1$ : Tem-se que  $H_1(q^{-1}) = b_0$ , logo

$$H_1(q^{-1})\Delta u(t+1-1) = b_0\Delta u(t)$$

- ✓  $p/K=2$ : Tem-se que  $H_2(q^{-1}) = b_0 + 2b_0q^{-1}$ , logo

$$H_2(q^{-1})\Delta u(t+2-1) = b_0\Delta u(t+1) + 2b_0\Delta u(t)$$

- ✓  $p/K=3$ : Tem-se que  $H_3(q^{-1}) = b_0 + 2b_0q^{-1} + 3b_0q^{-2}$ , logo

$$H_3(q^{-1})\Delta u(t+3-1) = b_0\Delta u(t+2) + 2b_0\Delta u(t+1) + 3b_0\Delta u(t)$$

- ✓  $p/K=4$ : Tem-se que  $H_4(q^{-1}) = b_0 + 2b_0q^{-1} + 3b_0q^{-2} + 4b_0q^{-3}$ , logo

$$H_4(q^{-1})\Delta u(t+4-1) = b_0\Delta u(t+3) + 2b_0\Delta u(t+2) + 3b_0\Delta u(t+1) + 4b_0\Delta u(t)$$

Para  $K=N$ : Tem-se  $H_N(q^{-1}) = b_0 + 2b_0q^{-1} + \dots + Nb_0q^{-(N-1)}$

$$H_N(q^{-1})\Delta u(t+N-1) = Nb_0\Delta u(t) + (N-1)b_0\Delta u(t+1) + \dots + N_u b_0\Delta u(t+N_u-1)$$

Escrevendo na forma matricial, tem-se que

$$H_K(q^{-1})\Delta u(t+K-1) = \underbrace{\begin{bmatrix} b_0 & 0 & \dots & 0 \\ 2b_0 & b_0 & \dots & 0 \\ 3b_0 & 2b_0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Nb_0 & (N-1)b_0 & \dots & b_0 \end{bmatrix}}_G \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u(t) \\ \Delta u(t+1) \\ \Delta u(t+2) \\ \vdots \\ \Delta u(t+N_u-1) \end{bmatrix}}_{\Delta u}$$

Em que a matriz  $G$  e  $\Delta u$  tem ordem  $(N \times N_u)$  e  $(N_u \times 1)$ , respectivamente.

### ANEXO C

Este anexo demonstra o equacionamento matemático necessário para obter os parâmetros do controlador GPC na estrutura RST.

Seja o sinal de controle do GPC, definido na Eq. 5.40, dado por

$$\overline{\Delta u} = (\vec{G}^T \vec{G} + \lambda I)^{-1} \vec{G}^T (\vec{w} - \vec{f}) \quad \text{C.1}$$

Os resultados apresentados no ANEXO B mostram que a dimensão da matriz  $G$  depende do horizonte do sinal de controle. Escolhendo  $N_u = 1$ , tem-se que a matriz  $G$  é simplificada para

$$G^T = [b_0 \quad 2b_0 \quad 3b_0 \quad \dots \quad Nb_0] \quad \text{(C.2)}$$

Considerando na Eq. (C.1) que  $\lambda = 0$ , tem-se

$$\overline{\Delta u} = (\vec{G}^T \vec{G})^{-1} \vec{G}^T (\vec{w} - \vec{f}) \quad \text{(C.3)}$$

Em que,  $w$  é a referência e  $f$  é a resposta livre dada por

$$\vec{f} = \vec{f}_1 + \vec{f}_2 \quad \text{(C.4)}$$

Onde,

$$\vec{f}_1 = \vec{F}(q^{-1}) \frac{y(t)}{C(q^{-1})} \quad \text{(C.5)}$$

$$\vec{f}_2 = \vec{I}(q^{-1}) \frac{\Delta u(t-1)}{C(q^{-1})} \quad \text{(C.6)}$$

A obtenção dos polinômios  $\vec{F}(q^{-1})$  e  $\vec{I}(q^{-1})$  é visualizada no ANEXO A.

Para facilitar os cálculos, faça as seguintes considerações na Eq. (C.3):

$$K = (\vec{G}^T \vec{G})^{-1} \vec{G}^T \quad \text{(C.7)}$$

$$parc\_01 = K\vec{w} \quad \text{(C.8)}$$

$$parc\_02 = K\vec{f}_1 \quad \text{(C.9)}$$

$$parc\_03 = K\vec{f}_2 \quad \text{(C.10)}$$

Em que,

$$\Delta u(t) = Kw - Kf_1 - Kf_2 \quad (C.11)$$

Substituindo a Eq. (C.2) em (C.7), tem-se

$$G^T G = \begin{bmatrix} b_0 & 2b_0 & 3b_0 & \dots & Nb_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_0 \\ 2b_0 \\ 3b_0 \\ \vdots \\ Nb_0 \end{bmatrix} = b_0^2 + 2^2 b_0^2 + \dots + N^2 b_0^2 \quad (C.12)$$

$$G^T G = b_0^2 [1^2 + 2^2 + \dots + N^2] \quad (C.13)$$

$$K = (G^T G)^{-1} G^T = \frac{1}{b_0^2 [1^2 + 2^2 + \dots + N^2]} \begin{bmatrix} b_0 & 2b_0 & 3b_0 & \dots & Nb_0 \end{bmatrix} \quad (C.14)$$

$$K = \frac{1}{b_0^2 [1^2 + 2^2 + \dots + N^2]} \begin{bmatrix} b_0 & 2b_0 & 3b_0 & \dots & Nb_0 \end{bmatrix} \quad (C.15)$$

$$K = \frac{1}{b_0 [1^2 + 2^2 + \dots + N^2]} \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 & \dots & N \end{bmatrix} \quad (C.16)$$

$$K = \frac{1}{b_0 \sum i^2} \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 & \dots & N \end{bmatrix} \quad (C.17)$$

Substituindo a Eq. (C.17) em (C.8), tem-se

$$parc_{01} = \frac{1}{b_0 \sum i^2} \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 & \dots & N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r(t) \\ \vdots \\ r(t) \end{bmatrix} = \frac{r(t) \sum i}{b_0 \sum i^2} \quad (C.18)$$

Considerando,

$$\frac{\sum i^2 - \sum i}{\sum i^2} = 1 - \frac{\sum i}{\sum i^2} = \alpha \therefore \quad (C.19)$$

$$\frac{\sum i}{\sum i^2} = 1 - \alpha \quad (\text{C.20})$$

Reescreve-se a Eq. (C.18), como sendo

$$parc\_01 = \frac{(1 - \alpha)}{b_0} r(t) \quad (\text{C.21})$$

Substituindo as Eq. (C.5) e (C.17) em (C.9), tem-se

$$parc\_02 = \frac{1}{b_0 \sum i^2} [1 \ 2 \ 3 \ \dots \ N] F(q^{-1}) \frac{y(t)}{C(q^{-1})} \quad (\text{C.22})$$

Em que o polinômio  $F(q^{-1})$  é demonstrado no ANEXO A, como sendo

$$F(q^{-1}) = \begin{bmatrix} (c_1 + 2) - (1 - c_2)q^{-1} \\ (2c_1 + c_2 + 3) - (c_1 + 2)q^{-1} \\ (3c_1 + 2c_2 + 4) - (2c_1 + c_2 + 3)q^{-1} \\ (4c_1 + 3c_2 + 5) - (3c_1 + 2c_2 + 4)q^{-1} \\ \vdots \\ Kc_1 + (K - 1)c_2 + (K + 1) - [(K - 1)c_1 + (K - 2)c_2 + K]q^{-1} \end{bmatrix} \quad (\text{C.23})$$

Multiplicando o vetor  $[1 \ 2 \ 3 \ \dots \ N]$  por  $F(q^{-1})$ , encontram-se os seguintes termos para cada índice

$$A = 2.1 + 3.2 + \dots + (N + 1)N \rightarrow A = \sum i^2 + \sum i \quad (\text{C.24})$$

$$B = 1.1.c_1 + 2.2.c_1 + \dots + N.N.c_1 \rightarrow B = c_1 \sum i^2 \quad (\text{C.25})$$

$$C = 1.0 + 2.1 + \dots + N(N - 1)c_2 \rightarrow C = (\sum i^2 - \sum i).c_2 \quad (\text{C.26})$$

$$D = [N^2 + (N^2 - N)c_1 + (N^2 - 2N)c_2] h^{-1} \therefore$$

$$D = [\sum i^2 + (\sum i^2 - \sum i)c_1 + (\sum i^2 - 2\sum i)c_2] h^{-1} \quad (\text{C.27})$$

Dividindo todos os termos das Eq. (C.24) a (C.27) por  $\sum i^2$  e utilizando a Eq. (C.19), tem-se

$$A = 2 - \alpha \quad (\text{C.28})$$



$$B = c_1 \quad (C.29)$$

$$C = \alpha c_2 \quad (C.30)$$

$$D = [1 + \alpha c_1 + (2\alpha - 1)c_2]q^{-1} \quad (C.31)$$

Somando as Eq. (C.28) a (C.29) e substituindo em (C.22), encontra-se

$$parc\_02 = \frac{1}{b_0} [2 - \alpha + c_1 + \alpha c_2 - (1 + \alpha c_1 + (2\alpha - 1)c_2)q^{-1}] \frac{y(t)}{C(q^{-1})} \quad (C.32)$$

Substituindo as Eq. (C.6) e (C.17) em (C.10), tem-se

$$parc\_03 = \frac{1}{b_0 \sum i^2} [1 \ 2 \ 3 \ \dots \ N] \vec{I}(q^{-1}) \frac{\Delta u(t-1)}{C(q^{-1})} \quad (C.33)$$

Em que o polinômio  $I(q^{-1})$  é demonstrado no ANEXO A, como sendo

$$I(q^{-1}) = -b_0 \begin{bmatrix} c_1 + c_2 q^{-1} \\ 2c_1 + c_2 + 2c_2 q^{-1} \\ 3c_1 + 2c_2 + 3c_2 q^{-1} \\ 4c_1 + 3c_2 + 4c_2 q^{-1} \\ \vdots \\ Kc_1 + (K-1)c_2 + Kc_2 q^{-1} \end{bmatrix} \quad (C.34)$$

Substituindo (C.34) em (C.33), encontra-se

$$parc\_03 = \frac{-1}{\sum i^2} [1 \ 2 \ 3 \ \dots \ N] \begin{bmatrix} c_1 + c_2 q^{-1} \\ 2c_1 + c_2 + 2c_2 q^{-1} \\ 3c_1 + 2c_2 + 3c_2 q^{-1} \\ 4c_1 + 3c_2 + 4c_2 q^{-1} \\ \vdots \\ Kc_1 + (K-1)c_2 + Kc_2 q^{-1} \end{bmatrix} \frac{\Delta u(t-1)}{C(q^{-1})} \quad (C.35)$$

Multiplicando o vetor  $[1 \ 2 \ 3 \ \dots \ N]$  por  $I(q^{-1})$ , encontram-se os seguintes termos para cada índice

$$A = 1.1.c_1 + 2.2.c_1 + \dots + N.N.c_1 \rightarrow A = c_1 \sum i^2 \quad (C.36)$$

$$B = 1.0 + 2.1.c_2 + 3.2.c_2 + \dots + N.(N-1).c_2 \rightarrow B = c_2 (\sum i^2 - \sum i) \quad (C.37)$$

$$C = 1.1.c_2.q^{-1} + 2.2.c_2.q^{-1} + \dots + N.N.c_2.q^{-1} \rightarrow C = c_2 q^{-1} \sum i^2 \quad (C.38)$$

Somando e dividindo todos os termos das Eq. (C.36) a (C.38) por  $\sum i^2$  e utilizando a Eq. (C.19), tem-se

$$parc\_03 = -1 \left[ c_1 + \alpha c_2 + c_2 q^{-1} \right] \frac{\Delta u(t) q^{-1}}{C(q^{-1})} \quad (C.39)$$

$$parc\_03 = -1 \left[ c_1 q^{-1} + c_2 q^{-2} + \alpha c_2 q^{-1} \right] \frac{\Delta u(t)}{C(q^{-1})} \quad (C.40)$$

Como o polinômio  $C(q^{-1}) = 1 + c_1 q^{-1} + c_2 q^{-2}$ , tem-se que

$$c_1 q^{-1} + c_2 q^{-2} = C(q^{-1}) - 1 \quad (C.41)$$

Substituindo a Eq. (C.41) em (C.40), encontra-se

$$parc\_03 = \left[ 1 - \alpha c_2 q^{-1} - C(q^{-1}) \right] \frac{\Delta u(t)}{C(q^{-1})} \quad (C.42)$$

Substituindo as Eq. (C.21), (C.32) e (C.42) em (C.11), tem-se

$$\begin{aligned} \Delta u(t) = & \frac{(1-\alpha)}{b_0} r(t) - \frac{1}{b_0} \left[ 2 - \alpha + c_1 + \alpha c_2 - (1 + \alpha c_1 + (2\alpha - 1)c_2) q^{-1} \right] \frac{y(t)}{C(q^{-1})} - \\ & - \left[ 1 - \alpha c_2 q^{-1} - C(q^{-1}) \right] \frac{\Delta u(t)}{C(q^{-1})} \end{aligned} \quad (C.43)$$

Isolando  $\Delta u(t)$  e eliminando  $C(q^{-1})$  do denominador na Eq. (C.43), tem-se

$$(1 - \alpha c_2 q^{-1}) \Delta u(t) = \frac{(1-\alpha)C(q^{-1})}{b_0} r(t) - \frac{1}{b_0} \left[ 2 - \alpha + c_1 + \alpha c_2 - (1 + \alpha c_1 + (2\alpha - 1)c_2) q^{-1} \right] y(t) \quad (C.44)$$

$$u(t) = \frac{1}{\Delta(1 - \alpha c_2 q^{-1})} \left[ \frac{(1-\alpha)C(q^{-1})}{b_0} r(t) - \frac{(2-\alpha) + c_1 + \alpha c_2 - (1 + \alpha c_1 + (2\alpha - 1)c_2) q^{-1}}{b_0} y(t) \right] \quad (C.45)$$

Finalmente, seja o sinal de controle na estrutura RST, definido na Eq. 5.43, dado por

$$u(t) = \frac{1}{\Delta R(q^{-1})} \left[ T(q^{-1}) w(t) - S(q^{-1}) y(t) \right] \quad (C.46)$$

Comparando as Eq. (C.45) e (C.46), encontram-se os polinômios da estrutura RST com base na lei do controlador GPC, como sendo

$$R(q^{-1}) = 1 - \alpha c_2 q^{-1} \quad (\text{C.47})$$

$$S(q^{-1}) = \frac{2 - \alpha + c_1 + \alpha c_2 - [1 + \alpha c_1 + (2\alpha - 1)c_2] q^{-1}}{b_0} \quad (\text{C.48})$$

$$T(q^{-1}) = \frac{(1 - \alpha)C(q^{-1})}{b_0} \quad (\text{C.49})$$

**APÊNDICE A – PARÂMETROS DFIG**

<b>Parâmetros do DFIG</b>	
<b>Potência</b>	3,7 kW
<b>Ligação do Estator</b>	$\Delta$
<b>Ligação do Rotor</b>	Y
<b>Frequência da Rede</b>	60 Hz
<b>Número de Pólos</b>	4
<b>Relação de Transformação (<math>a = N_s / N_r</math>)</b>	2
<b>Resistência do Estator (<math>R_s</math>)</b>	0,84 $\Omega$
<b>Resistência do Rotor (<math>R_r</math>)</b>	0,49 $\Omega$
<b>Resistência do Rotor (<math>R_{r'} = R_r / a^2</math>)</b>	1,96 $\Omega$
<b>Indutância do Estator (<math>L_s</math>)</b>	617 mH
<b>Indutância do Rotor (<math>L_{r'}</math>)</b>	617 mH
<b>Indutância Mútua (<math>L_m</math>)</b>	544,3 mH
<b>Velocidade Síncrona</b>	1800 RPM

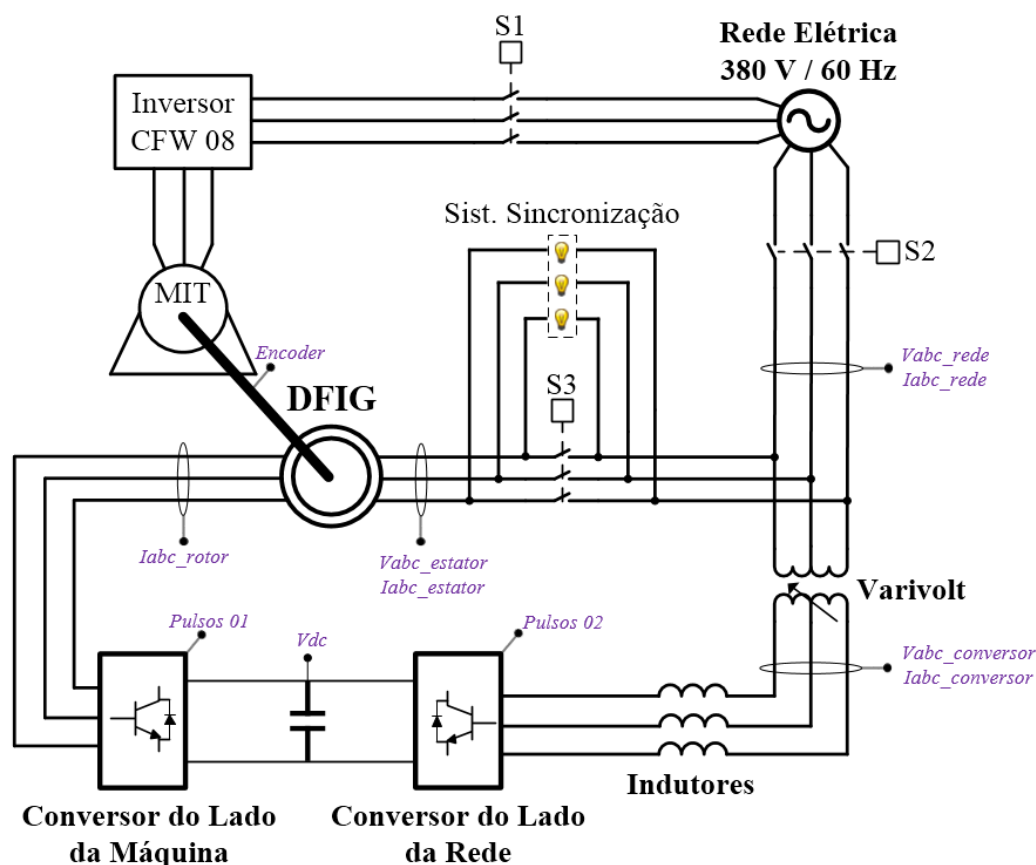
## APÊNDICE B – BANCADA EXPERIMENTAL

Este APÊNDICE B descreve os principais elementos e dispositivos utilizados na bancada de ensaios montada no Laboratório de Automação e Robótica – LAR do Departamento de Engenharia Elétrica – DEE da Universidade Federal do Ceara – UFC que emula um sistema de geração eólica baseado em DFIG de grande porte. São descritos o sistema de aquisição de dados baseados em DSP's, o acionamento do DFIG, as placas de sensores e condicionadoras de sinal. Outros elementos fazem parte da bancada e serão descritos quando necessários, são eles: fontes de alimentação, banco de resistores, osciloscópio, lâmpadas, disjuntores etc.

### Diagrama Elétrico e de Acionamento do DFIG

A Figura B.1 apresenta o diagrama elétrico e de acionamento do sistema eólico baseado em DFIG.

Figura B.1 – Diagrama elétrico e de acionamento do sist. eólico

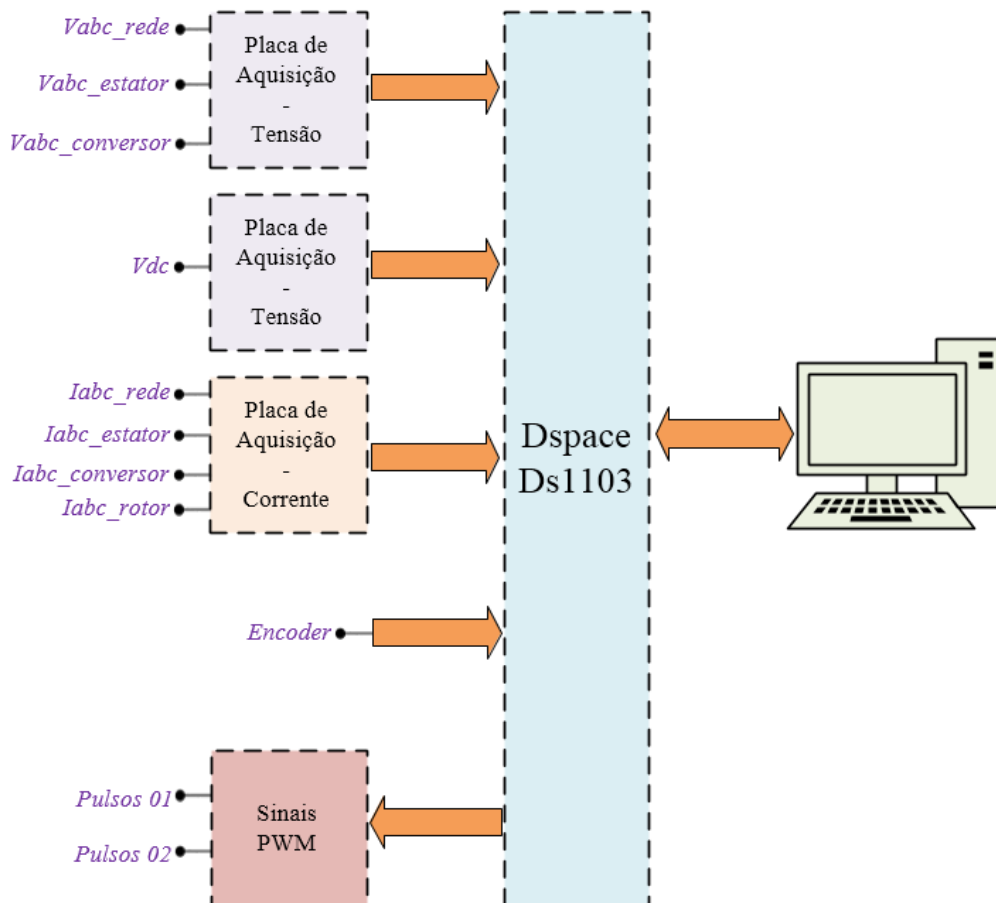


FONTE: Elaborado pelo autor.

Na partida do sistema, fecham-se os contatos das chaves  $S1$  e  $S2$  para energização do inversor WEG CFW 08 e do varivolt (transformador trifásico variável), respectivamente. O inversor WEG fica aguardando receber o comando de referência de velocidade e através do varivolt é possível limitar a corrente de carga nos capacitores do barramento CC. Uma vez que o gerador esteja operando na velocidade subsíncrona, em torno de 20 a 30 % da velocidade síncrona, os conversores de potência são acionados para gerar tensão nos terminais do estator e sincronização com a rede elétrica, e manter estável a tensão do barramento CC em torno de 120 volts. Então, a chave  $S3$  pode ser fechada, conectando o gerador DFIG diretamente na rede.

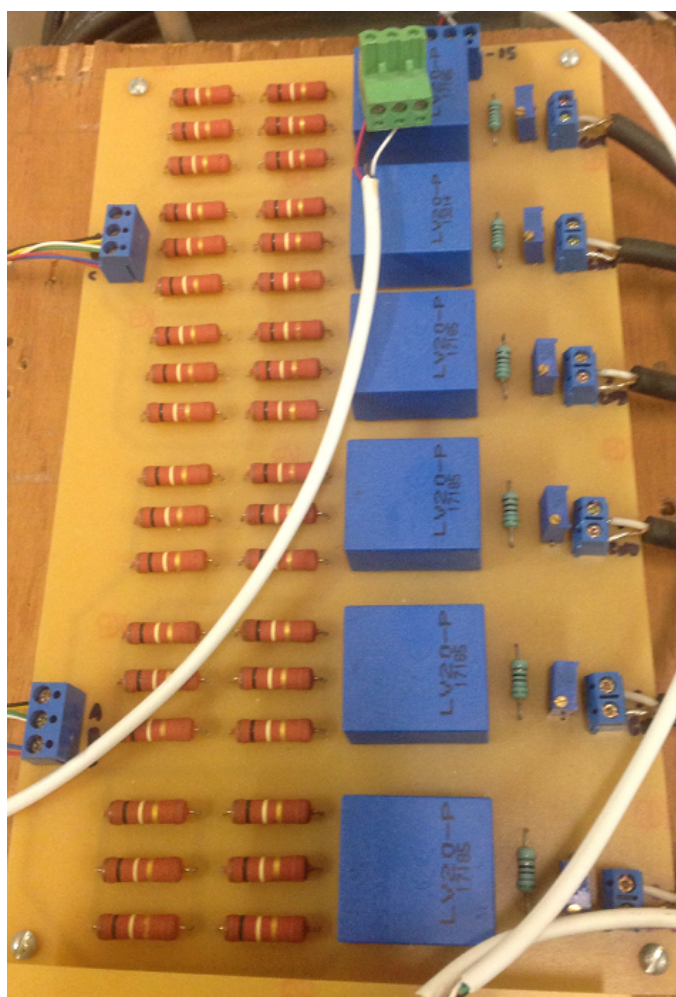
Para que o sistema apresentado na Figura B.1 seja controlável, é preciso efetuar a leitura e controle de várias variáveis envolvidas na dinâmica deste sistema. Portanto, são utilizados sensores de tensão, corrente elétrica e posição para fornecer informação ao *hardware* de controle ilustrado na Figura B.2.

Figura B.2 – Hardware de aquisição e controle do sist. eólico



As tensões na rede, no estator, na entrada do conversor ligado a rede e no barramento CC são medidas através de sensores de tensão do tipo LV 25-P da marca LEM que oferecem isolamento entre o circuito primário de potência e o secundário de sinal, além de fornecerem sinal de tensão na saída em  $\pm 10V$ . A Figura B.3 apresenta a placa de leitura de tensão elétrica.

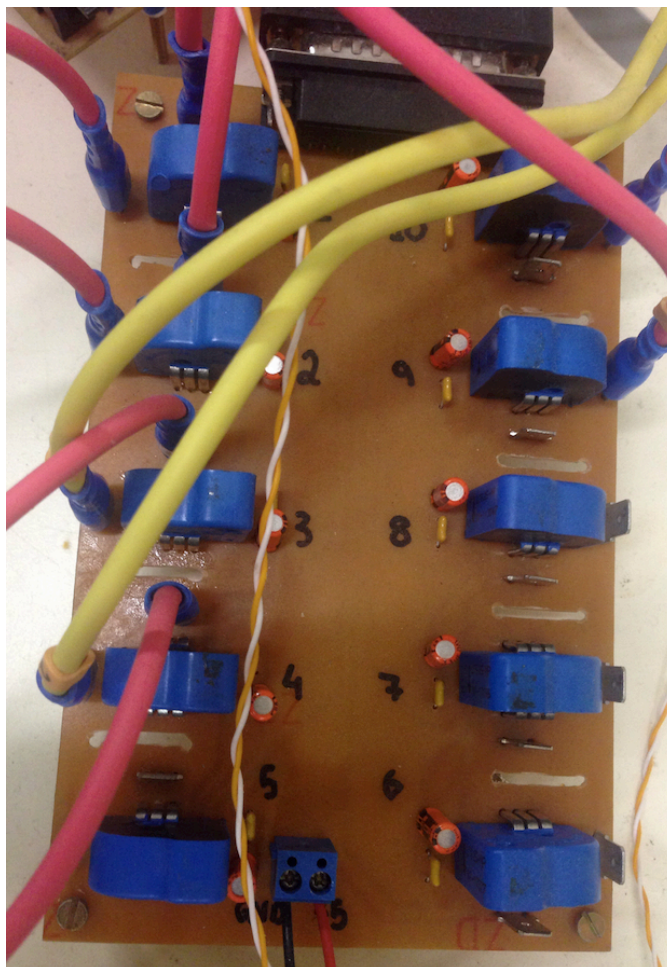
Figura B.3 – Placa de sensores de tensão



FONTE: Elaborado pelo autor.

Sensores de Efeito Hall do tipo LTS 25-NP são usados na aquisição das correntes na rede elétrica, estator, entrada do conversor ligado a rede e no circuito rotórico, gerando sinais de tensão na saída de 0 a 5V. Os sinais de tensão e corrente são inseridos diretamente no conversor A/D de 16-bits do sistema de aquisição de dados DSPACE. A Figura B.4 apresenta a placa de leitura de corrente elétrica.

Figura B.4 – Placa de sensores de corrente



FONTE: Elaborado pelo autor.

A aquisição da posição do rotor é realizada através de um sensor do tipo *encoder* IFM RV-0500-I05/L2. Este dispositivo fornece 500 pulsos por volta e sinal digital de 0 a 5V enviados diretamente a placa DSPACE. A Figura B.5 apresenta o *encoder* acoplado ao eixo do gerador DFIG.

A placa DSPACE gera 6 sinais PWM's que são enviados a uma placa condicionadora de sinal que cria outros 6 sinais complementares. Estes sinais são utilizados para acionar os conversores do lado da máquina e da rede elétrica. Além disso, esta placa recebe um sinal de *enable* originado na DSPACE que em caso de falha, desativa os conversores abrindo todas as chaves de potência. A Figura B.6 apresenta a placa condicionadora de sinal PWM.

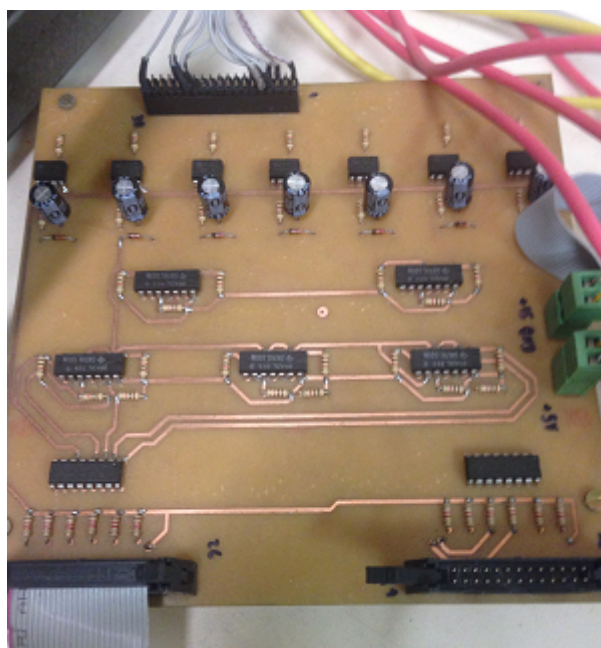


Figura B.5 – Encoder



FONTE: Elaborado pelo autor.

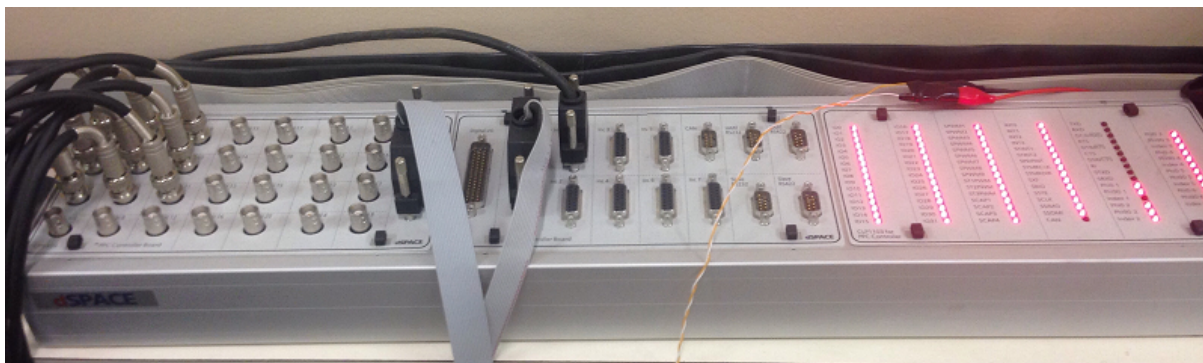
Figura B.6 – Placa condicionadora PWM



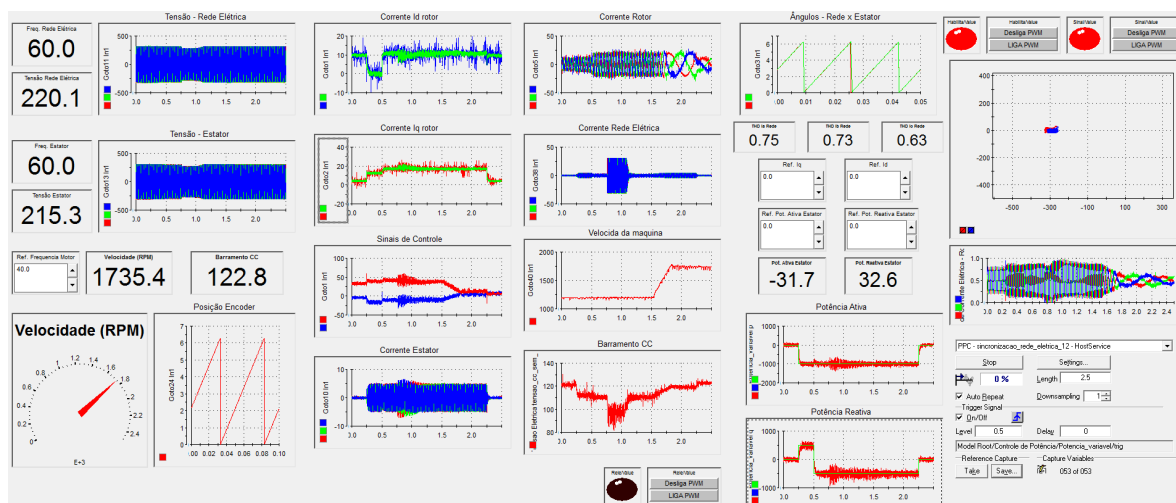
FONTE: Elaborado pelo autor.

Finalmente, a Figura B.7 apresenta o painel de conectores do sistema de aquisição de dados baseado em DSPACE DS-1103. Este sistema utiliza o *software Control Desk 3.7* como ambiente supervisor, de monitoramento e controle de todas as variáveis utilizadas. A Figura B.8 mostra um exemplo de *layout* desenvolvido neste *software*.

Figura B.7 – Placa de conectores do Sistema DSPACE



FONTE: Elaborado pelo autor.

Figura B.8 – Exemplo de tela desenvolvida no *Control Desk 3.7*

FONTE: Elaborado pelo autor.

A comunicação entre o sistema DSPACE, placas de sinais, conversores de potência e software *Control Desk* é realizada através do software *Simulink*. Os **APÊNDICES C e D** apresentam o arquivo de *m-file* do Matlab de inicialização dos parâmetros do controlador GPCAW e os principais blocos desenvolvidos em ambiente *Simulink*, respectivamente.

## APÊNDICE C – ARQUIVO MATLAB DE INICIALIZAÇÃO

Este APÊNDICE C apresenta o arquivo *M-FILE* do Matlab para inicialização dos coeficientes dos polinômios do controlador GPCAW.

```

% Controlador GPC - Antiwindup
% Autor: Samuel Dias

clear all;
clc;

%Planta Discreta - DFIG
num = 0.0384;
den = [1 -0.9415];

Ts = 0.00025;
fun = tf(num,den,Ts)
func = d2c(fun)
b0 = num;

%Calcula Filtro
polo = 0.92; %Limite inferior 0.4, Limite superior <1
ang = 0;

sigma = abs(log(polo))
real = -sigma;
imag = sqrt(-1) * tan(ang*pi/180)*sigma;
s1 = real + imag;
s2 = conj(s1);
C = conv ([1 -exp(s1)], [1 -exp(s2)]);
c1 = C(2);
c2 = C(3);

%Horizonte de Predição Contínuo
n = 13;
alfa = 1-(sum(1:n))/(((1:n)*(1:n)'));

%Estrutura RST
R = [1 -alfa*c2]
DR = conv([R], [1 -1])
S = [2-alfa+c1+alfa*c2 -1-alfa*c1-(2*alfa-1)*c2]/[b0]
T = [(1-alfa)*C]/[b0]
Q = [0 -1.7524 0.7524]

%GPC - Antiwindup
kr = (1-alfa)/b0
ns = [0 -1-c1-alfa*c2 (alfa-1)*c2]
nt = [2-alfa+c1+alfa*c2 -1-alfa*c1-(2*alfa-1)*c2]

```

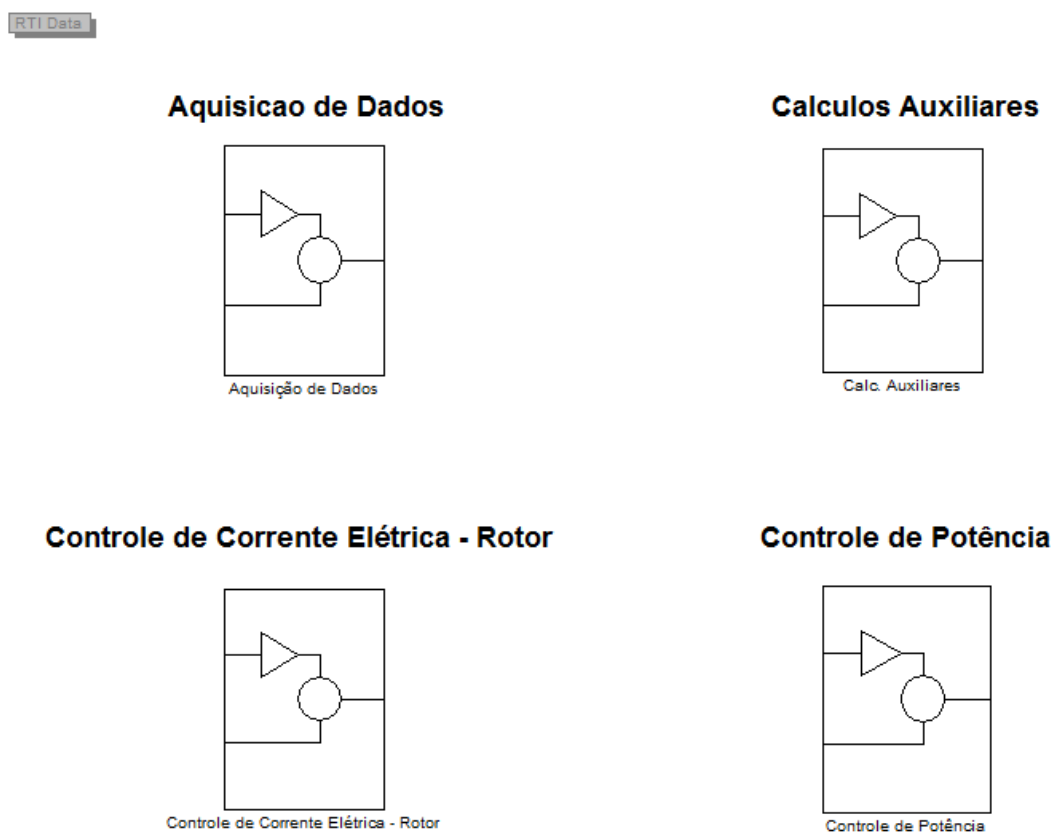
## **APÊNDICE D – ARQUIVOS SIMULINK**

Este APÊNDICE D apresenta os principais blocos desenvolvidos ao longo deste trabalho para aquisição e envio de dados, e controle do sistema.

### **Tela Inicial:**

Esta tela inicial, descrita na Figura D.1, é dividida em quatro grupos, sendo um relativo à Aquisição de Dados, outro relacionado com os Cálculos Auxiliares, um relativo ao Controle da Malha de Corrente Elétrica do Rotor e o último relativo ao Controle da Malha de Potências. O conteúdo de cada grupo será descrito a seguir.

Figura D.1 – Tela inicial

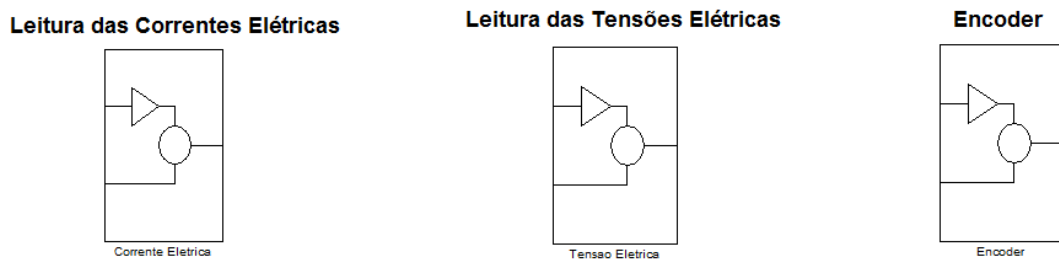


FONTE: Elaborado pelo autor.

## 1. Aquisição de Dados:

Este bloco de aquisição de dados serve para receber e manipular os dados originados das placas de aquisição e sensores descritos no APÊNDICE B. A Figura D.2 mostra que este bloco está subdividido em outros três blocos: Leitura de corrente elétrica, tensão elétrica e sinais do *encoder*.

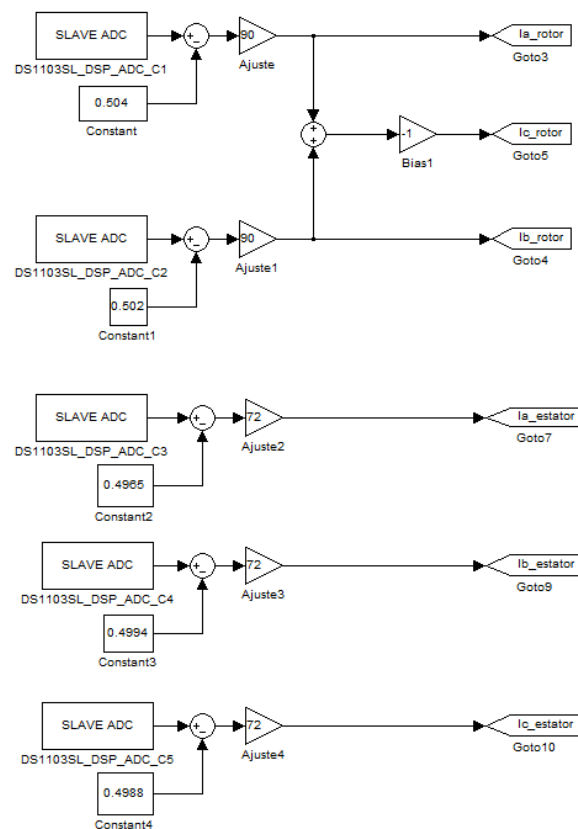
Figura D.2 – Aquisição de dados



FONTE: Elaborado pelo autor.

### 1.1 Correntes Elétricas:

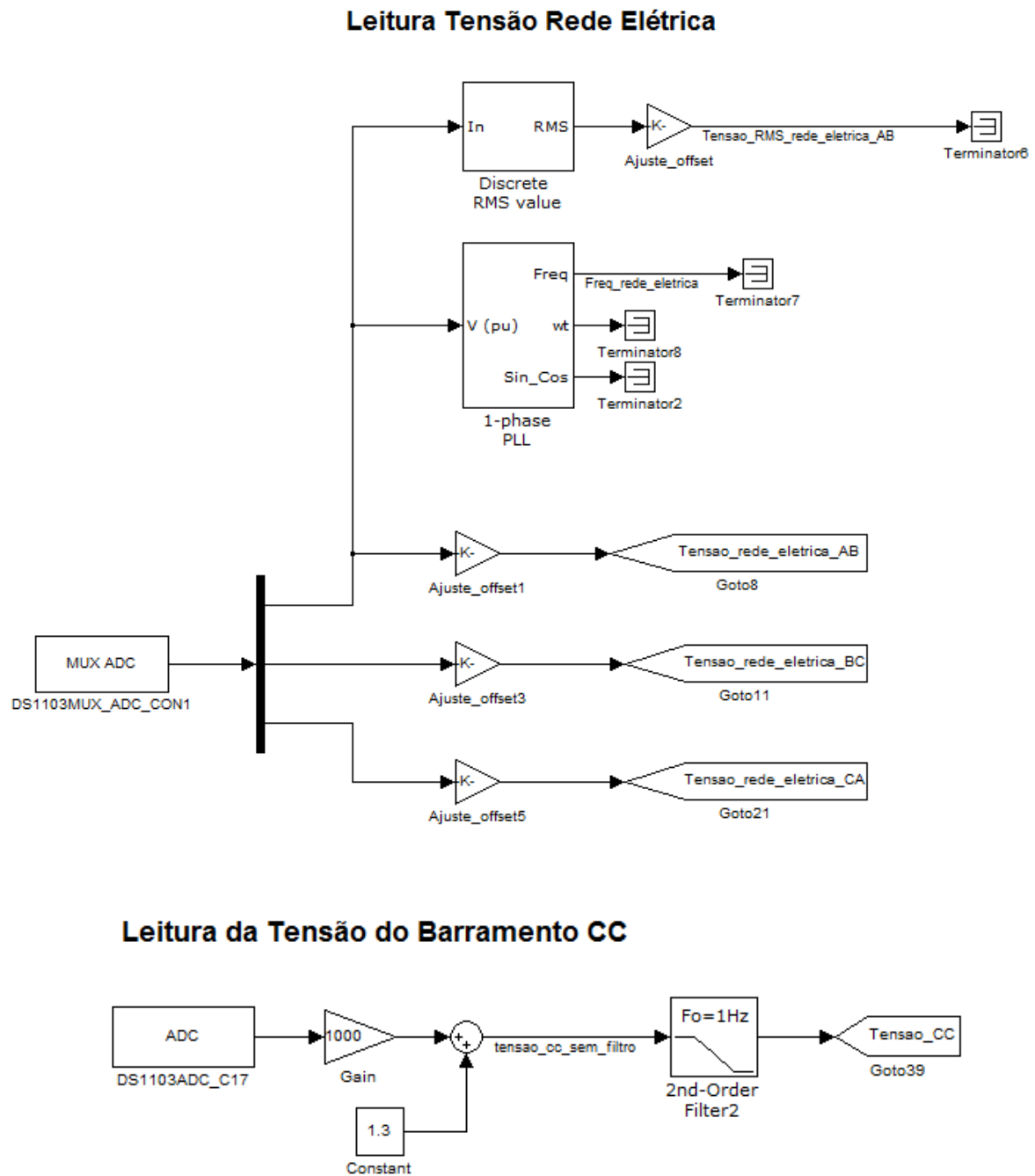
Figura D.3 – Exemplo de aquisição da corrente elétrica



FONTE: Elaborado pelo autor.

## 1.2 Tensões Elétricas:

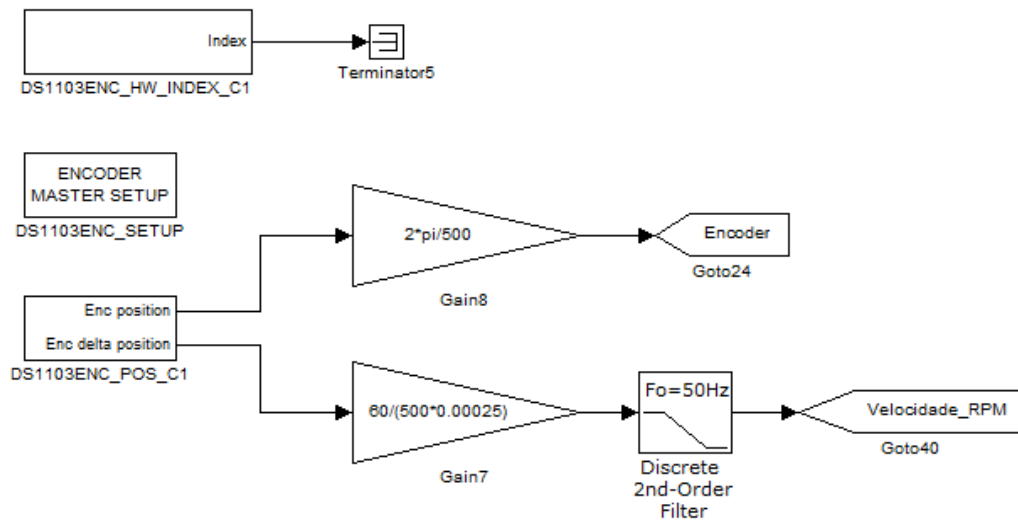
Figura D.4 – Exemplos de aquisição da tensão elétrica



FONTE: Elaborado pelo autor.

### 1.3 Encoder:

Figura D.5 – Encoder

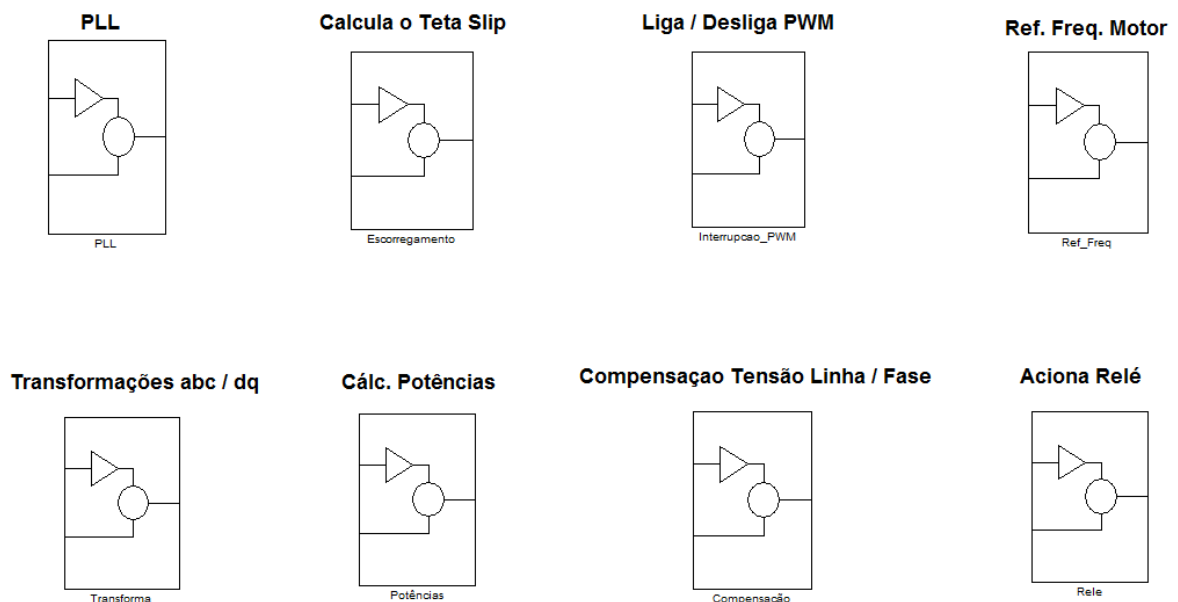


FONTE: Elaborado pelo autor.

## 2. Cálculos Auxiliares:

Neste grupo estão localizados todos os cálculos auxiliares necessários ao pleno funcionamento da bancada do DFIG, desde a aquisição do ângulo da rede ao disparo do relé de acionamento do motor de indução para gerar afundamento de tensão.

Figura D.6 – Cálculos auxiliares

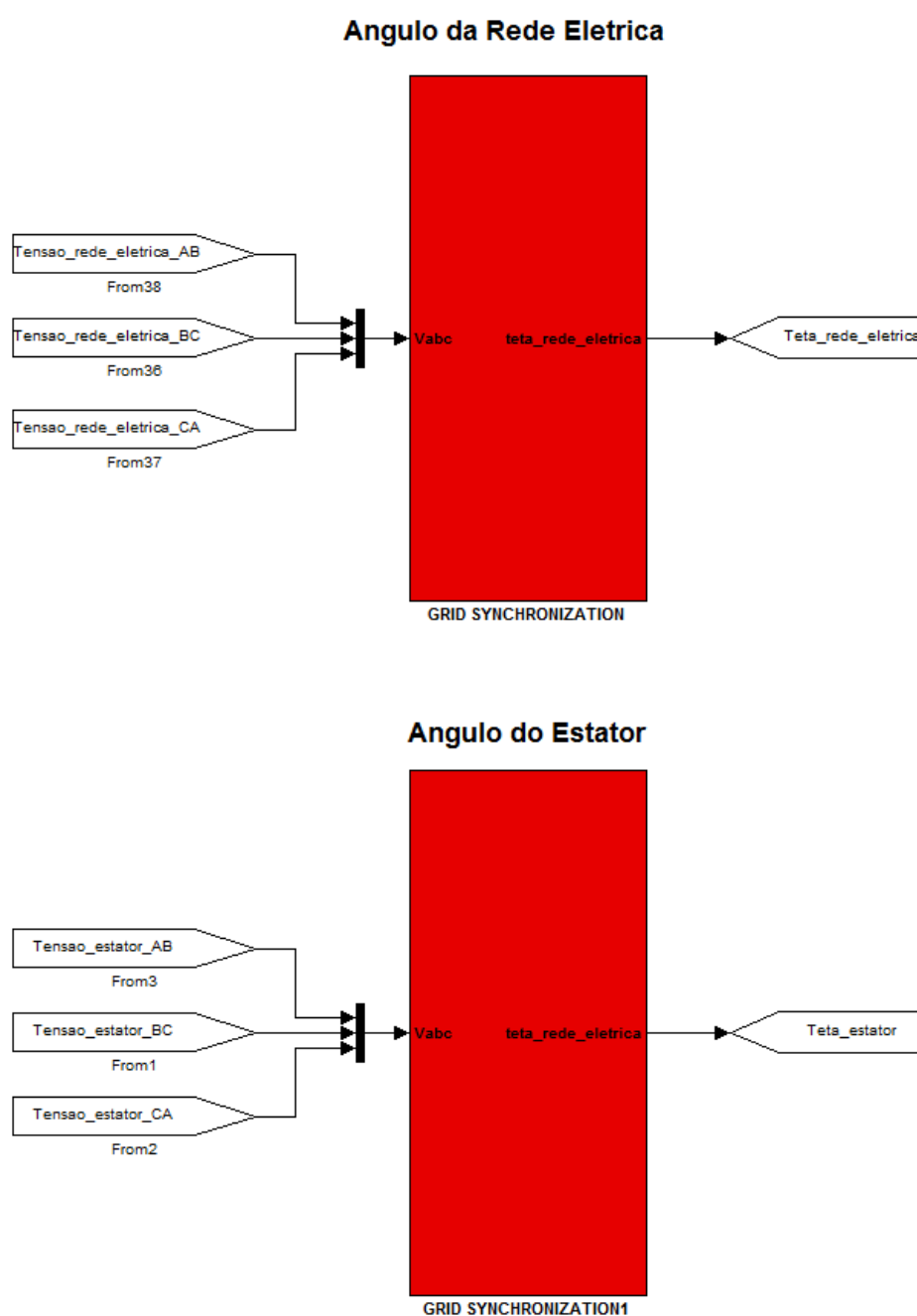


FONTE: Elaborado pelo autor.

## 2.1: Rastreamento de Ângulo (*Phase Locked Loop – PLL*):

O circuito *Phase Locked Loop (PLL)* utilizado neste trabalho é um *Secondary Order Generalized Integrator (SOGI)* baseado em um filtro de segunda ordem em que um sistema de referência síncrono convencional é aplicado sobre a estimativa da sequência positiva do vetor tensão, com o objetivo de torná-lo um sistema de sincronização adaptativo, em frequência (LIMA, 2009).

Figura D.7 – Rastreamento de ângulo

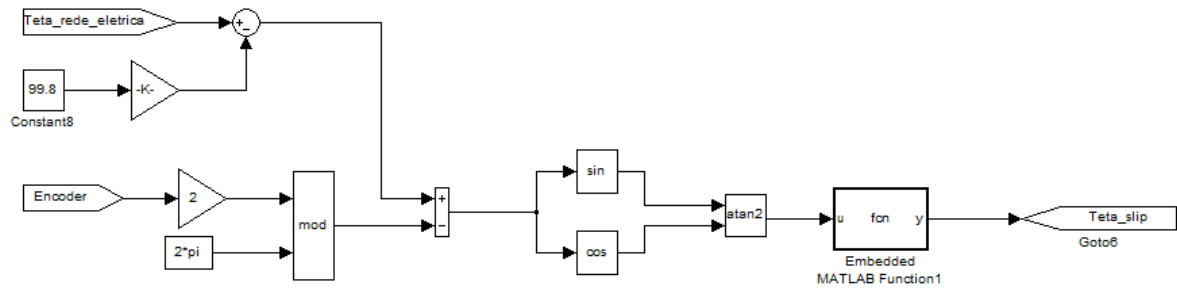




## 2.2 Teta Slip:

O ângulo de escorregamento, também chamado de *teta slip*, é fundamental ao funcionamento do sistema, pois é através deste ângulo que é possível a injeção de corrente elétrica no rotor da máquina.

Figura D.8 – Ângulo de escorregamento

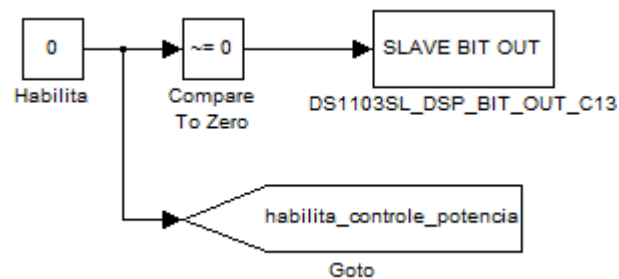


FONTE: Elaborado pelo autor.

## 2.3 Liga / Desliga Sinais PWM's:

É o bloco utilizado para habilitar / desabilitar o chaveamento das chaves nos conversores de potência.

Figura D.9 – Liga / desliga chaveamento nos inversores de potência

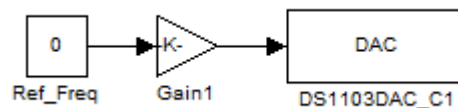


FONTE: Elaborado pelo autor.

## 2.4 Frequência do Rotor da Máquina:

Impõe a frequência de rotação no motor de indução que aciona o gerador DFIG. Através desta variável o usuário tem total controle do modo de operação do gerador: subsíncrono, síncrono e supersíncrono.

Figura D.10 – Referência da frequência de rotação do rotor da máquina

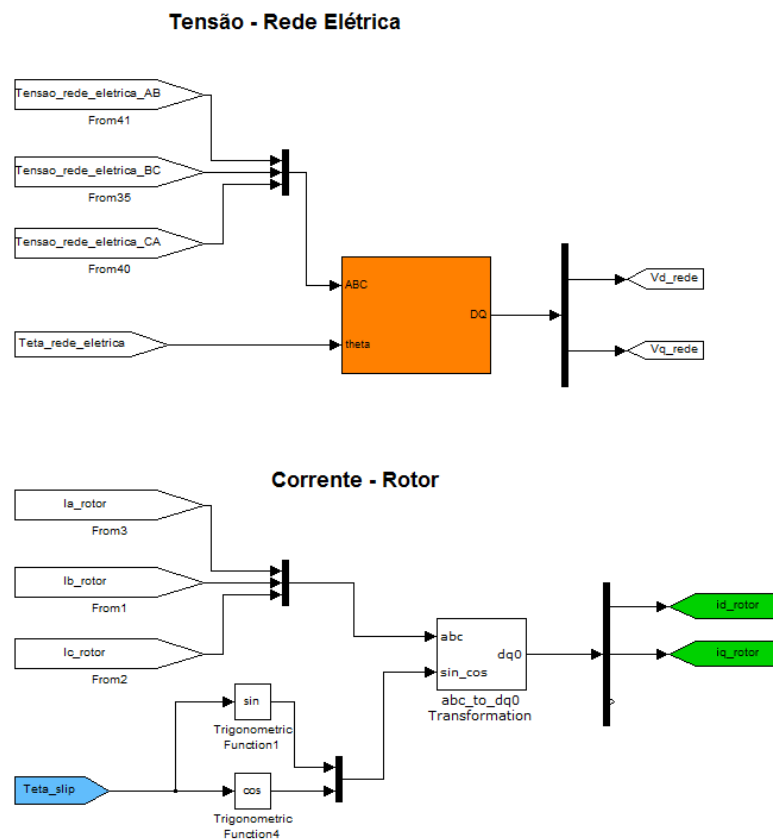


FONTE: Elaborado pelo autor.

## 2.5 Transformadas $abc / dq$ :

A vantagem da transformada de Park consiste em transformar variáveis que oscilam no tempo para valores constantes a partir de ângulos.

Figura D.11 – Exemplos de transformadas  $abc / dq$

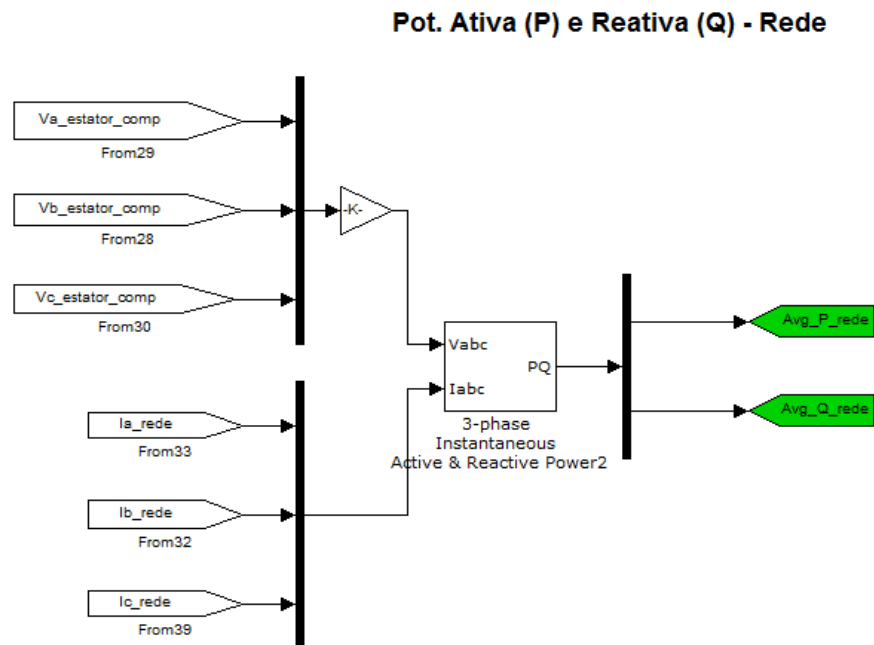


FONTE: Elaborado pelo autor.

## 2.6 Cálculo das Potências:

Este bloco calcula as potências ativa e reativa instantâneas com base nas medições de tensão e corrente elétrica.

Figura D.12 – Cálculo das potências ativa e reativa

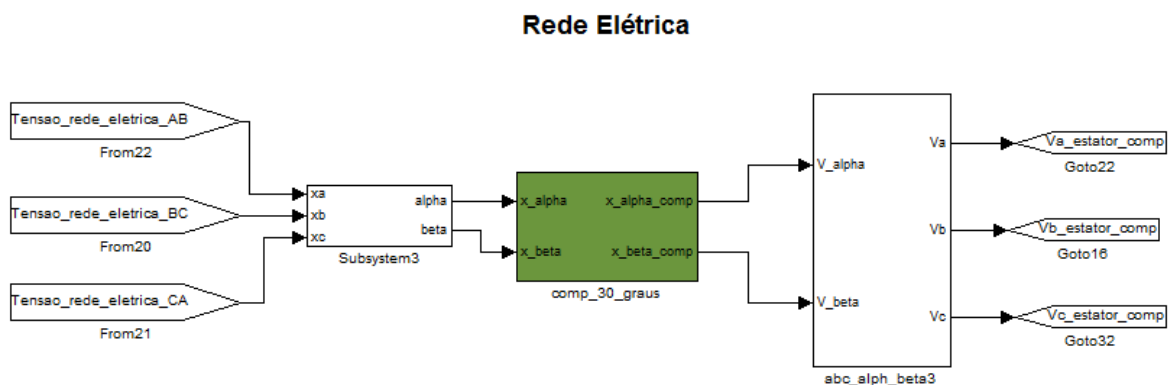


FONTE: Elaborado pelo autor.

## 2.7 Compensação da Tensão Linha / Fase:

Esta compensação das tensões da rede medidas é necessária uma vez que o estator do gerador apresenta ligação em delta ou triângulo e as tensões medidas na rede elétrica são tensões de linha.

Figura D.13 – Compensação estrela / triângulo

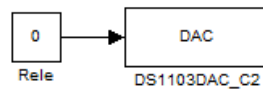


FONTE: Elaborado pelo autor.

## 2.8 Aciona Relé:

Este bloco é utilizado para acionar uma contactora trifásica através do sinal enviado por um relé.

Figura D.14 – Aciona relé

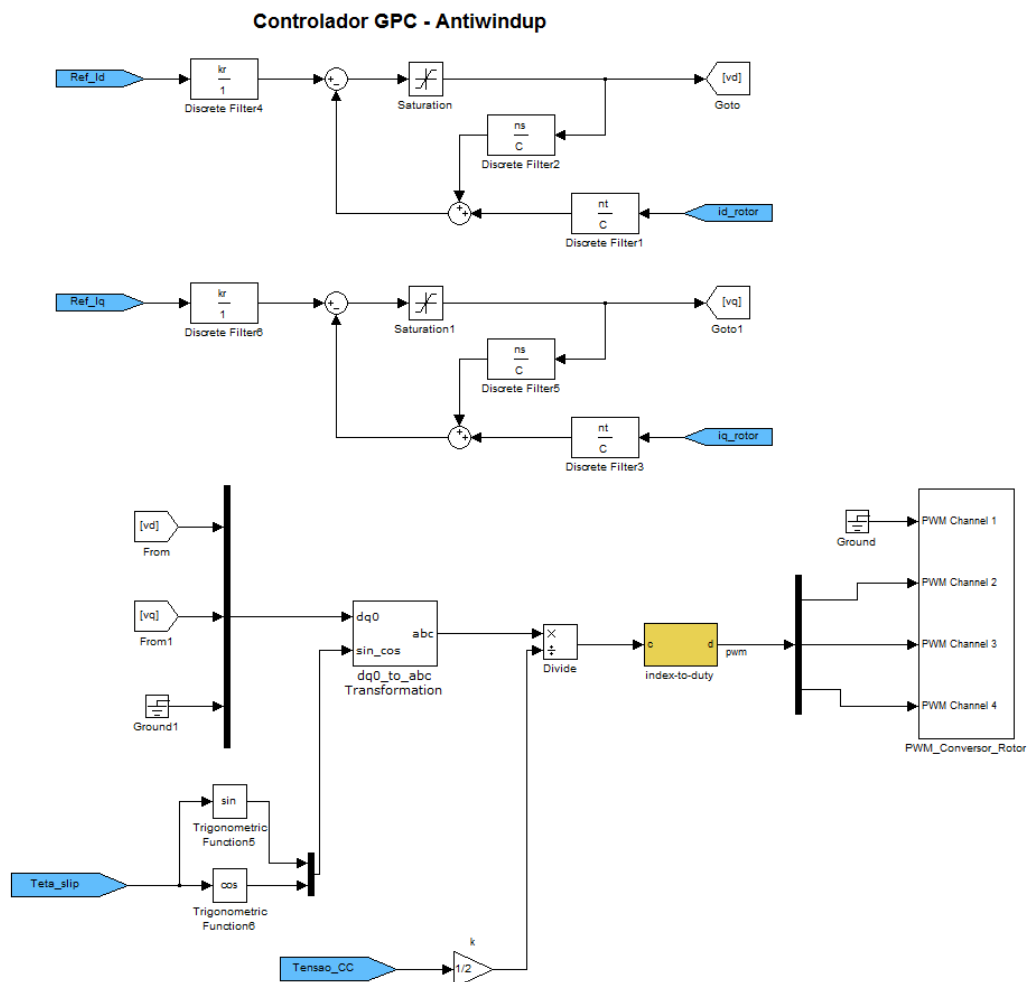


FONTE: Elaborado pelo autor.

## 3. Malha de Controle de Corrente Elétrica do Rotor:

Este bloco apresenta a malha de controle de corrente utilizando Controlador Preditivo Generalizado com *Anti-Windup*.

Figura D.15 – Malha de controle de corrente com GPCAW

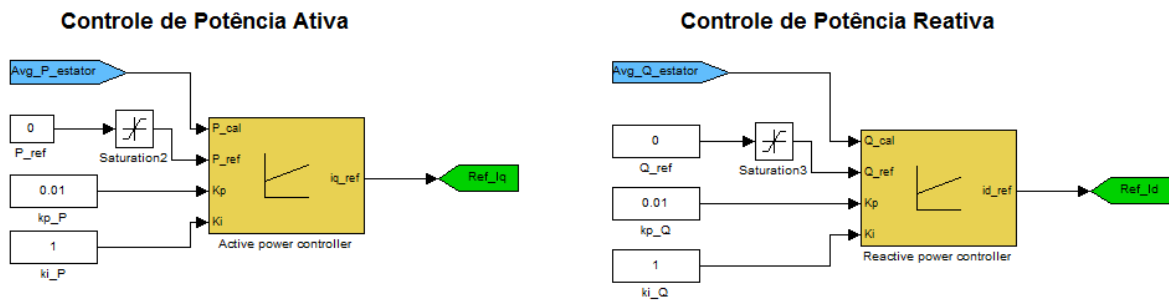


FONTE: Elaborado pelo autor.

#### 4. Malha de Controle de Potências:

Este bloco apresenta a malha de controle das potências ativa e reativa utilizando controlador PI tradicional.

Figura D.16 – Malha de controle de potências



FONTE: Elaborado pelo autor.