



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

ANDRESA KELLY RIBEIRO SOMBRA

**CONTROLE DE VELOCIDADE DE UM MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO PARA
EMULAÇÃO DE UMA TURBINA EÓLICA**

**FORTALEZA
2017**

ANDRESA KELLY RIBEIRO SOMBRA

CONTROLE DE VELOCIDADE DE UM MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO PARA
EMULAÇÃO DE UMA TURBINA EÓLICA

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica
do Centro de Tecnologia da Universidade
Federal do Ceará, como requisito parcial à
obtenção do grau bacharel em Engenharia
Elétrica.

Orientador: Prof. Ph.D. Ruth Pastôra Saraiva
Leão.

Coorientador: Prof. Dr. Domenico Sgrò.

Fortaleza

2017

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)

S676c Sombra, Andresa Kelly Ribeiro.

Controle de velocidade de um motor de indução trifásico para emulação de uma turbina eólica / Andresa Kelly Ribeiro Sombra. – 2017.

99 f. : il. color.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Curso de Arquitetura e Urbanismo, Fortaleza, 2017.

Orientação: Profa. Dra. Ruth Pastôra Saraiva Leão.

Coorientação: Prof. Dr. Domenico Sgrò.

1. Máquinas Elétricas. 2. Energia Eólica. 3. Controle Vetorial de Velocidade. I. Título.

CDD 720

ANDRESA KELLY RIBEIRO SOMBRA

CONTROLE DE VELOCIDADE DE UM MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO PARA
EMULAÇÃO DE UMA TURBINA EÓLICA

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica
do Centro de Tecnologia da Universidade
Federal do Ceará, como requisito parcial à
obtenção do grau bacharel em Engenharia
Elétrica.

Aprovada em: ____ / ____ / ____.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Ph.D Ruth Pastôra Saraiva Leão (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr.-Ing Sérgio Daher
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Raimundo Furtado Sampaio
Universidade Federal do Ceará (UFC)

A Deus.

Aos meus pais, Adeildo e Neide.

À minha versão masculina, Felipe.

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, Adeildo e Neide, por me ensinarem que o caráter e o conhecimento são as únicas coisas que não podem me tirar.

Aos meus orientadores, professora Ruth Leão e professor Domenico Sgrò, por participarem ativamente dessa jornada comigo.

Aos meus familiares, pelo apoio e pela compreensão da minha ausência durante esse tempo.

Ao meu namorado e parceiro, Felipe Carvalho, pela cumplicidade e por acreditar em mim mais do que eu mesma acredito.

Ao amor da minha vida, Hugo Sombra, por me fazer sorrir nos piores momentos.

Aos meus orientadores durante a graduação, professor René e professor Bismark, por me despertarem o desejo de ser pesquisadora.

Aos irmãos que a vida me deu, Junior Vasques, Rayssa Costa e Vanessa Carvalho, por tornarem a minha vida mais alegre.

A todos os amigos do PET, Camila, Carol, Yasmin, Álvaro, Aaron, Arnold, Barros, Lucas Rebouças, Lucas Cordeiro e agregados, por me ajudarem a crescer pessoalmente e profissionalmente.

Aos colegas do GREI, pela parceria e pelo ambiente de melhoria contínua.

Aos meus colegas de turma, pelo compartilhamento de experiências e de conhecimento.

E a todas às pessoas que tiveram algum contato comigo durante a graduação, vocês foram, de alguma forma, construtores do caminho dessa jornada que é a graduação.

“Quando os ventos de mudança sopram, umas pessoas levantam barreiras, outras constroem moinhos de vento.” (VERÍSSIMO, L. F.).

RESUMO

Dentre as energias renováveis, a energia eólica tem tido destaque mundial devido a crescente aplicação na conversão em energia elétrica. Devido à natureza estocástica dos ventos, a geração eólio-elétrica tornou-se objeto de estudo a respeito dos impactos de uma geração de potência de saída variável na rede elétrica. Além disso, outros fatores, que influenciam no controle de potência, também são analisados, em especial a tecnologia do gerador e da turbina eólica e os conversores estáticos associados. Esse trabalho tem como objetivo modelar e simular um emulador de turbina eólica utilizando um motor de indução trifásico (MIT) de rotor curto circuitado funcionando com velocidade variável. Para controlar a velocidade do MIT, é utilizada uma técnica de controle vetorial do tipo controle por campo orientado direto (DFO). Foi desenvolvido um observador de fluxo do tipo modelo de tensão-corrente com um controlador para alternar entre os modelos de tensão e corrente segundo as condições de operação. A validação do sistema completo foi feita por simulação no simulador MATLAB/Simulink, utilizando diferentes características de velocidade de vento, sendo utilizados, inclusive, dados reais de velocidade de vento em uma das simulações. Os resultados de simulação mostraram que os controles implementados de corrente, fluxo e velocidade responderam de forma satisfatória às velocidades de ventos, observando-se um pronto seguimento de velocidades de referência.

Palavras-chave: Emulador de turbina eólica. Motor de indução. Controle por campo orientado direto.

ABSTRACT

Among the renewable energies, wind energy has had a worldwide presence due to the increasing application in the conversion into electric energy. Due to the stochastic nature of the wind, the eolic-electric generation became the object of study regarding the impacts of a variable output power generation in the power grid. In addition, other factors, which influence power control, are also analyzed, in particular the generator and wind turbine technology and associated static converters. This work aims to model and simulate a wind turbine emulator using a squirrel-cage rotor three-phase induction motor (TIM) running at variable speed. To control the speed of the TIM, a vector control technique of direct oriented field control (DFOC) type is used. A voltage-current model type flux observer was developed with a controller to switch between voltage and current models according to the operating conditions. The validation of the complete system was done by simulation in the simulator MATLAB / Simulink, using different characteristics of wind speed, using, also, actual data of wind speed in one of the simulations. The simulation results showed that the current, flux and speed implemented controls responded satisfactorily to the wind velocities, observing a ready follow-up of reference speeds.

Keywords: Wind turbine emulator. Induction motor. Direct-flux oriented control.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Representação do emulador de uma turbina eólica.....	16
Figura 2 – Distribuição geral dos ventos na terra	20
Figura 3 – Potencial eólico brasileiro	20
Figura 4 – Alteração da distribuição de Weibull para uma variação do k com c = 5m/s	23
Figura 5 – Alteração da distribuição de Weibull para uma variação do c com k = 2	23
Figura 6 – Principais componentes de um aerogerador.....	29
Figura 7 – Turbinas de arraste e de sustentação	30
Figura 8 – Turbinas <i>upwind</i> e <i>downwind</i>	30
Figura 9 – Rotor multipás	32
Figura 10 – Rotor de três e de duas pás	32
Figura 11 – Rotor de uma pá	33
Figura 12 – Controle de passo nas pás de uma turbina eólica	34
Figura 13 – Curva típica de uma turbina com controle de passo	35
Figura 14 – Fluxo de ar em uma pá com controle estol	36
Figura 15 – Curva típica de uma turbina com controle estol.....	37
Figura 16 – Tubo de Betz	38
Figura 17 – Exemplo de variação de uma curva $C_p \times \lambda$ para diversos valores de β	41
Figura 18 – Representação dos elementos do sistema de controle do MIT	44
Figura 19 – Diagrama elétrico por fase de um inversor de frequência.....	45
Figura 20 – Inversor trifásico completo com chave de duas posições	46
Figura 21 – Exemplo de modulação PWM para uma fase	48
Figura 22 – Adição de componente de 3 ^a harmônica à moduladora do PWM.....	49
Figura 23 – Ilustração de um motor de indução trifásico	50
Figura 24 – Rotor do tipo gaiola de esquilo	51
Figura 25 – Representação do fluxo do estator e do fluxo do rotor	51
Figura 26 – Representação das coordenadas de referência ABC, $\alpha\beta$ e dq.....	56

Figura 27 – Fixação entre a corrente do estator e o fluxo da máquina.....	61
Figura 28 – Diagrama de blocos da estimativa do fluxo pelas equações do estator	63
Figura 29 – Diagrama de blocos da estimativa do fluxo pelas equações do rotor	64
Figura 30 – Diagrama de blocos do estimador combinado	66
Figura 31 – Desacoplamento de tensões no controle de corrente.....	68
Figura 32 – Diagrama simplificado do controle de corrente	69
Figura 33 – Diagrama de blocos do controle de fluxo	69
Figura 34 – Modelo mecânico do motor de indução	70
Figura 35 – Diagrama de blocos do controle de velocidade	71
Figura 36 – Curva limite de operação da máquina de indução	72
Figura 37 – Diagrama de Bode da função de malha aberta do controle de corrente.....	76
Figura 38 – Diagrama de Bode da função de malha aberta do controle de fluxo	77
Figura 39 – Diagrama de Bode da função de malha aberta do controle de velocidade.....	78
Figura 40 – Curva limite de operação do MIT	78
Figura 41 – Curva $C_p \times \lambda$ utilizada para diversos valores de ângulo de passo	79
Figura 42 – Curva de potência para diferentes valores de velocidade de vento.....	80
Figura 43 – Distribuição de Weibull para os meses do ano de 2005	81
Figura 44 – Resposta do controle de fluxo a um vento constante	82
Figura 45 – Comportamento do controle de corrente no eixo d para um vento constante	83
Figura 46 – Comportamento do controle de corrente no eixo q para um vento constante	84
Figura 47 – Comportamento do controle de velocidade para um vento constante.....	85
Figura 48 – Dados de velocidade utilizados para simulação.....	86
Figura 49 – Referências de velocidade para o MIT.....	86
Figura 50 – Comportamento do controle de fluxo para dados de velocidade de vento	87
Figura 51 – Comportamento do controle de corrente no eixo d para os dados de velocidade de vento	88
Figura 52 – Comportamento do controle de corrente no eixo q para dados de velocidade de vento	89

Figura 53 – Comportamento do controle de velocidade para dados de velocidade de vento...90

LISTA DE GRÁFICOS

Gráfico 1 - Relação entre a altura e a velocidade do vento	21
Gráfico 2 - Crescimento da capacidade instalada de centrais eólicas no mundo (MW)	25
Gráfico 3 - Participação de percentual de cada região mundial na geração total mundial de energia elétrica a partir da energia eólica	26
Gráfico 4 – Evolução da capacidade instalada em centrais eólicas no Brasil (MW)	26
Gráfico 5 – Coeficiente de potência x relação entre a velocidade de entrada e de saída do rotor	40

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Características da distribuição de Weibull	24
Tabela 2 – Dez países com as maiores capacidades instaladas de centrais eólicas	27
Tabela 3 – Tensão de saída do inversor de acordo com os estados das chaves	46
Tabela 4 – Comparação entre os modelos apresentados para estimação do fluxo	65
Tabela 5 – Características nominais da MIT	74
Tabela 6 – Parâmetros do MIT	74
Tabela 7 – Características nominais do modelo de aerogerador utilizado	79

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
DFO	<i>Direct Flux Oriented</i>
FOC	<i>Flux Oriented Control</i>
GIDA/DFIG	Gerador de Indução de Dupla Alimentação
IFO	<i>Indirect Flux Oriented</i>
MCC	Motor de Corrente Contínua
MIT	Máquina/Motor de Indução Trifásica
OECD	<i>Organization for Economic Co-operation and Development</i>
PDF	Função Densidade de Probabilidade
PI	Proporcional Integral
PMSG	Gerador Síncrono de Ímã Permanente
PMSM	Motor Síncrono de Ímã Permanente
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
SEINFRA	Secretaria da Infraestrutura
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	15
1.1	<i>Motivação.....</i>	15
1.2	<i>Objetivos</i>	16
1.2.1	<i>Objetivos gerais</i>	16
1.2.2	<i>Objetivos específicos</i>	16
1.3	<i>Revisão bibliográfica</i>	17
1.4	<i>Estrutura do trabalho.....</i>	17
2	A ENERGIA EÓLICA.....	19
2.1	<i>Introdução</i>	19
2.2	<i>Características gerais do vento</i>	19
2.2.1	<i>Distribuição de Weibull.....</i>	21
2.2.1.1	<i>Fator de forma (k).....</i>	22
2.2.1.2	<i>Fator de escala (c)</i>	22
2.2.1.3	<i>Extrapolação dos parâmetros de Weibull</i>	24
2.3	<i>Panorama mundial e nacional da geração eólio-elétrica.....</i>	25
2.4	<i>Características básicas dos aerogeradores</i>	28
2.4.1	<i>Principais componentes</i>	28
2.4.2	<i>Tipos e classificações</i>	29
2.4.2.1	<i>Eixo vertical</i>	31
2.4.2.2	<i>Eixo horizontal.....</i>	31
2.4.3	<i>Mecanismo de controle</i>	33
2.4.3.1	<i>Controle de passo (Pitch)</i>	34
2.4.3.2	<i>Controle estol (Stall)</i>	35
2.5	<i>Energia e potência extraída do vento</i>	36
2.5.1	<i>Coeficiente de Potência.....</i>	39
2.5.1.1	<i>Aproximação analítica da curva $C_p \times \lambda$.....</i>	42
2.6	<i>Considerações finais.....</i>	42
3	MODELAGEM E DESENVOLVIMENTO	43
3.1	<i>Introdução</i>	43
3.2	<i>Inversores de frequência</i>	44
3.2.1	<i>Modulação por largura de pulso (PWM)</i>	47
3.2.1.1	<i>Modulação senoidal com injeção de terceira harmônica.....</i>	49
3.3	<i>Máquina de indução trifásica</i>	50
3.3.1	<i>Descrição física e princípio de funcionamento.....</i>	50

3.3.2	<i>Modelo dinâmico</i>	52
3.3.2.1	<i>Mudança de coordenadas de referência</i>	55
3.3.3	<i>Controle por campo orientado direto (DFO)</i>	60
3.3.3.1	<i>Modelagem do observador de fluxo</i>	62
3.3.3.2	<i>Critério de ajuste do controlador de corrente</i>	67
3.3.3.3	<i>Critério de ajuste do controlador de fluxo</i>	69
3.3.3.4	<i>Critério de ajuste do controlador de velocidade</i>	70
3.3.4	<i>Curva limite de operação</i>	71
3.4	Considerações finais	72
4	SIMULAÇÕES E RESULTADOS	73
4.1	Introdução	73
4.2	Software MATLAB/Simulink	73
4.3	Parâmetros do emulador da turbina eólica	74
4.3.1	<i>Máquina de indução trifásica</i>	74
4.3.2	<i>Observador de fluxo</i>	75
4.3.3	<i>Inversor de frequência</i>	75
4.3.4	<i>Ajuste dos controladores</i>	75
4.3.5	<i>Curva limite de operação</i>	77
4.3.6	<i>Turbina eólica</i>	79
4.3.6.1	<i>Curva $C_p \times \lambda$</i>	79
4.3.7	<i>Análise dos dados de vento</i>	80
4.4	Simulação	81
4.4.1	<i>Vento constante</i>	82
4.4.2	<i>Dados de vento</i>	85
4.5	Considerações finais	90
5	CONCLUSÃO	91
REFERÊNCIAS		93
ANEXO A – TRANSFORMAÇÕES DE REFERÊNCIAS		97

1 INTRODUÇÃO

O surgimento de políticas voltadas à sustentabilidade ambiental e à segurança no suprimento de energia intensificou a busca por energias renováveis, visando menores impactos ambientais e viabilidade econômica. Nesse sentido, a geração de energia elétrica a partir de energia eólica teve destaque mundial nos últimos 10 anos, sendo uma fonte de custo competitivo quando comparada à capacidade fóssil de novos empreendimentos (AMMONIT, [s.d.]).

É fato que a geração eólio-elétrica tem sido objeto de diversos estudos, considerando fatores que podem influenciar no controle de potência desse tipo de geração, em especial: tipo de tecnologia da turbina, tipo de gerador elétrico, bem como os conversores estáticos associados (SOLTOSKI; DOS SANTOS; FONT, 2016).

A criação de um cenário de testes utilizando uma turbina eólica envolve tarefas difíceis, pois necessita de um espaço para a instalação da turbina e os testes vão depender das características de vento no local da instalação. Além disso, o sistema não é portátil e é extremamente caro.

Um recurso utilizado para a realização desses tipos de estudo sem a necessidade de uma turbina eólica propriamente dita é a criação de um emulador de uma turbina eólica. O desenvolvimento desse emulador resolve os problemas de espaço, custo e portabilidade, além de permitir a realização de teste para diferentes características de vento, podendo ser utilizados, inclusive, dados de medição de velocidade de vento.

1.1 Motivação

Visando solucionar os problemas citados para a criação de um cenário de testes de sistemas eólio-elétricos, propõe-se a criação de um emulador de uma turbina eólica utilizando o controle de velocidade de um motor para representar o acionamento de um gerador eólio-elétrico sob diferentes condições de velocidade de vento, pretendendo, posteriormente, acoplar o eixo do motor a um gerador elétrico, permitindo a realização de diferentes testes do sistema.

1.2 Objetivos

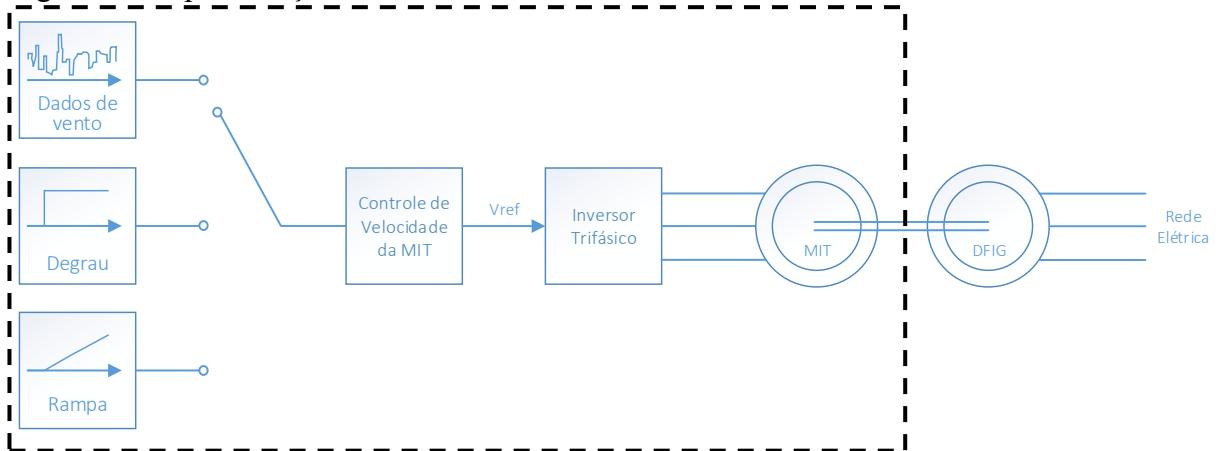
1.2.1 Objetivos gerais

Este trabalho tem como objetivo geral modelar e simular o controle de um motor de indução trifásico funcionando sob velocidade variável capaz de emular uma turbina eólica.

O GREI (Grupo de Redes Elétricas Inteligentes) trabalha com diferentes projetos em paralelo, dos quais um deles envolve o controle de um Gerador de Indução de Dupla Alimentação, no inglês, *Doubly-Fed Induction Generator* (GIDA/DFIG). Recebendo dados externos de velocidade, o motor de indução será controlado e acoplado ao eixo do DFIG, de modo a permitir testar diferentes técnicas de controle do gerador, bem como a influência de sua conexão com a rede elétrica.

O objetivo deste trabalho, portanto, consiste no controle da máquina primária, ou seja, do motor de indução trifásico (MIT), como mostra a Figura 1.

Figura 1 – Representação do emulador de uma turbina eólica



Fonte: Elaborado pela autora.

1.2.2 Objetivos específicos

Os objetivos específicos para o controle da máquina primária são estabelecidos como:

- Estudo de sistemas eólio-elétricos de velocidade variável;
- Estudo de controle de potência de turbinas eólica, tais como controle do ângulo de passo e controle estol;
- Modelagem dinâmica do motor de indução trifásico;

- Estudo de estratégia de controle vetorial de máquinas de indução trifásicas;
- Simulação da estratégia de controle escolhida.

1.3 Revisão bibliográfica

Existem variados trabalhos que tratam do controle de motores com o intuito de representar a velocidade do vento. Neste tópico, serão discutidos os mais relevantes.

Em Yan (2016), o autor desenvolve um emulador de turbina eólica utilizando um motor síncrono de ímã permanente (PMSM) e um gerador síncrono de ímã permanente (PMSG), focando na compensação dinâmica da referência de torque utilizada para o motor. No entanto, segundo um estudo profundo realizado por Dos Santos (2015), a utilização de um PMSM torna o sistema proposto bem mais caro, o que vai de encontro ao objetivo do trabalho, o qual consiste na criação de um sistema de baixo custo.

Em Soltoski (2016), o autor desenvolve um emulador utilizando um MIT acoplado a um PMSG, elaborando, inclusive, uma aproximação analítica da curva $cp \times \lambda$. A técnica de controle utilizada para controlar o MIT foi o controle V/f, o qual não permite alto desempenho dinâmico no controle do motor (REGINATTO, 1993), diferentemente da técnica de controle vetorial utilizada neste trabalho.

Em Himani (2016), o autor controla um motor CC (Corrente Contínua) acoplado a uma máquina de indução gaiola de esquilo. Todavia, o motor CC é um motor que contempla, em sua construção, elementos complexos, tais como comutador e escovas, tornando o motor mais caro e com necessidade de manutenções frequentes.

O motor utilizado para controle de velocidade neste trabalho é um MIT, considerado barato em relação aos outros citados, confiável, robusto e de construção simples. Além disso, a técnica de controle implementada consiste numa técnica de controle vetorial, garantindo alto desempenho dinâmico.

1.4 Estrutura do trabalho

Este trabalho está divido em 5 capítulos. O Capítulo 1 apresenta a motivação, os objetivos gerais e específicos e uma revisão bibliográfica dos trabalhos mais relevantes neste tema.

O Capítulo 2 trata sobre a energia eólica, apresentando um panorama mundial e nacional da exploração da geração eólio-elétrica. Além disso, trata resumidamente sobre fatores que podem influenciar o vento, bem como representa-lo. Este capítulo também desenvolve a modelagem de potência em aerogeradores, as formas de controle e os tipos de aerogeradores.

O Capítulo 3 descreve sucintamente sobre o funcionamento de inversores de frequência e máquinas de indução trifásicas e inclusive, de forma mais aprofundada, da modelagem dinâmica do MIT. O capítulo explica os critérios de projeto para cada um dos controladores empregados na técnica de controle vetorial aplicada.

O Capítulo 4 apresenta os parâmetros do sistema, referindo-se aos projetos de cada controlador dos modelos da máquina de indução e da turbina eólica utilizados. Ainda, apresenta de resultados de simulações para diferentes características de vento.

O Capítulo 5 apresenta as discussões sobre os resultados do trabalho, propondo, ademais, possíveis trabalhos futuros.

2 A ENERGIA EÓLICA

2.1 Introdução

A força dos ventos vem sendo utilizada como fonte de energia há muito tempo, tendo sido aproveitada, inclusive, para bombear água e para moer grãos. O primeiro registo da utilização da energia proveniente dos ventos tem data imprecisa, mas, certamente, ocorreu há milhares de anos, no Oriente (ELDRIDGE, 1980).

Com o intuito de procurar alternativas à geração de energia elétrica a partir de combustíveis fósseis, o investimento em tecnologias renováveis e menos prejudiciais ao meio ambiente cresceu consideravelmente nas últimas décadas, com destaque para a geração eólica-elétrica. Este crescimento se deu, principalmente, após a primeira grande crise do petróleo, no começo de 1970 e em meados de 1980.

A energia eólica passou a ser explorada como fonte de geração de energia elétrica desde as décadas de 1940 e 1950, em fase experimental nos Estados Unidos (Smith-Putnam) e na Dinamarca (Gedser), embora o precursor da tecnologia atual tenha sido principalmente a tecnologia desenvolvida na Alemanha (Hütter), em 1955 (MME, 2001).

Adiante, são explanadas características técnicas sobre esse tipo de geração, bem como o panorama atual em âmbito nacional e mundial.

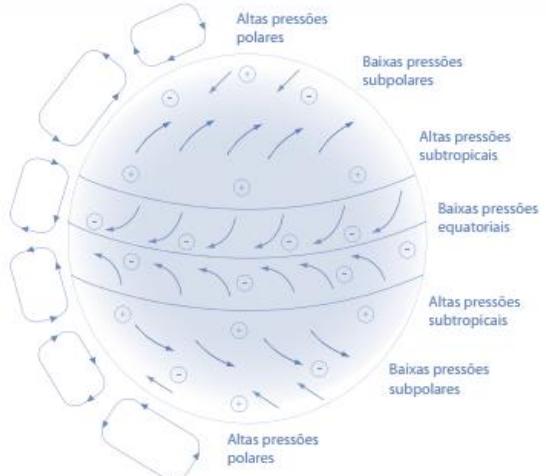
2.2 Características gerais do vento

A energia eólica, bem como as mais diversas formas de energia, provém da energia solar, estimando-se que aproximadamente 2% da energia solar absorvida pela Terra é convertida em energia cinética dos ventos, o que representa mais de cem vezes a potência instalada anual nas centrais elétricas do mundo (RODRIGUES, 2011).

Os ventos são ocasionados quando há um aquecimento diferenciado da atmosfera. A orientação dos raios solares, bem como os movimentos realizados pela Terra, ocasiona essa não uniformidade na atmosfera (RODRIGUES, 2011). Deste modo, a energia solar é responsável por determinar a distribuição geral dos ventos, a qual é representada de forma simplificada na Figura 2, dando-se destaque às correntes ascendentes do equador, que são mais intensas do que as das outras zonas da terra.

O vento é influenciado por diversos fatores, entre os principais estão altura, rugosidade do terreno, relevo e obstáculos, além de variar entre as regiões e as estações do ano.

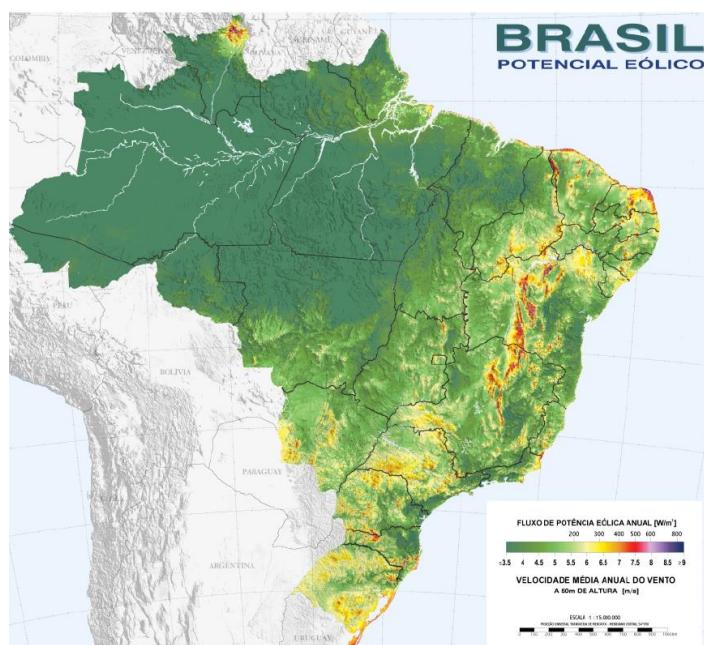
Figura 2 – Distribuição geral dos ventos na terra



Fonte: (RODRIGUES, 2011).

Os ventos são mais fortes nas zonas próximas ao equador, sendo assim, no Brasil, o potencial eólico na costa do Nordeste brasileiro reflete esta característica. O mapa apresentado na Figura 3 ilustra o fluxo de potência eólica anual, em W/m^3 .

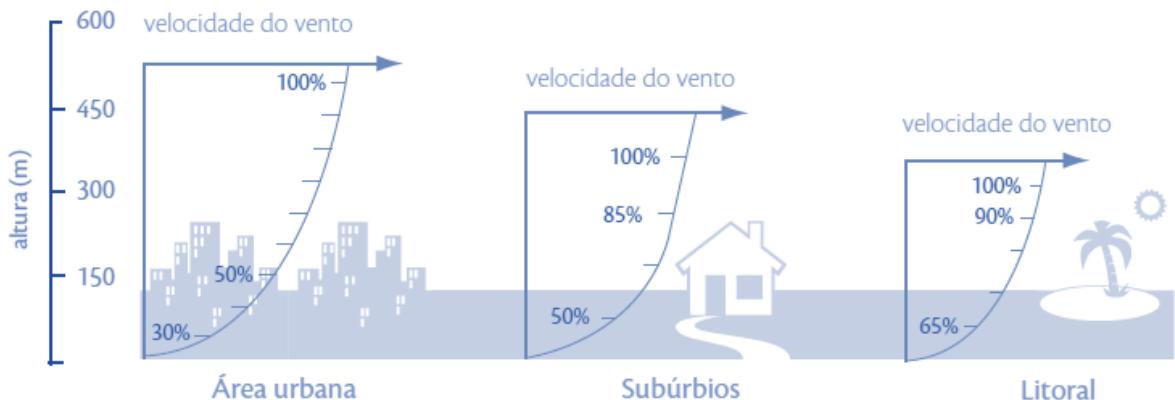
Figura 3 – Potencial eólico brasileiro



Fonte: (MME, 2001).

O Gráfico 1 exibe a relação entre a altura e a velocidade do vento para diferentes regiões.

Gráfico 1 - Relação entre a altura e a velocidade do vento



Fonte: (RODRIGUES, 2011).

Como se pode observar pelo Gráfico 1, em áreas urbanas, caracterizadas por construções elevadas, é necessária uma altura considerável para que o vento seja considerado satisfatório. No entanto, em áreas rurais ou mesmo no litoral, com alturas mais baixas, é possível observar maiores aproveitamentos a alturas mais baixas do que seriam necessárias para geração em áreas urbanas. Esse fato é refletido na construção dos parques eólicos, os quais são construídos majoritariamente próximos à costa marítima, livre dos obstáculos.

2.2.1 Distribuição de Weibull

A distribuição de Weibull de dois parâmetros é comumente utilizada para representar a distribuição de probabilidade da velocidade do vento em um local específico, sendo a mais aceita e recomendada função de distribuição para análise de dados de velocidade de vento (CELESKA et al., 2015). Ainda segundo Celeska (2015), isso acontece porque essa é a distribuição que retorna num melhor ajuste da função densidade de probabilidade mensal medida, em comparação com outras funções estatísticas.

A distribuição de Weibull pode ser útil para análise de dados medidos num determinado período de tempo, representando o número de horas, a frequência, ou a probabilidade, em que um valor de velocidade ocorre durante este período em um determinado local.

A função densidade de probabilidade (PDF, do inglês, *Probability Density Function*) da distribuição de Weibull é dada pela Equação (1).

$$f(v) = \frac{k}{c} \left(\frac{v}{c}\right)^{k-1} e^{-\left(\frac{v}{c}\right)^k} \quad (1)$$

Em que:

$f(v)$ probabilidade de uma dada velocidade;

v velocidade do vento (m/s);

k fator de forma (pu);

c fator de escala (m/s).

Os dois parâmetros k e c influenciam na aparência da distribuição de Weibull, sendo a influência destes descrita a seguir.

2.2.1.1 Fator de forma (k)

O fator de forma k está relacionado ao desvio padrão da distribuição, indicando o comportamento da variação da velocidade média em um período de amostragem (p.ex., média horária) e a velocidade média de todo o período de medição (p.ex., média anual), i.e., menor variação para maior k .

O parâmetro k , quando igual a 1, correspondente a uma curva com tendência exponencial; quando igual a 2, a uma distribuição de Rayleigh; e quando igual a 3, corresponde a uma aproximação da distribuição normal.

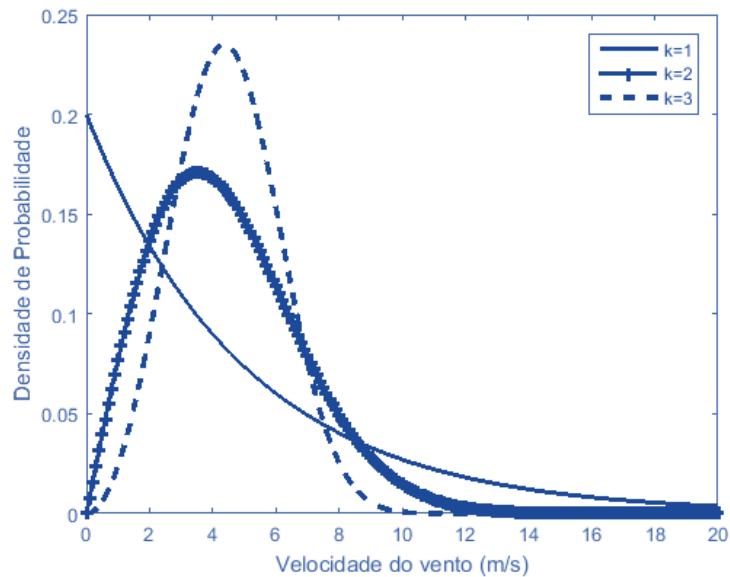
A Figura 4 exibe o comportamento de uma distribuição de Weibull, considerando o parâmetro de escala constante e igual a 5 m/s, para uma variação do fator de forma entre 1 e 3, para que a alteração da curva sofra influência apenas da variação do parâmetro de forma.

2.2.1.2 Fator de escala (c)

O fator de escala c está mais relacionado à velocidade média durante o período amostrado. De maneira geral, o parâmetro c altera o valor do pico da distribuição de Weibull, de forma que, aumentando-se c , a curva se alonga horizontalmente, provocando uma diminuição do pico uma vez que sua área é constante.

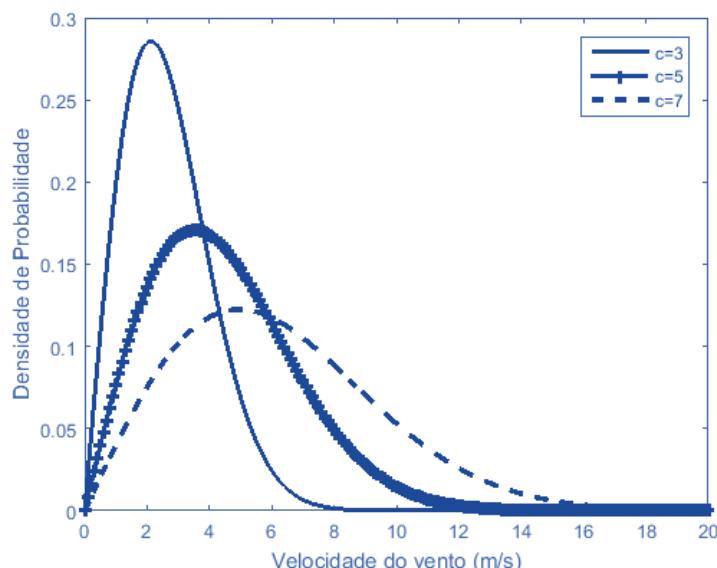
Para se analisar a alteração da distribuição de Weibull sob influência da variação apenas do fator de escala, o fator de forma k é mantido constante e igual a 2. São, então, traçadas diversas curvas para diferentes valores do parâmetro de escala, conforme a Figura 5.

Figura 4 – Alteração da distribuição de Weibull para uma variação do k com $c = 5\text{m/s}$



Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 5 – Alteração da distribuição de Weibull para uma variação do c com $k = 2$



Fonte: Elaborado pela autora.

Existem diversos métodos para estimação dos parâmetros de Weibull. No entanto, neste trabalho, para estimar os parâmetros de uma série temporal de ventos, será utilizada uma função do software MATLAB, sendo os valores estimados exibidos no Capítulo 4. O software utiliza o método da Máxima Verossimilhança para estimar os parâmetros.

Estimados os parâmetros k e c da distribuição de Weibull, várias importantes características do vento de um determinado sítio podem ser obtidas como mostradas na Tabela 1.

- velocidade média;
- variância é uma medida de dispersão que mostra quanto distante os dados valores de velocidade estão da média;
- velocidade média cúbica usada para estimar a potência gerada em dado período de tempo (difere do cubo da velocidade média);
- velocidade modal indica o valor de velocidade mais provável;
- velocidade ótima corresponde à velocidade que se obtém a maior energia, o que não necessariamente corresponde à maior velocidade, mas depende também da frequência de ocorrência.

Tabela 1 – Características da distribuição de Weibull

Valor médio	$\bar{v} = c\Gamma(1 + 1/k)$
Média cúbica	$\gamma = c^3\Gamma(1 + 3/k)$
Variância	$\sigma^2 = c[\Gamma(1 + 2/k) - \Gamma^2(1 + 1/k)]$
Valor modal	$v_m = c(1 - 1/k)^{1/k}$
Valor ótimo	$v^* = c(1 - 2/k)^{1/k}$

Fonte: Elaborado pela autora.

O par (v^*, m) oferece informação qualitativa útil sobre o recurso do vento.

2.2.1.3 Extrapolação dos parâmetros de Weibull

Se a distribuição eólica é desejada a uma altura que não ao nível do anemômetro, os parâmetros c e k de Weibull podem ser ajustados para a altura desejada (KIDMO et al., 2015), de acordo com (2) e (3).

$$c_z = c_{z_o} \cdot \left(\frac{z}{z_o} \right)^n \quad (2)$$

$$k_z = \frac{k_{z_o}}{1 - 0,0081 \cdot \ln\left(\frac{z}{z_o}\right)} \quad (3)$$

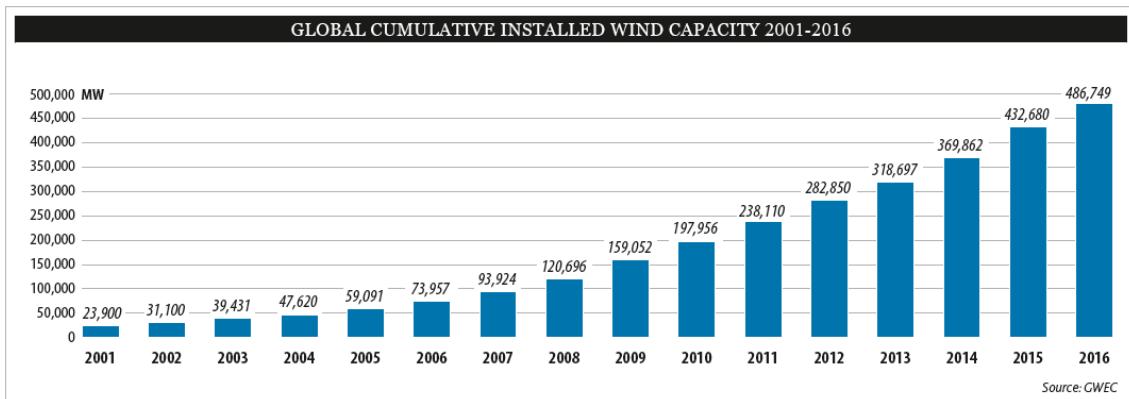
Em que z_o é a altura conhecida do sol e $n = 0,37 - 0,088 \cdot \ln(c_{z_o})$.

2.3 Panorama mundial e nacional da geração eólio-elétrica

De acordo com o (ABEEÓLICA, 2016), a potência instalada de energia eólica no mundo cresceu 12,4 % em 2016 em comparação com o ano de 2015. Além disso, a participação de fontes renováveis na matriz mundial passou de 10,3% em 2015 para 11,3% em 2016.

Quanto à evolução da produção de energia a partir da energia proveniente dos eventos, o Gráfico 2 e o Gráfico 3 exibem, respectivamente, o crescimento da capacidade instalada de centrais eólicas no mundo e a participação de percentual de cada região mundial na geração total mundial de energia elétrica a partir da energia eólica.

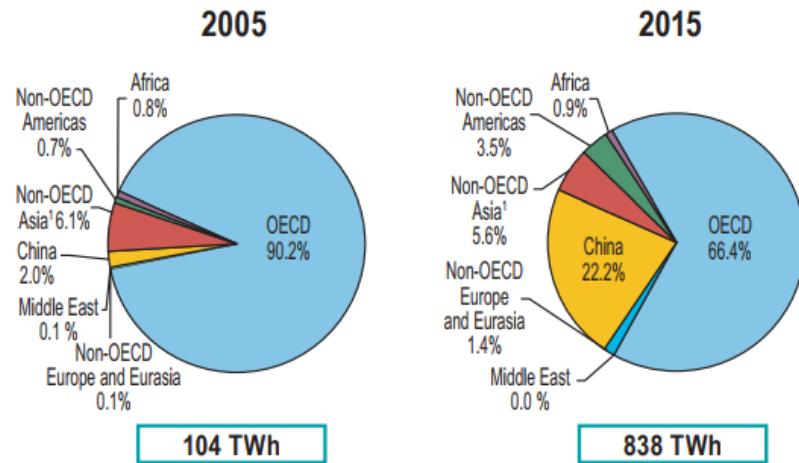
Gráfico 2 - Crescimento da capacidade instalada de centrais eólicas no mundo (MW)



Fonte: (GWEC, 2016).

A partir do Gráfico 2 do Gráfico 3, é possível verificar que o crescimento mundial da produção de energia elétrica a partir de energia eólica cresceu pouco mais de 700% em 10 anos, além de que a produção de energia a partir dessa fonte tornou-se mais difundida pelo mundo, não sendo produzida apenas por países participantes do OECD. Um destaque especial é dado à China, passando de 2% em 2005 para 22.2% em 2015 na produção percentual de energia eólio-elétrica.

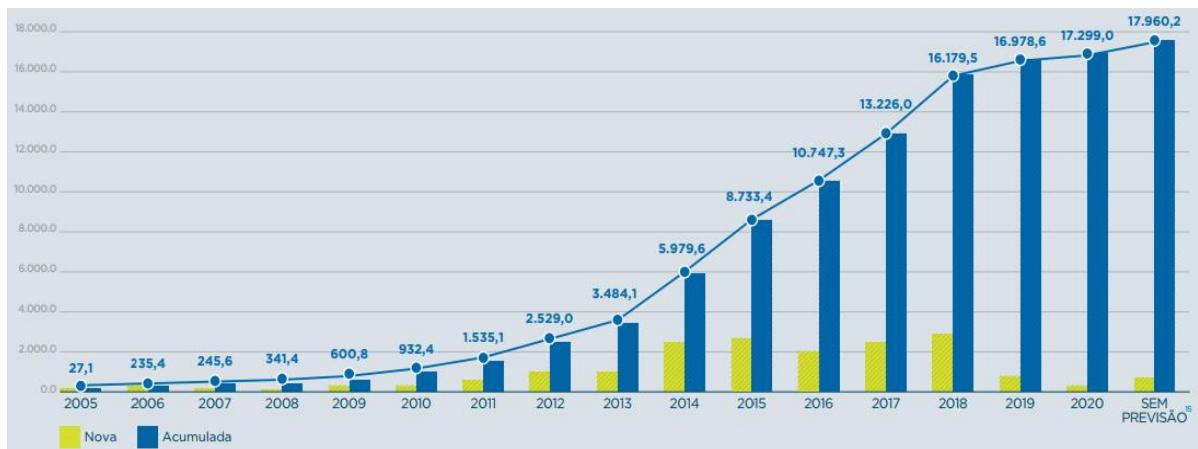
Gráfico 3 - Participação de percentual de cada região mundial na geração total mundial de energia elétrica a partir da energia eólica



Fonte: (INTERNACIONAL ENERGY AGENCY, 2017).

No Brasil, segundo o (ABEEÓLICA, 2016), houve um acréscimo de 2 GW de potência instalada de centrais eólicas em 2016, tendo acumulado um total de 10,75 GW. O Gráfico 4 exibe a evolução da potência instalada em centrais eólicas no Brasil.

Gráfico 4 – Evolução da capacidade instalada em centrais eólicas no Brasil (MW)



Fonte: (ABEEÓLICA, 2016).

Ainda segundo o (ABEEÓLICA, 2016), o Brasil se colocou, ainda, em 2016, como o 9º país com maior capacidade instalada de centrais eólicas, equivalendo a 2,2% da matriz mundial de usinas eólicas. Comparando com o ano de 2015, a produção de energia

elétrica a partir de energia eólica cresceu 52%, passando de 21,37 TWh em 2015 para 33,15 TWh em 2016. A Tabela 2 exibe a relação dos 10 países com maior capacidade instalada de centrais eólicas.

Tabela 2 – Dez países com as maiores capacidades instaladas de centrais eólicas

País	MW	%
República da China	168.690	34,7
EUA	82.184	16,9
Alemanha	50.018	10,3
Índia	28.700	5,9
Espanha	23.074	4,7
Reino Unido	14.543	3,0
França	12.066	2,5
Canadá	11.900	2,4
Brasil	10.740	2,2
Itália	9.257	1,9
Resto do Mundo	75.577	15,5
Total TOP 100	411.172	84,0
Total	486.749	100,0

Fonte: (ABEEÓLICA, 2016).

Além disso, no ano de 2016, o Brasil ocupou o 5º lugar mundial de maior capacidade instalada no mesmo ano (GWEC, 2016).

Participando de 7,1% de toda a matriz energética brasileira, atualmente, a energia eólica representa uma grande parte da geração nacional, principalmente no Subsistema Nordeste (ABEEÓLICA, 2016). Um ocorrido que evidencia esse fato aconteceu no dia 29 de julho de 2017, em que a geração eólica bateu o recorde e chegou a atender 69% de toda a carga do Nordeste (ESTADÃO, 2017).

O Nordeste lidera, ainda, quanto à capacidade instalada, 196,6 GW em 2016, o que representa cerca de 100 vezes mais a capacidade instalada no Sul e Sudeste do país. Dentre os estados do Nordeste ainda quanto à capacidade instalada, o Rio Grande do Norte ocupa a primeira posição, seguido por Bahia e Ceará (ABEEÓLICA, 2016).

O Brasil é destaque ainda em termos de nível do fator de capacidade da fonte eólica, sendo este a representação da relação entre a geração efetiva de uma usina eólica a capacidade total desta. Nesse contexto, o Brasil apresenta uma característica importante

quanto à geração de energia eólica, visto que possui um alto fator de capacidade, média de 40,7% em 2016, enquanto que a média mundial é de apenas 29% (ABEEÓLICA, 2016).

2.4 Características básicas dos aerogeradores

Em um aerogerador, a energia cinética contida nos ventos é convertida em energia mecânica rotacional pela turbina, sendo esta utilizada para trabalho mecânico ou convertida, posteriormente, em energia elétrica.

Neste tópico, serão apresentados os mais diversos tipos e classificações de turbinas eólicas, bem como os seus componentes principais.

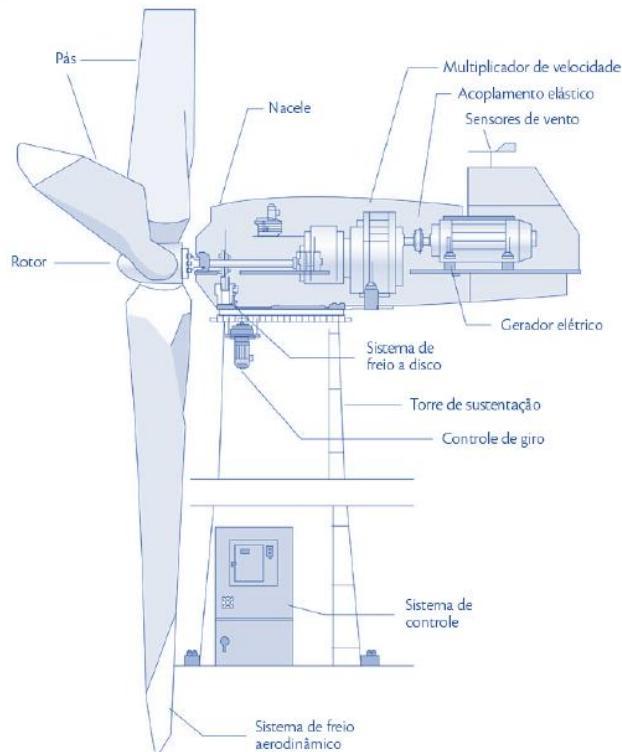
2.4.1 Principais componentes

De acordo com (RODRIGUES, 2011), os principais componentes desta turbina são exibidos na Figura 6, sendo eles:

- **Rotor, pás e eixo**: são os principais responsáveis pela transformação da energia cinética do vento em energia mecânica rotacional, sendo as pás os perfis aerodinâmicos incumbidos da interação com o vento. As pás são fixadas através de flanges no cubo, formando assim o rotor. O eixo acopla o rotor ao gerador, realizando a transferência de energia mecânica da turbina.
- **Multiplicador de velocidade**: responsável por transmitir a energia do eixo do rotor ao gerador, multiplicando a velocidade da turbina para uma velocidade compatível com a do gerador. Alguns geradores não utilizam este componente, sendo o eixo conectado diretamente ao gerador.
- **Gerador Elétrico**: realiza a conversão da energia mecânica em energia elétrica.
- **Torre**: sustenta o rotor e a nacelle, além de erguer todo o conjunto a uma altura compatível com a tecnologia do aerogerador.
- **Nacelle**: componente acima da torre que abriga diversos componentes, incluindo o multiplicador de velocidade, o gerador e o sistema de transmissão de potência.

As turbinas eólicas são divididas em turbinas de arraste e de sustentação, turbinas *upwind* e *downwind* e, ainda, turbinas de eixo vertical (TEEV) e de eixo horizontal (TEEH). Essas classificações serão explanadas adiante.

Figura 6 – Principais componentes de um aerogerador



Fonte: (RODRIGUES, 2011).

2.4.2 Tipos e classificações

As forças atuantes sobre as pás do rotor de um aerogerador são duas, de arraste e de sustentação. A força de sustentação é perpendicular ao escoamento do vento e a força de arraste tem a mesma direção do escoamento. Nas turbinas de arraste o vento incide nas pás, empurrando-as contra a resistência do ar, fazendo assim o rotor girar. Isso significa que é impossível para a turbina girar a uma velocidade maior do que o vento, o que resulta em baixa eficiência, com valor máximo de 15% (WINDCHALLENGE, 2017).

Já as turbinas de sustentação utilizam, no projeto das pás, o conceito de aerofólios, em que é gerado um diferencial de pressão causado pelo escoamento do fluido sobre a superfície do aerofólio, causando a força de sustentação que provoca a rotação das pás, uma

vez que estas estão fixadas ao cubo na nacelle. As pás nesses tipos de rotores movem a uma velocidade maior do que a velocidade do vento.

Os rotores que giram sob efeito de forças de sustentação, em vez de forças de arrasto, permitem maior extração de potência para uma mesma velocidade do vento, por isso são preferencialmente usadas na produção de energia elétrica (BRITO, 2008). A Figura 7 exibe exemplos dos dois tipos de turbina, sendo a da esquerda uma turbina de arraste (Turbina Savonius) e a da direita uma turbina de sustentação (Turbina de Darrieus).

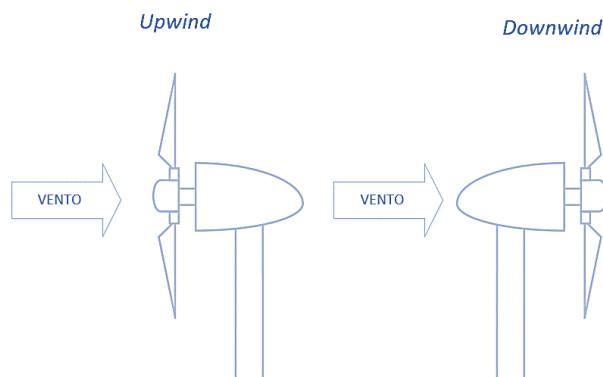
Figura 7 – Turbinas de arraste e de sustentação



Fonte: (MELO, 2012).

Turbinas *upwind* e *downwind* se diferenciam quanto a posição do rotor em relação à torre, sendo a primeira caracterizada por receber o vento à frente da torre e a segunda, de trás, como mostra a Figura 8. A principal vantagem das turbinas *upwind* é que estas evitam o sombreamento do vento por trás da torre, e a principal desvantagem é que as pás precisam de certa distância da torre para evitar choque em altas velocidades de vento.

Figura 8 – Turbinas *upwind* e *downwind*



Fonte: Adaptado de (LOPES, 2009).

As turbinas se classificam ainda quanto ao eixo: vertical ou horizontal. A seguir, será explicado sobre os principais modelos relativos às características de eixo mencionadas.

2.4.2.1 Eixo vertical

A vantagem principal deste tipo de turbina (Figura 7) refere-se à simplicidade do sistema de transmissão de potência, devido ao fato de a turbina não necessitar de um mecanismo de acompanhamento para variações de direção do vento.

Todavia, devido ao movimento de rotação da turbina, as pás apresentam frequentemente os ângulos de ataque e de deslocamento alterados em relação à direção do vento, causando vibrações excessivas em toda a estrutura, além de reduzir o rendimento total da turbina.

2.4.2.2 Eixo horizontal

Os aerogeradores de eixo horizontal são os mais utilizados mundialmente. No entanto, em comparação com os aerogeradores de eixo vertical, estes necessitam de mecanismos de orientação quanto à incidência do vento, principalmente em locais onde a direção do vento muda constantemente. Existem diversos tipos de turbinas eólicas de eixo horizontal, sendo estes:

- a) Rotor Multipás

Este tipo de rotor é pouco indicado para geração de energia elétrica, sendo mais utilizado para bombeamento de água, ou mesmo para aeromotores, visto que apresenta uma boa relação entre o torque de partida e a área varrida pelo rotor.

O rendimento máximo desse tipo de rotor ocorre a baixas velocidades, o que ratifica a não indicação da utilização deste para geração de energia elétrica. Uma representação desse tipo de rotor é exibida na Figura 9.

Figura 9 – Rotor multipás



Fonte: (RODRIGUES, 2011).

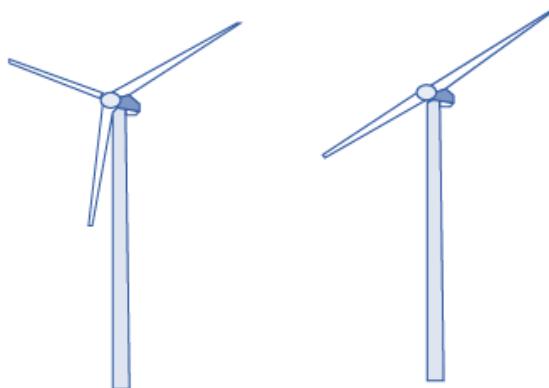
b) Rotor de Três ou Duas Pás

As turbinas de três são as mais comuns no mundo todo, tendo em vista que não necessitam de componentes caros extras, como amortecedores e juntas. As turbinas com 3 pás fornecem um melhor equilíbrio no plano de rotação e melhor balanço de carga. Em comparação com a turbina de duas pás e de uma pá, o nível de ruído é baixo, apesar de ser mais lenta.

As turbinas de duas pás foram projetadas e colocadas em operação na Europa e nos Estados Unidos. No entanto, em vez de reduzir custos por conta da pá a menos, os esforços técnicos adicionais aumentaram os custos deste tipo de tecnologia, além de aumentar o nível de ruído.

A relação de potência extraída e área varrida para estes dois tipos de tecnologia é superior ao rotor multipás, visto que trabalha sob velocidades mais altas e o rendimento máximo é maior. Uma ilustração desses tipos de turbinas é exibida na Figura 10.

Figura 10 – Rotor de três e de duas pás

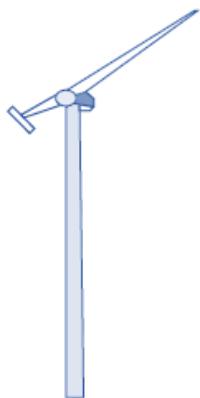


Fonte: (RODRIGUES, 2011).

c) Rotor de Uma Pá

Possui a característica de girar mais rápido que as outras tecnologias, pelo fato de possuir apenas uma pá. Deste modo, as caixas multiplicadoras de velocidade teriam tamanho reduzido se comparado com as outras tecnologias, tendo em vista que a velocidade cedida pelo rotor da turbina não precisaria ser multiplicada por um valor elevado para adequação à velocidade do gerador elétrico. Por conseguinte, o custo com pás e caixa de engrenagem seria reduzido, no entanto não é a opção escolhida porque a turbina necessita de contrapeso para equilibrar o rotor, e a alta rotação das pás contribui para aumento de ruído e maior intrusão visual. Esse tipo de turbina é mostrado na Figura 11.

Figura 11 – Rotor de uma pá



Fonte: (RODRIGUES, 2011).

2.4.3 Mecanismo de controle

Toda turbina eólica é projetada com algum tipo de controle da potência de saída. Os modos de controle podem ser classificados em controle das pás, controle de guinada de toda a turbina e controle da velocidade do gerador. O controle aerodinâmico diz respeito à orientação da turbina. As duas primeiras classes de controle dizem respeito a mudanças na aerodinâmica da turbina e o terceiro, à variação da velocidade de campo magnético do gerador (BRITO, 2008).

Para limitar a potência mecânica de entrada tal que a potência nominal da turbina não seja excedida são utilizadas três estratégias de controle: controle de passo (*pitch*), controle de estol e controle de estol ativo. As duas últimas estratégias são comumente usadas em

aero geradores de velocidade fixa, enquanto a primeira alternativa é usada em aero geradores de velocidade variável.

2.4.3.1 Controle de passo (Pitch)

Sistema de controle ativo que atua girando as pás em seus próprios eixos, alterando o ângulo de passo das pás, de modo que estas podem ser rotacionadas em favor ou contrária à incidência do vento quando a potência de saída é muito baixa ou muito alta, respectivamente.

Dessa forma, o controle *pitch* auxilia na partida da máquina quando a velocidade do vento é muito baixa e o rotor não gira com uma baixa velocidade ($\beta = 45^\circ$), ou limita a potência extraída do vento quando a velocidade do vento está acima da nominal. Para a limitação, necessita de uma realimentação do valor de potência de saída no gerador. Sendo assim, à medida que a potência de saída supera o valor nominal, o ângulo de passo é alterado, de modo a reduzir o ângulo de ataque do fluxo de ar, o que reduz as forças aerodinâmicas atuantes, diminuindo a potência extraída (BRITO, 2008).

A Figura 12 exibe uma ilustração de rotação das pás ao longo de seus eixos sob controle de passo.

Figura 12 – Controle de passo nas pás de uma turbina eólica



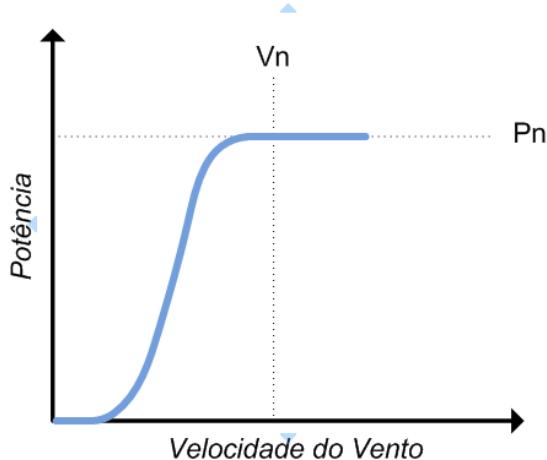
Fonte: (“Control de l’angle de la pala”, 2012).

Esse tipo de turbina é mais sofisticado que de passo fixo, visto que necessita de um sistema de variação do ângulo de passo.

Apesar disso, possuem as vantagens de controle de potência ativo para as mais diversas condições de vento, de maior produção de energia se submetida às mesmas condições de vento, bem como facilidade na partida por conta da mudança de passo, entre outros (BRITO, 2008).

A Figura 13 exibe uma curva típica da turbina de controle de passo, conforme as características discutidas, em que P_n corresponde à potência nominal e V_n , à velocidade nominal da turbina.

Figura 13 – Curva típica de uma turbina com controle de passo



Fonte: Elaborado pela autora.

Na seção 2.5, será desenvolvido sobre como o controle de passo pode alterar uma curva $C_p \times \lambda$ de uma turbina eólica.

2.4.3.2 Controle estol (Stall)

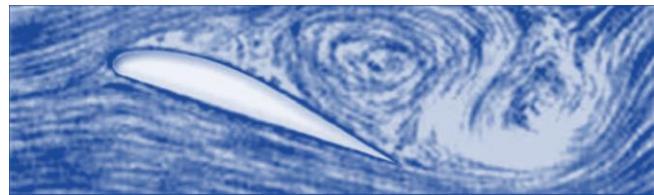
Sistema passivo que funciona reagindo à velocidade do vento. Neste tipo de controle, as pás do rotor são fixas quanto ao ângulo de passo, não sendo capazes de girar em torno do seu eixo longitudinal (BRITO, 2008).

O ângulo de passo fixo é escolhido de modo que, quando a velocidade do vento supera a velocidade nominal do aerogerador, o escoamento em torno do perfil da pá do rotor desloca da superfície da pá, gerando turbulência aerodinâmica e, por conseguinte, redução da

força de sustentação. Para velocidades de vento abaixo da nominal, o escoamento leva a um aumento das forças de sustentação e a uma redução das forças de arrasto (BRITO, 2008).

É importante ressaltar que as pás possuem certa torção longitudinal, permitindo um leve desenvolvimento do estol sem que este ocorra em todas as direções radiais ao mesmo tempo. A Figura 14 exibe uma pá funcionando com o controle estol, em qual um fluxo separado (*Stall*) em volta do perfil aerodinâmico, à direita, é exibido.

Figura 14 – Fluxo de ar em uma pá com controle estol



Fonte: (RODRIGUES, 2011).

Em relação às turbinas com controle de passo, esse tipo de turbina não necessita de um sistema de controle de passo, tornando as manutenções menos frequentes.

Atualmente, já existe um tipo de mecanismo que junta as duas tecnologias, chamado de estol ativo. Nesse tipo de tecnologia, quando a velocidade do vento está acima da nominal, o ângulo de passo é alterado no sentido de provocar o estol e diminuir a potência extraída do vento.

Uma curva típica de uma turbina com controle estol é exibida na Figura 15, em que P_n corresponde à potência nominal e V_n , à velocidade nominal da turbina.

2.5 Energia e potência extraída do vento

A energia cinética, considerando-se que uma massa m se move com velocidade v , é calculada segundo a Equação (4):

$$E = \frac{1}{2}mv^2 \quad (4)$$

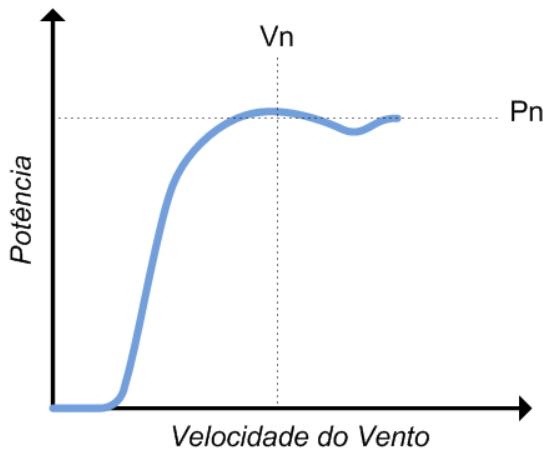
Em que:

E energia cinética contida em uma massa de ar m (J);

m massa de ar (Kg);

v velocidade da massa de ar (m/s).

Figura 15 – Curva típica de uma turbina com controle estol



Fonte: Elaborado pela autora.

A energia eólica pode ser entendida, portanto, como a energia contida em uma massa de ar (vento) m . A potência contida no vento e extraída pelo rotor de uma turbina eólica (Figura 16) pode ser calculada como a derivada da energia ao longo do tempo, de acordo com a Equação (5).

$$P = \frac{dE}{dt} = \frac{1}{2} \dot{m} v^2 \quad (5)$$

Em que:

P potência disponível no vento;

E energia cinética contida em uma massa de ar m (J);

\dot{m} fluxo de massa de ar (Kg);

v_1 velocidade do vento a montante da turbina (m/s);

v_2 velocidade do vento a jusante da turbina (m/s).

Segundo (BETZ, 1966), é possível descrever o fluxo de uma massa de ar m que atravessa uma seção S , de acordo com a, pela Equação (6). Essa área S pode também ser dita como a área varrida pelas hélices.

$$\dot{m} = \rho v S \quad (6)$$

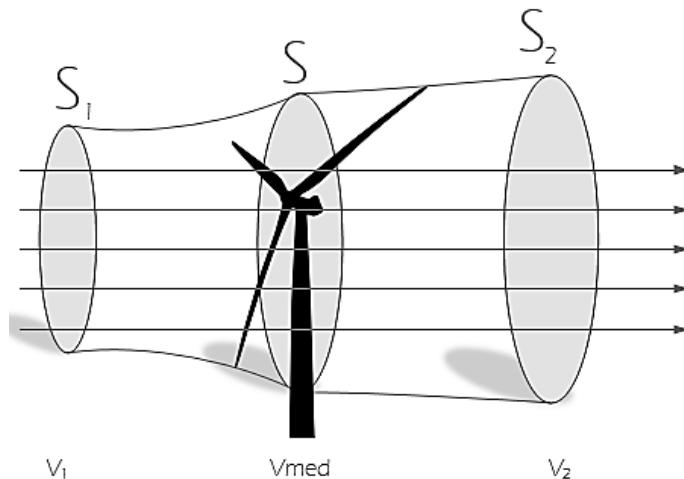
Em que:

ρ massa específica do ar (kg/m^3);

v velocidade do vento (m/s);

S área da seção transversal (m^2).

Figura 16 – Tubo de Betz



Fonte: Elaborado pela autora.

Betz (1966) considera, ainda, que o deslocamento do fluxo de ar é homogêneo a uma velocidade V_1 , sendo retardada pelo conjunto de pás, assumindo uma velocidade V_3 . Deste modo, de acordo com a lei da continuidade, é possível definir a relação encontrada na Equação (7).

$$\rho V_1 S_1 = \rho V_{med} S = \rho V_2 S_2 \quad (7)$$

Em que:

V_1 velocidade do fluxo de vento de entrada;

S_1 área seção transversal do fluxo de vento de entrada;

V_{med} velocidade do fluxo de vento no rotor;

S área do rotor;

V_2 velocidade do fluxo de vento de saída;

S_2 área seção transversal do fluxo de vento de saída.

Como a redução de pressão é mínima, pode-se assumir que a massa específica do ar não se altera. Sendo assim, a energia cinética extraída pela turbina é definida como sendo a diferença entre a energia cinética a montante e a energia cinética a jusante das pás, de acordo com a Equação (8).

$$E_{ext} = \frac{1}{2} m (V_1^2 - V_2^2) \quad (8)$$

Em que:

E_{ext} energia extraída do vento.

Logo, a potência extraída do vento é dada pela Equação (9).

$$P_{ext} = \frac{1}{2} \dot{m} (V_1^2 - V_2^2) \quad (9)$$

Em que:

P_{ext} energia extraída do vento.

A partir da Equação (9), é presumível que, quando $V_1 = V_2$, a potência extraída do vento é nula, bem como que, quando $V_2 = 0$, o fluxo de massa de ar \dot{m} é nulo e, portanto, também a potência extraída do vento é nula.

Considerando os dois fatos apresentados, o valor em que a potência extraída do vento é máxima refere-se a um valor de velocidade entre V_1 e V_2 , sendo este o valor V_{med} . Esta velocidade é calculada como sendo a média entre as duas velocidades V_1 e V_2 , de acordo com a Equação (10), tendo base no teorema de Rankine-Froude.

$$V_{med} = \frac{(V_1 + V_2)}{2} \quad (10)$$

Substituindo o valor do fluxo de ar calculado no ponto em que as pás se encontram (V_{med} , S) e Equação (10) na Equação (9), obtém-se a Equação (11).

$$P_{ext} = \frac{1}{2} \rho S V_1^3 \left\{ \frac{1}{2} \left[1 + \frac{V_2}{V_1} \right] \left[1 - \left(\frac{V_2}{V_1} \right)^2 \right] \right\} \quad (11)$$

Com base na Equação 9, pode-se definir a potência disponível no vento, P_v , (Equação (12)), bem como o coeficiente de potência c_p (Equação (13)).

$$P_v = \frac{1}{2} \rho S V_1^3 \quad (12)$$

$$c_p = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{V_2}{V_1} \right] \left[1 - \left(\frac{V_2}{V_1} \right)^2 \right] \quad (13)$$

2.5.1 Coeficiente de Potência

O coeficiente de potência c_p é um parâmetro de eficiência da turbina eólica, tendo em vista que relaciona a potência que pode ser produzida pela turbina e a potência total disponível no vento. Portanto, é possível obter o valor máximo teórico para o coeficiente de potência, ou seja, o máximo valor de eficiência de uma turbina eólica.

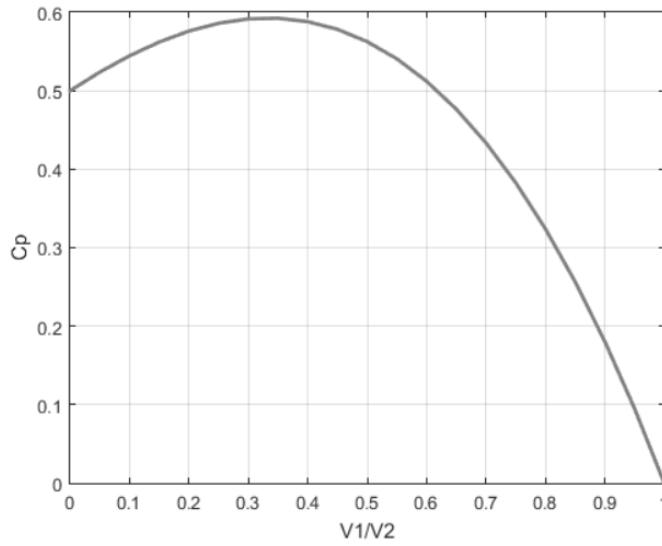
O valor de $\frac{V_2}{V_1}$ que maximiza o coeficiente de potência corresponde a $\frac{1}{3}$.

Substituindo este valor na Equação 11, obtém-se o $C_{p,máx}$, de acordo com a Equação (14), também denominado Limite de Betz.

$$C_{p,\max} = \frac{16}{27} = 0,593 = 59,3\% \quad (14)$$

O Limite de Betz pode ser observado graficamente, conforme o Gráfico 5, o qual associa o coeficiente de potência com a relação entre a velocidade de entrada e saída do rotor da turbina.

Gráfico 5 – Coeficiente de potência x relação entre a velocidade de entrada e de saída do rotor



Fonte: Elaborado pela autora.

O coeficiente de potência depende de fatores como o ângulo de passo das pás da turbina, β , (ângulo de *pitch*) e a razão entre a velocidade tangencial da ponta da pá e a velocidade do vento incidente ou, no inglês, *tip speed ratio*, λ , definido em (15).

$$\lambda = \frac{R\omega}{v} \quad (15)$$

Em que:

- λ velocidade específica (*tip speed ratio*) (pu);
- ω velocidade angular da ponta da pá (rad/s);
- R raio da turbina eólica (m);
- v velocidade do vento incidente (m/s).

Portanto, a equação para a potência disponível no vento pode ser reformulada como em (16).

$$P_{et} = \frac{1}{2} \rho S V_1^3 c_p(\lambda, \beta) \quad (16)$$

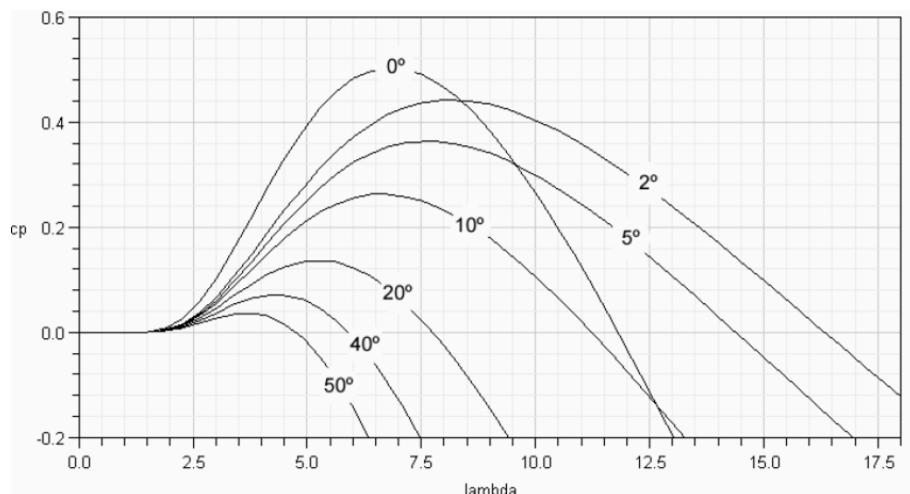
A potência de saída de um aerogerador depende de fatores como: limitações físicas (limite de Betz), tipo de máquina e rotor usado (p.ex. turbinas baseadas em força de sustentação são mais eficientes), perdas de fricção, perdas de equipamentos conectados à turbina. C_p é pois o produto de eficiência aerodinâmica, mecânica e elétrica.

Existem diferentes alternativas para modelar o desempenho aerodinâmico de uma turbina eólica como:

- Método de elementos da pá – a pá é dividida em várias pequenas seções transversais ao longo do raio e as forças em cada um desses elementos são integradas ao longo da lâmina inteira a fim de obter a força aerodinâmica total.
- Método da *look-up table* – a partir de ensaios realizados em túneis de vento, são obtidas a relação entre velocidade do vento e potência mecânica extraída pela turbina e expressa em forma tridimensional.
- Aproximação analítica – o modelo aerodinâmico da turbina pode ser aproximado por funções não lineares através do ajuste de oito coeficientes (c_1, c_2, \dots, c_8), como descrita em (17)(BETZ, 1966) (MARTINELLO et al., 2016).

Observa-se, da Figura 17, que operar um aerogerador com velocidade variável torna possível maximizar a eficiência energética da conversão, visto que é possível alterar o ângulo de *pitch* β de modo a maximizar a potência de saída.

Figura 17 – Exemplo de variação de uma curva $C_p \times \lambda$ para diversos valores de β



Fonte: (MONTEZANO, 2007) apud (BRITO, 2008).

2.5.1.1 Aproximação analítica da curva $C_p \times \lambda$

Na literatura são encontradas diferentes aproximações analíticas para C_p , diferindo, muitas vezes, apenas nos coeficientes utilizados para a função. Essas variações são utilizadas para representar mais fielmente uma turbina específica (ALMADA, 2013).

A aproximação utilizada neste trabalho, obtida de Almada (2013), é descrita por (17) e (18).

$$C_p(\lambda, \beta) = \frac{1}{2} \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0,4\beta - 5 \right) \cdot e^{-\frac{21}{\lambda_i}} \quad (17)$$

$$\lambda_i(\lambda, \beta) = \left(\frac{1}{\lambda + 0,08\beta} - \frac{0,035}{1 + \beta^3} \right)^{-1} \quad (18)$$

Em que:

C_p coeficiente de potência;

λ_i variável auxiliar;

β ângulo de passo (*Pitch*).

2.6 Considerações finais

Este capítulo apresentou um breve histórico da energia eólica, discorrendo sobre as primeiras tecnologias deste tipo de geração. Foi discutido, ainda, sobre fatores que influenciam as velocidades do vento, bem como uma forma de representar dados de ventos de forma simplificada, como é o caso da distribuição de Weibull.

Apresentaram-se os diversos tipos de aerogeradores, apresentando as diferenças entre estes, além das formas de controle de potência.

Foi utilizada a modelagem de (BETZ, 1966) para obter a relação entre as características da turbina, a velocidade do vento e a potência absorvida pela turbina, obtendo-se, ainda, o maior valor teórico do coeficiente de potência. Além disso, apresentou-se a aproximação analítica da curva $C_p \times \lambda$ utilizada.

3 MODELAGEM E DESENVOLVIMENTO

3.1 Introdução

O motor de indução trifásico (MIT) é amplamente utilizado em ambientes industriais, sendo o mais popular entre os motores. O fato se deve às diversas vantagens apresentadas por esse tipo de motor, como: simplicidade na construção, robustez, baixo custo e alta confiabilidade (PUMA, 2010). O motor de corrente contínua necessita de manutenções periódicas, devido à estrutura complexa de construção, contemplando as escovas e o comutador, os quais não são necessários em um MIT. Esse fato torna a demanda por manutenções periódicas no MIT bem mais baixa.

Além disso, o MIT pode ser utilizado em ambientes considerados explosivos, por não apresentarem produção de faísca durante o funcionamento normal, ao contrário do motor de corrente contínua, por exemplo.

Todavia, o acionamento do motor de corrente contínua é bem mais simples que o acionamento do motor de indução trifásico. Para acionar um MIT em velocidade variável, é necessária uma modelagem da máquina com maior complexidade, considerando, ainda, o comportamento dinâmico da máquina, além de necessitar de equipamentos extras para o acionamento, tal como o inversor de frequência.

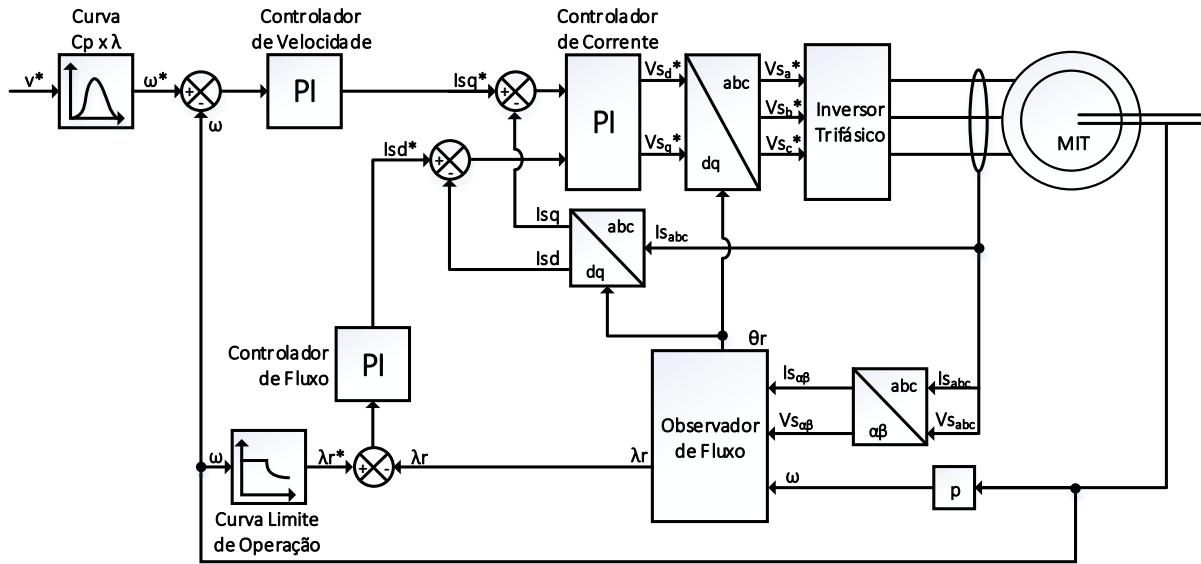
A estratégia de controle mais comumente utilizada para o acionamento do MIT é o controle escalar que consiste na alteração proporcional tensão/frequência. No entanto, esse tipo de controle não funciona bem para bruscas alterações na carga, principalmente no transitório (QUEIROZ, 2008).

Sendo assim, outras técnicas de controle podem ser usadas como as estratégias de controle vetorial. A técnica de controle vetorial permite a aproximação do modelo trifásico da máquina de indução trifásica em um modelo de um motor CC (LEONHARD, 2001), o que proporciona o desacoplamento entre o vetor de fluxo e o torque, proporcionando o controle independente de ambos.

Dentre as técnicas de controle vetorial, este trabalho utiliza a técnica de Controle por Campo Orientado Direto, no inglês, *Direct Flux Oriented* (DFO).

A Figura 18 mostra um diagrama contendo todos os elementos necessários para o controle DFO de velocidade do MIT, sendo acionado de acordo com os valores dados de referência de velocidade de vento. Cada um dos elementos apresentados na figura será abordado a seguir.

Figura 18 – Representação dos elementos do sistema de controle do MIT



Fonte: Elaborado pela autora.

3.2 Inversores de frequência

Embora a máquina de indução trifásica seja uma máquina de construção simples, a modelagem e o controle da máquina são complexos, exigindo, ainda, para uma maior eficiência, elementos associados, que, em comparação com os do motor de corrente contínua, são, geralmente, mais sofisticados.

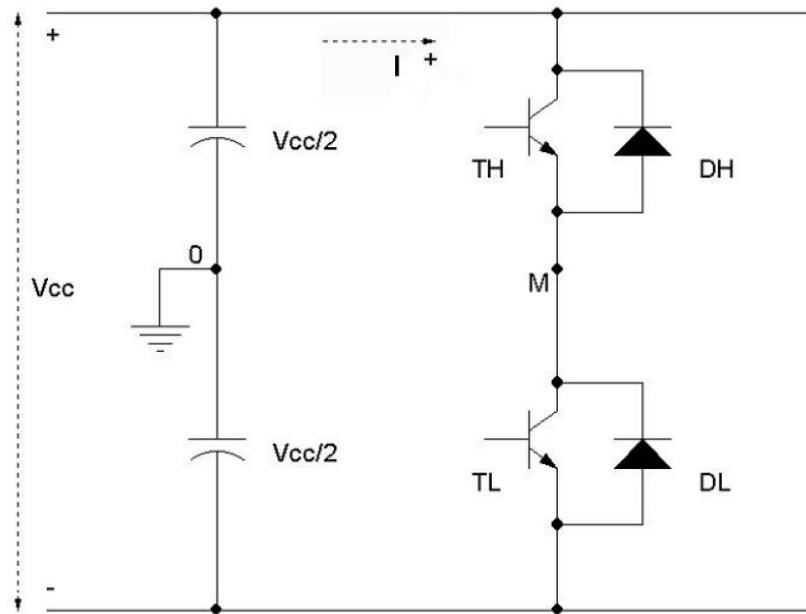
No caso de uma operação do motor de indução trifásico em velocidade ou em torque variável, faz-se necessária a utilização de um inversor de frequência.

O inversor de frequência é responsável por transformar um sinal elétrico de corrente contínua (CC) em um sinal elétrico de corrente alternada (CA), fazendo uso de estratégias de controle para comandar a abertura e fechamento de chaves semicondutoras de potência, de modo a obter na saída a forma de potência desejada (ARAÚJO, 2011). Inversores podem transformar uma tensão de um barramento CC em uma tensão CA com quaisquer amplitude e frequência ou podem, por exemplo, adequar a tensão da rede, utilizando um barramento CC intermediário, para a amplitude e frequência desejada pela aplicação.

Geralmente, os inversores podem ser classificados quanto à fonte de tensão que os alimenta, do tipo: fonte de tensão (VSI, no inglês, *Voltage Source Inverter*) ou fonte de corrente (CSI, no inglês, *Current Source Inverter*), sendo o último não aconselhável para aplicações de baixa e média potência (BENVENUTI, 2014). Os semicondutores mais utilizados em inversores são os IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) (BOSE, 1986).

Os inversores podem, em teoria, possuir qualquer número de fases, sendo cada fase composta por um braço contendo 2 chaves semicondutoras. Como a chave IGBT é largamente usada, cada chave possui encapsulado 1 transistor e 1 diodo, como mostrado na Figura 19.

Figura 19 – Diagrama elétrico por fase de um inverter de frequência



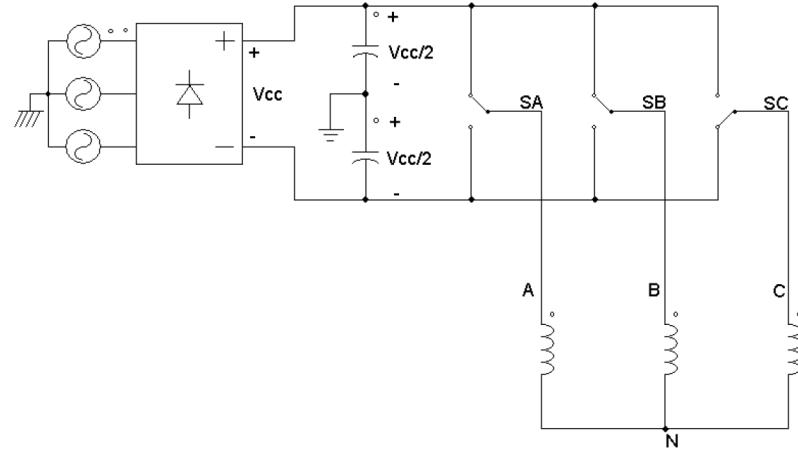
Fonte: (SPILLER, 2001).

Para o caso do inverter trifásico, seria necessária a adição de mais dois braços para as duas fases restantes e, portanto, a adição de 4 módulos IGBT. Deve existir, portanto, um circuito utilizado para controle dos IGBT, que funcionam como uma chave liga e desliga, de modo a obter a amplitude e a frequência desejada da tensão de saída (BENVENUTI, 2014).

O inverter trifásico completo, com os 3 braços, um retificador e uma simplificação dos IGBT de cada braço em uma chave de duas posições (aberta/fechada), tem seu diagrama elétrico exibido na Figura 20. A simplificação dos IGBT de cada braço é feita considerando que, em nenhum braço, os IGBT correspondentes podem estar ligados simultaneamente, evitando um curto-círcuito no barramento CC.

Considerando as possibilidades de acionamento das chaves SA, SB e SC, é montada a Tabela 3, com o estado das chaves (0 ou 1) e a tensão de saída em cada fase. A Tabela 3 expressa ainda o modo de operação do inverter.

Figura 20 – Inversor trifásico completo com chave de duas posições



Fonte: (BENVENUTI, 2014).

Tabela 3 – Tensão de saída do inversor de acordo com os estados das chaves

ϑ	SC	SB	SA	Modo de Operação	V_{CN}	V_{BN}	V_{AN}
0	0	0	0	Inativo	0	0	0
1	0	0	1	Ativo	$-\frac{1}{3}V_{cc}$	$-\frac{1}{3}V_{cc}$	$\frac{2}{3}V_{cc}$
2	0	1	0	Ativo	$-\frac{1}{3}V_{cc}$	$\frac{2}{3}V_{cc}$	$-\frac{1}{3}V_{cc}$
3	0	1	1	Ativo	$-\frac{2}{3}V_{cc}$	$\frac{1}{3}V_{cc}$	$\frac{1}{3}V_{cc}$
4	1	0	0	Ativo	$\frac{2}{3}V_{cc}$	$-\frac{1}{3}V_{cc}$	$-\frac{1}{3}V_{cc}$
5	1	0	1	Ativo	$\frac{1}{3}V_{cc}$	$-\frac{2}{3}V_{cc}$	$\frac{1}{3}V_{cc}$
6	1	1	0	Ativo	$\frac{1}{3}V_{cc}$	$\frac{1}{3}V_{cc}$	$-\frac{2}{3}V_{cc}$
7	1	1	1	Inativo	0	0	0

Fonte: Adaptado de (BENVENUTI, 2014).

No modo de operação do inversor, quando ativo, circula corrente do barramento CC para o MIT, enquanto que, no modo inativo, não há circulação de corrente e todas as tensões de fase são nulas.

3.2.1 Modulação por largura de pulso (PWM)

A modulação por largura de pulso (PWM, do inglês *Pulse Width Modulation*) proporciona uma possibilidade de redução da distorção harmônica total (DHT) de corrente e tensão (HART, 2012) e é amplamente utilizada para modulação de inversores trifásicos usados para acionamentos de máquinas (BOSE, 1986). Como o motor de indução possui uma alta indutância, o próprio motor vai funcionar como um filtro natural, proporcionando uma redução na DHT da tensão de saída.

Na modulação PWM, o controle das chaves do inversor é proporcionado por meio da comparação entre um sinal de referência (senoidal, neste caso), também chamado de moduladora, e um sinal portador, sendo a portadora uma onda triangular, que controla a frequência de chaveamento do inversor (HART, 2012).

Quando o módulo do sinal de referência, ou moduladora, for maior que o módulo do sinal da portadora, a saída terá valor 1, caso contrário, assumirá valor 0 (HART, 2012), de acordo com (19). O sinal de saída do PWM acionará o transistor superior do braço, enquanto que o inferior será acionado pelo complemento deste sinal (BENVENUTI, 2014).

$$SPWM = \begin{cases} 1 & , \text{para } |m| > |p| \\ 0 & , \text{para } |m| < |p| \end{cases} \quad (19)$$

Em que:

$SPWM$ sinal do SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*);

$|m|$ módulo do sinal da moduladora;

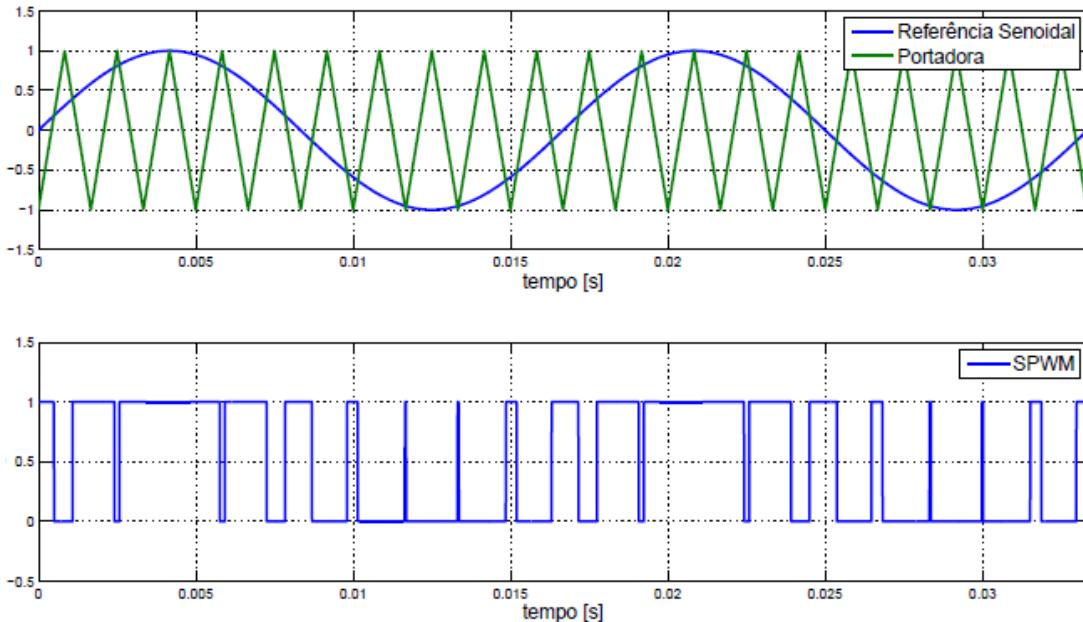
$|p|$ módulo do sinal da portadora.

A Figura 21 mostra um exemplo de modulação SPWM, em que o gráfico de cima contém a moduladora senoidal e a portadora triangular. Comparando os sinais, de acordo com a regra exposta em (19), pode-se obter o sinal do SPWM mostrado no gráfico de baixo da Figura 21.

Na Figura 21, há apenas um sinal modulador, correspondendo, portanto, a apenas um sinal SPWM de saída. No caso de um inversor trifásico, as moduladoras seriam três sinais senoidais defasados de 120° , obtendo-se três sinais SPWM para um dos IGBT de cada braço,

enquanto que os sinais complementares acionariam os IGBT restantes de cada braço do inversor.

Figura 21 – Exemplo de modulação PWM para uma fase



Fonte: (BENVENUTI, 2014).

Podem ser definidos, portanto, os índices de modulação da frequência e da amplitude, de acordo com (20) e (21), respectivamente (HART, 2012).

$$m_f = \frac{f_p}{f_m} \quad (20)$$

Em que:

m_f índice de modulação de frequência;

f_p frequência da portadora;

f_m frequência da moduladora.

$$m_a = \frac{|p|}{|m|} \quad (21)$$

Em que:

m_a índice de modulação de amplitude.

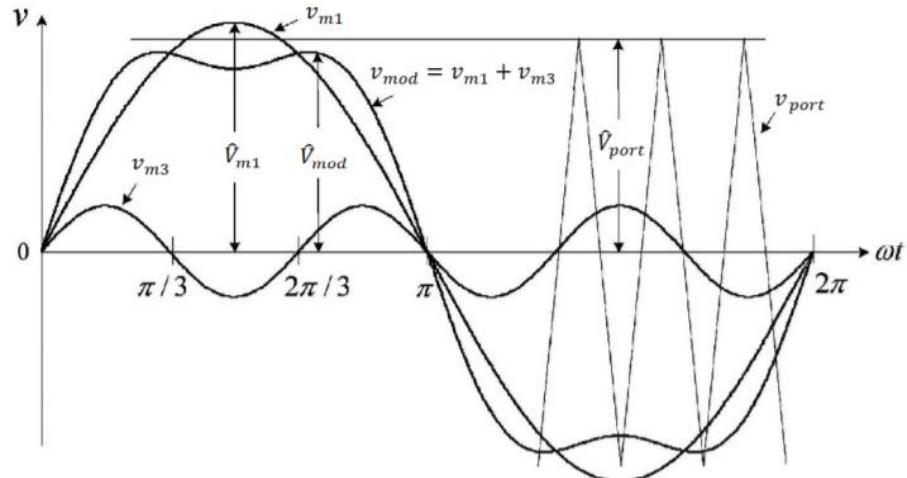
A amplitude da tensão de saída é proporcional ao índice de modulação de amplitude, sendo essa proporcionalidade linear enquanto $m_a \leq 1$. Já quando $m_a > 1$, a tensão de saída continua aumentando com o índice de modulação de amplitude, mas não de maneira linear, sendo esta situação caracterizada como sobre modulação.

3.2.1.1 Modulação senoidal com injeção de terceira harmônica

A modulação SPWM (PWM senoidal) com injeção de terceira harmônica é uma variação da modulação SPWM, em que, ao invés de apenas uma senoide, a superposição de duas senoides forma a moduladora (GUEDES, 2015). A senoide sobreposta à moduladora comum é uma componente harmônica de 3^a ordem.

Essa sobreposição permite uma faixa de ajustes maior para o índice de modulação sem que ocorra sobre modulação. A Figura 22 elucida a situação descrita.

Figura 22 – Adição de componente de 3^a harmônica à moduladora do PWM



Fonte: (GUEDES, 2015).

Observando a Figura 22, caso não fosse adicionada a 3^a harmônica v_{m3} à moduladora v_{m1} , ocorreria uma situação de sobremodulação na região próxima ao pico da senoide. Após a adição, a comparação entre a nova moduladora, v_{mod} , e a portadora, v_{port} , não gera sobremodulação, visto que o pico da moduladora resultante é reduzido. Essa adição aumenta a faixa de linearidade do sistema.

A adição da 3^a harmônica aumenta em 15,47 % a região de linearidade do sistema, de acordo com a Equação (22) (HELDWEIN, [s.d.]) apud (GUEDES, 2015).

$$\hat{V}_{m1} = \frac{2}{\sqrt{3}} \hat{V}_{port} \quad (22)$$

Em que:

\hat{V}_{m1} amplitude da moduladora antes da adição da componente harmônica de 3^a ordem;

\hat{V}_{m1} amplitude da portadora.

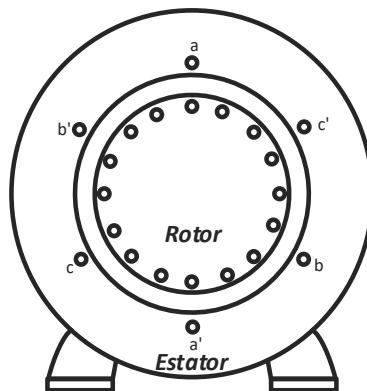
3.3 Máquina de indução trifásica

Neste subtópico, é elucidado o princípio de funcionamento de uma máquina de indução trifásica, bem como o básico sobre as características construtivas de uma MIT rotor gaiola de esquilo. Além disso, é desenvolvido o equacionamento matemático do modelo dinâmico desta, utilizando de ferramentas de transformação de eixos de referência.

3.3.1 Descrição física e princípio de funcionamento

O motor de indução consiste em duas partes principais, uma parte estacionária, o estator, e uma parte móvel, o rotor. Uma ilustração desse tipo de máquina é exibida na Figura 23, em que os enrolamentos trifásicos do estator ($a - a'$; $b - b'$; $c - c'$) estão distribuídos ao longo deste.

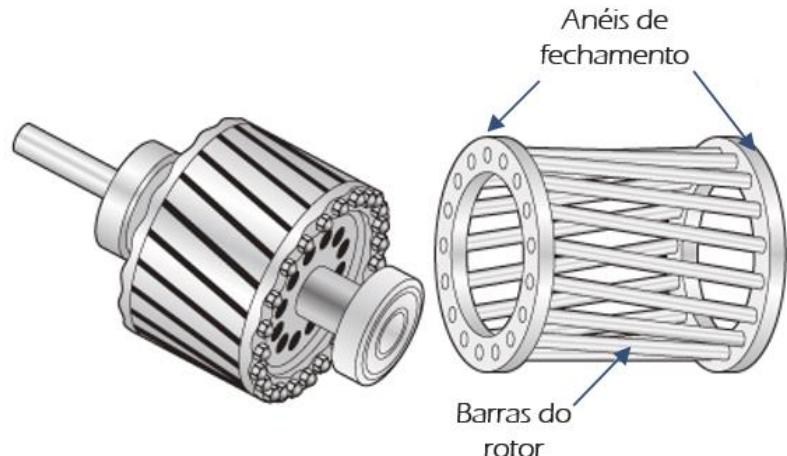
Figura 23 – Ilustração de um motor de indução trifásico



Fonte: Elaborado pela autora.

Os rotores podem ser tipo bobinado ou “gaiola de esquilo” sendo o último mais comum, o qual consiste em várias barras conectadas a dois anéis de fechamento, um em cada extremidade do rotor, de acordo com a Figura 24.

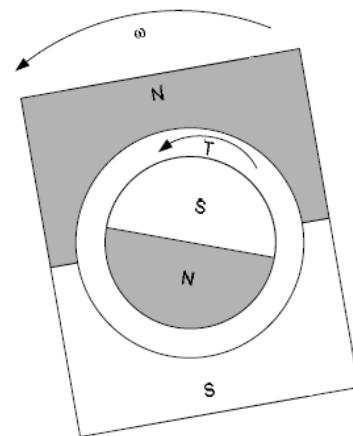
Figura 24 – Rotor do tipo gaiola de esquilo



Fonte: Adaptado de (NIDEC CORPORATION, [s.d.]).

Ao se aplicar uma tensão trifásica senoidal nos enrolamentos do estator, é percebida uma variação do fluxo pelas barras do rotor. Sendo assim, uma tensão é induzida, e, consequentemente, induz a circulação de uma corrente nas barras do rotor. Deste modo, é produzido também um fluxo adicional no rotor. O rotor pode, então, ser representado segundo a Figura 25.

Figura 25 – Representação
do fluxo do estator e do
fluxo do rotor



Fonte: (MOSSKULL, 2006).

Os dois fluxos do rotor e estator produzem um torque no sentido de alinhamento dos fluxos. É importante ressaltar, no entanto, que o alinhamento dos fluxos leva o torque a

zero, visto que o fluxo se torna constante e passa a não mais induzir correntes nas barras do rotor. Por esse motivo, a máquina de indução é também chamada de máquina assíncrona.

Define-se, então, como frequência de escorregamento a diferença entre o fluxo girante no entreferro e a velocidade de rotação elétrica do rotor.

A máquina pode ser estudada por seu modelo estático, mas, para os objetivos deste trabalho, o modelo dinâmico é preferível, visto que fornece informações sobre a característica transitória da máquina que o modelo estático não consegue fornecer.

A seguir, o modelo dinâmico da máquina de indução trifásica é explorado.

3.3.2 *Modelo dinâmico*

Como dito anteriormente, a modelagem estática da máquina não é suficiente para a tarefa de controle de velocidade do MIT.

Para a modelagem dinâmica, algumas considerações devem ser feitas (BENVENUTI, 2014), tais quais:

- O entreferro é constante;
- Os enrolamentos do rotor e do estator são iguais entre si;
- A saturação é desconsiderada;
- A componente homopolar é nula, visto que o motor é conectado em estrela;
- Os ângulos elétricos entre os enrolamentos são iguais;
- As perdas magnéticas são desconsideradas.

As equações que definem o comportamento das tensões da máquina de indução trifásica são definidas pela Equação (23) (BENVENUTI, 2014), no formato matricial.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_s \\ \mathbf{V}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_s & 0 \\ 0 & \mathbf{R}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_s \\ \mathbf{I}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\lambda}_s \\ \dot{\lambda}_r \end{bmatrix} \quad (23)$$

Em que:

$\dot{\lambda}_t$ vetor de dimensão (3×1) com a derivada no tempo do fluxo do estator e rotor;

\mathbf{V}_s vetor de dimensão (3×1) com tensões de fase do estator;

\mathbf{V}_r vetor de dimensão (3×1) com tensões de fase do rotor;

\mathbf{I}_s vetor de dimensão (3×1) com correntes de linha do estator;

\mathbf{I}_r vetor de dimensão (3×1) com correntes de linha do rotor;

\mathbf{R}_s sub matriz diagonal (3×3) com as resistências do estator;

R_r sub matriz diagonal (3×3) com as resistências do rotor;

Considerando que o rotor é do tipo gaiola de esquilo, portanto, curto circuitado, as tensões do rotor V_r tornam-se nulas, de acordo com a Equação (24).

$$V_r = [0 \ 0 \ 0]^T \quad (24)$$

Os fluxos magnéticos do rotor e do estator podem ser descritos de acordo com a Equação (25) (BENVENUTI, 2014).

$$\begin{bmatrix} \lambda_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{sr}^T & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (25)$$

Em que:

λ_s vetor de dimensão (3×1) de fluxos nos enrolamentos do estator;

λ_r vetor de dimensão (3×1) de fluxos nos enrolamentos do rotor.

As sub matrizes de indutâncias em (25) são descritas pelas Equações (26), (27) e (28).

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_s & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L_s & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & L_s \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$L_{rr} = \begin{bmatrix} L_r & -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & L_r & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} & L_r \end{bmatrix} \quad (27)$$

$$L_{sr} = L_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (28)$$

Em que:

L_s indutância própria do estator;

L_r indutância própria do rotor;

L_{ms} indutância de magnetização do estator;

L_{mr} indutância de magnetização do rotor;

L_m indutância mútua entre as bobinas do rotor e do estator;

θ_r ângulo do rotor.

As indutâncias próprias do estator e do rotor são definidas de acordo com as Equações (29) e (30), respectivamente.

$$L_s = L_{ls} + L_{ms} \quad (29)$$

$$L_r = L_{lr} + L_{mr} \quad (30)$$

Em que:

L_{ls} indutância de dispersão do estator;

L_{lr} indutância de dispersão do rotor.

A posição angular do rotor θ_r é calculada pela Equação (31).

$$\theta_r(t) = \int \omega_r(t) dt \quad (31)$$

Em que:

$\omega_r(t)$ velocidade angular elétrica do rotor em [rad/s];

$\theta_r(t)$ ângulo entre os eixos magnéticos do rotor e do estator [rad].

A velocidade angular elétrica $\omega_r(t)$ se relaciona com a velocidade angular mecânica pela Equação (32) (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002).

$$\omega_r(t) = p \cdot \omega_m(t) \quad (32)$$

Em que:

$\omega_m(t)$ velocidade angular mecânica do rotor [rad/s];

p número de pares de polos da máquina.

Sendo assim, o torque pode ser definido de acordo com a Equação (33).

$$T_e = -\frac{dW}{d\theta_m} \quad (33)$$

Em que:

T_e torque da máquina de indução;

W energia da máquina;

θ_m ângulo mecânico da máquina.

A relação entre os ângulos elétricos e mecânicos da máquina são dados pela Equação (34).

$$\theta_r = p \theta_m \quad (34)$$

Substituindo a Equação (34) na Equação (33), obtém-se a relação dada pela Equação (35).

$$dW = T_e \frac{1}{p} d\theta_r \quad (35)$$

Sendo assim, a equação do torque é dada pela Equação (36).

$$T_e = p \frac{dW}{d\theta_r} \quad (36)$$

De acordo com as considerações feitas inicialmente, a expressão da energia é dada pela Equação (37) (DAHER, 1997).

$$W = \frac{1}{2} \cdot \mathbf{I}^T \cdot \mathbf{L} \cdot \mathbf{I} \quad (37)$$

Em que:

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_s \\ \mathbf{I}_r \end{bmatrix} \quad \text{vetor de correntes;}$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{ss} & \mathbf{L}_{sr} \\ \mathbf{L}_{sr}^T & \mathbf{L}_{rr} \end{bmatrix} \quad \text{matriz de indutâncias.}$$

Sendo assim, a equação no torque pode ser definida pela Equação (38).

$$T_e = \frac{p}{2} \cdot \mathbf{I}^T \cdot \left(\frac{d}{d\theta_r} \mathbf{L} \right) \cdot \mathbf{I} \quad (38)$$

Observa-se que as matrizes de indutância \mathbf{L}_{ss} e \mathbf{L}_{rr} independem do ângulo elétrico do rotor θ_r , o que pode ser visto pelas Equações (26) e (27) (DAHER, 1997). Então, a Equação (38) pode ser simplificada, tornando-se, assim, a Equação (39).

A equação final do torque da máquina de indução é dada pela Equação (40).

$$T_e = \frac{p}{2} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{I}_s \\ \mathbf{I}_r \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} 0 & \frac{d}{d\theta_r} \mathbf{L}_{sr} \\ \frac{d}{d\theta_r} \mathbf{L}_{sr}^T & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{I}_s \\ \mathbf{I}_r \end{bmatrix} \quad (39)$$

$$T_e = \frac{p}{2} \cdot \mathbf{I}_r \cdot \left(\frac{d}{d\theta_r} \mathbf{L}_{sr}^T \right) \cdot \mathbf{I}_s + \frac{p}{2} \cdot \mathbf{I}_s \cdot \left(\frac{d}{d\theta_r} \mathbf{L}_{sr} \right) \cdot \mathbf{I}_r \quad (40)$$

3.3.2.1 Mudança de coordenadas de referência

O comportamento de máquinas trifásicas é geralmente descrito por suas equações de corrente e tensão relativas ao estator (estacionário) e rotor (girante). Os coeficientes das equações diferenciais que descrevem seu comportamento apresentam termos que variam no tempo (exceto quando o rotor estiver parado). Para simplificar a análise das máquinas rotativas, são usadas transformações matemáticas para desacoplar as variáveis e obter a solução das equações que envolvem quantidades variantes no tempo, referenciando todas as variáveis a um sistema de coordenadas comum. Os métodos mais usuais de transformação são baseados na transformação de Clarke e transformação de Park. A primeira converte

quantidades trifásicas equilibradas em quantidades bifásicas em quadratura equilibradas. O segundo, converte um sistema estacionário bifásico ortogonal equilibrado em um sistema de referência ortogonal girante.

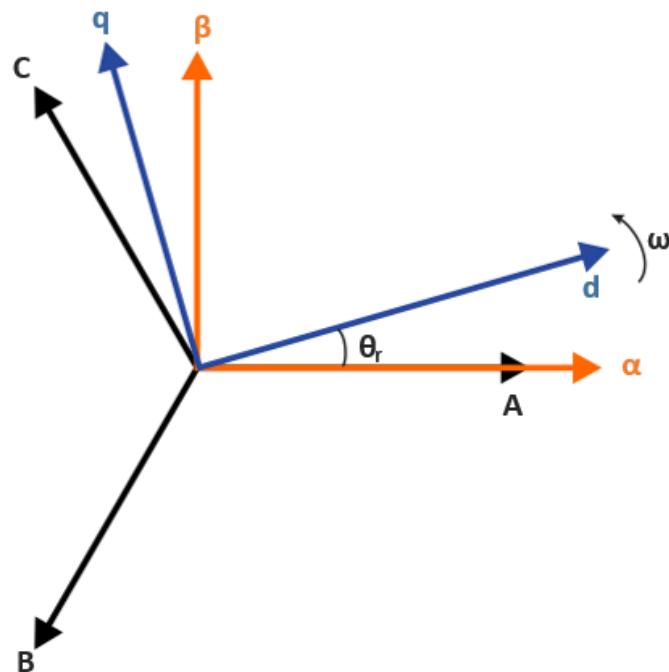
Como representado anteriormente, a máquina de indução trifásica possui três enrolamentos defasados igualmente entre si de 120° . A alimentação é feita através de uma fonte trifásica com tensões defasadas de 120° . O resultado é a produção de um campo girante (DAHER, 1997).

Esse campo também pode ser produzido por uma máquina bifásica com enrolamentos defasados de 90° graus entre si, alimentada por uma fonte de tensão bifásica com tensões defasadas de 90° (DAHER, 1997). Portanto, é possível representar uma máquina trifásica em uma máquina bifásica. Essa representação é possível pela consideração de que a máquina é conectada em estrela, sem o neutro conectado (BENVENUTI, 2014).

Essa representação é essencial, visto que torna as matrizes circulares simétricas do modelo dinâmico em matrizes diagonais (BENVENUTI, 2014).

Na Figura 26, os eixos das transformadas de Clarke (CLARKE, 1950) e Park (PARK, 1929) são referidos a $\alpha\beta$ e dq , respectivamente. Os eixos originais são referidos a ABC.

Figura 26 – Representação das coordenadas de referência ABC, $\alpha\beta$ e dq



Fonte: Elaborado pela autora.

A transformada de Clarke transforma os eixos trifásicos em eixos bifásicos estáticos, em que o eixo α é alinhado com o eixo da fase A. Já a transformada de Park transforma os eixos trifásicos em eixos bifásicos girantes. As matrizes de transformação de Clarke e Park são mostradas no Anexo A.

A velocidade de giro dos eixos das coordenadas é definida com base no referencial escolhido, sendo estes definidos a seguir (BENVENUTI, 2014).

- Referencial Estacionário: referência é no estator;
- Referencial Rotórico: referência é no rotor;
- Referencial Síncrono: referência é o da velocidade síncrona do campo girante do estator.

É realizada, inicialmente, a transformação de uma máquina trifásica para uma máquina bifásica, usando a transformada de Clarke, obtendo-se (41) e (42).

$$\mathbf{V}_{s_{\alpha\beta}} = R_s \cdot \mathbf{I}_{s_{\alpha\beta}} + \dot{\lambda}_{s_{\alpha\beta}} \quad (41)$$

$$0 = R_r \cdot \mathbf{I}_{r_{\alpha\beta}} + \dot{\lambda}_{r_{\alpha\beta}} + j\omega \lambda_{r_{\alpha\beta}} \quad (42)$$

Em que:

$\mathbf{V}_{s_{\alpha\beta}}$ vetor contendo as tensões do estator na referência $\alpha\beta$;

R_s resistência dos enrolamentos do estator;

R_r resistência dos enrolamentos do rotor;

ω velocidade angular elétrica;

$\mathbf{I}_{s_{\alpha\beta}}$ vetor contendo as correntes do estator na referência $\alpha\beta$;

$\mathbf{I}_{r_{\alpha\beta}}$ vetor contendo as correntes do rotor na referência $\alpha\beta$;

$\lambda_{s_{\alpha\beta}}$ vetor contendo os fluxos do estator na referência $\alpha\beta$;

$\lambda_{r_{\alpha\beta}}$ vetor contendo os fluxos do rotor na referência $\alpha\beta$.

As equações são referidas, então, a uma referência girante em vez de uma estacionária. Escolhe-se uma referência genérica com velocidade ω_k e supõe-se que máquina de indução é do tipo gaiola de esquilo, desenvolvendo-se, então, (43) e (44).

$$\mathbf{V}_{sk} = R_s \cdot \mathbf{I}_{sk} + \dot{\lambda}_{sk} + j\omega_k \cdot \lambda_{sk} \quad (43)$$

$$0 = R_r \cdot \mathbf{I}_{rk} + \dot{\lambda}_{rk} + j(\omega_k - \omega) \cdot \lambda_{rk} \quad (44)$$

Em que:

\mathbf{V}_{sk} vetor contendo as tensões do estator na referência genérica girante k ;

\mathbf{I}_{sk} vetor contendo as correntes do estator na referência genérica girante k ;

- \mathbf{I}_{rk} vetor contendo as correntes do rotor na referência genérica girante k;
 ω_k velocidade angular genérica;
 λ_{sk} vetor contendo os fluxos do estator na referência genérica girante k;
 λ_{rk} vetor contendo os fluxos do estator na referência genérica girante k.

Na referência estacionária $\alpha\beta$, pode-se obter as relações dadas por (45) e (46) para os fluxos do estator e do rotor, respectivamente.

$$\lambda_{s\alpha\beta} = L_s \cdot \mathbf{I}_{s\alpha\beta} + M \cdot \mathbf{I}_{r\alpha\beta} \quad (45)$$

$$\lambda_{r\alpha\beta} = M \cdot \mathbf{I}_{s\alpha\beta} + L_r \cdot \mathbf{I}_{r\alpha\beta} \quad (46)$$

Em que:

M indutância mútua entre o rotor e o estator.

Obtendo a mesma relação para a referência genérica k, as Equações (45) e (46) tornam-se em (47) e (48).

$$\lambda_{sk} = L_s \cdot \mathbf{I}_{sk} + M \cdot \mathbf{I}_{rk} \quad (47)$$

$$\lambda_{rk} = M \cdot \mathbf{I}_{sk} + L_r \cdot \mathbf{I}_{rk} \quad (48)$$

A Equação (43) é multiplicada por \mathbf{I}_{sk} e a Equação (44) é multiplicada por \mathbf{I}_{rk} , obtendo-se as Equações (49) e (50), respectivamente.

$$P_s = \mathbf{I}_{sk} \cdot \mathbf{V}_{sk} = R_s \cdot \mathbf{I}_{sk}^2 + \mathbf{I}_{sk} \cdot \dot{\lambda}_{sk} + \mathbf{I}_{sk} \cdot j\omega_k \cdot \lambda_{sk} \quad (49)$$

$$P_r = \mathbf{I}_{rk} \cdot 0 = R_r \cdot \mathbf{I}_{rk}^2 + \mathbf{I}_{rk} \cdot \dot{\lambda}_{rk} + \mathbf{I}_{rk} \cdot j(\omega_k - \omega) \cdot \lambda_{rk} \quad (50)$$

Em que:

P_s potência do estator;

P_r potência do rotor.

Os dois primeiros termos à direita da igualdade nas Equações (49) e (50) são referentes às perdas por efeito Joule e perdas magnéticas, respectivamente. Sendo assim, a potência mecânica da máquina é calculada a partir dos termos restantes das equações em questão, subtraindo-se a potência do rotor da potência do estator, resultando na Equação (51).

$$P_m = \mathbf{I}_{sk} \cdot j\omega_k \cdot \lambda_{sk} - \mathbf{I}_{rk} \cdot j\omega_k \cdot \lambda_{rk} - \mathbf{I}_{rk} \cdot j\omega \cdot \lambda_{rk} \quad (51)$$

Em que:

P_m potência mecânica da MIT.

Como a potência mecânica não pode depender do referencial escolhido, os termos dependentes de ω_k na Equação (51) tornam-se nulos, resultando na Equação (52).

$$P_m = -\mathbf{I}_{rk} \cdot j\omega \cdot \lambda_{rk} = \omega |\mathbf{I}_{rk} \times \lambda_{rk}| \quad (52)$$

Sabe-se que a definição de potência elétrica para máquina de indução trifásica é dada pela equação (53).

$$P_m = \omega_r \cdot T_m \quad (53)$$

Em que:

ω_r velocidade do rotor da máquina/velocidade mecânica;

T_m torque mecânico da MIT.

No entanto, quando a máquina é transformada de trifásica para o seu equivalente bifásica, a potência deve ser multiplicada por um fator $k=2/3$, o qual corresponde à constante de transformação. Este fator provém da decomposição de uma máquina de três enrolamentos em outra máquina com apenas dois enrolamentos (RONCONI, 2010).

A equação da potência mecânica torna-se, então, (54).

$$P_m = \frac{2}{3} \omega_r \cdot T_m \quad (54)$$

Pode-se reescrever a relação dada pela equação (48) como a equação (55).

$$I_{rk} = \frac{\lambda_{rk} - M \cdot I_{sk}}{L_r} \quad (55)$$

Igualam-se (52) e (54) e substitui-se, ainda, a relação dada pela equação (55) para obter a equação do torque, de acordo com a equação (56).

$$T_m = \frac{3}{2} \frac{\omega}{\omega_r} \cdot \frac{M}{L_r} |\lambda_{rk} x I_{sk}| = \frac{3}{2} p \cdot K_r |\lambda_{rk} x I_{sk}| \quad (56)$$

Em que:

$$K_r = \frac{M}{L_r}$$

Na equação (44), substitui-se a relação dada pela Equação (55), obtendo-se a equação (57).

$$0 = \frac{1}{\tau_r} \cdot (\lambda_{rk} - M \cdot I_{sk}) + \dot{\lambda}_{rk} + j(\omega_k - \omega) \cdot \lambda_{rk} \quad (57)$$

Em que:

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \text{constante do rotor.}$$

Define-se, então, que o referencial da transformada de Park, em que a velocidade genérica será a própria velocidade elétrica do rotor, ω_o , ou seja, será a própria velocidade angular do fluxo do rotor, $\lambda_{r_{dq}}$.

Sendo assim, a equação (57) torna-se a equação (58).

$$M \cdot I_{s_{dq}} = \tau_r \cdot \dot{\lambda}_{r_{dq}} + [1 + j(\omega_o - \omega) \cdot \tau_r] \lambda_{r_{dq}} \quad (58)$$

Em que:

$I_{s_{dq}}$ vetor contendo as correntes do estator na referência dq girando com velocidade ω_o ;

$\lambda_{r_{dq}}$ vetor contendo os fluxos do rotor na referência dq girando com velocidade ω_o .

Com o intuito de simplificar a modelagem, escolhe-se o fluxo $\lambda_{r_{dq}}$ como sendo alinhado com o eixo ‘d’ da Figura 26. Deste modo, o fluxo no eixo ‘q’ será nulo e o fluxo estará completamente sobre o eixo ‘d’.

Separando a equação (58) em eixos d e q, podem ser escritas as equações (59) e (60).

$$M \cdot I_{sd} = \tau_r \cdot \dot{\lambda}_r + \lambda_r \quad (59)$$

$$M \cdot I_{sq} = (\omega_o - \omega) \cdot \tau_r \lambda_r \quad (60)$$

Em que:

I_{sd} corrente do estator no eixo d;

I_{sq} corrente do estator no eixo q;

λ_r módulo do fluxo do rotor.

Sabe-se, ainda, que a relação dada pela equação (61) é verdadeira, de acordo com o referencial escolhido.

$$|\lambda_{r_{dq}} \times I_{sd}| = \lambda_{rd} \cdot I_{sq} - \lambda_{rq} \cdot I_{sd} = \lambda_{rd} \cdot I_{sq} \quad (61)$$

A equação final do torque é, então, dada pela equação (62).

$$T_m = \frac{3}{2} p \cdot K_r \cdot \lambda_{rd} \cdot I_{sq} \quad (62)$$

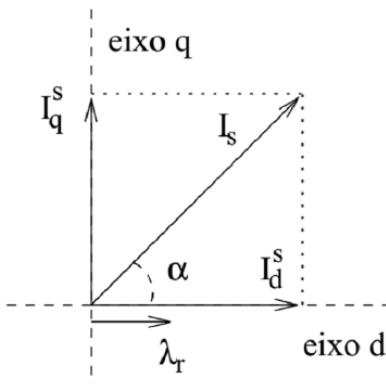
3.3.3 Controle por campo orientado direto (FOC)

O controle vetorial por orientação de campo (FOC, do inglês *Flux Oriented Control*) foi introduzido por Blaschke (1972), o que permitiu a utilização de motor de indução em aplicações de alto desempenho dinâmico. Como citado anteriormente, a utilização do FOC torna possível reduzir o modelo dinâmico da máquina de indução trifásica para um modelo de uma máquina de corrente contínua.

Na máquina de corrente contínua, a ação do comutador torna o controle mais simples, tendo em vista que torna, mecanicamente, fixo e ortogonal o ângulo entre a força magnetomotriz e o fluxo da máquina (BENVENUTI, 2014). Sendo assim, a MCC provoca naturalmente o desacoplamento entre os controles de torque e de fluxo, sendo este o objetivo de criação do controle FOC (REGINATTO; RICO, 1993) apud (BENVENUTI, 2014).

O FOC é basicamente um conjunto de condições que fixam o vetor de corrente do estator e o vetor do fluxo do rotor, ou fluxo da máquina (BENVENUTI, 2014), como mostra a Figura 27. Por esse motivo, é chamado de controle por orientação de fluxo.

Figura 27 – Fixação entre a corrente do estator e o fluxo da máquina



Fonte: (HAFFNER, 1998).

O controle por campo orientado possui duas classificações: direto (DFO) ou indireto (IFO, no inglês, *Indirect Flux Oriented*). Essa classificação depende da informação utilizada para referenciar o controle ao sistema de coordenadas de campo (REGINATTO; RICO, 1993) apud (BENVENUTI, 2014).

No DFO, o fluxo da máquina, em módulo e em ângulo, deve ser medido diretamente na máquina por meio da utilização de sensores ou pode ser estimado por meio de modelos matemáticos que relacionem outras grandezas da máquina com a medida de fluxo. Já no IFO, a informação é obtida por meio do cálculo do escorregamento entre o campo magnético do rotor e do estator (BENVENUTI, 2014).

O fluxo, no caso do controle DFO, necessita ser realimentado, seja por meio de medições ou de estimativas. Apesar de essa realimentação, geralmente realizada por meio de estimadores de fluxos, exigir uma complexidade e um esforço computacional maior, ela permite o controle em malha fechada do fluxo da máquina.

Tendo em vista que a técnica de controle utilizada neste trabalho é do tipo DFO e que o custo da utilização de sensores de fluxo é alto, faz-se necessária a utilização de um estimador de fluxo, também chamado observador de fluxo.

O esquema de controle completo, contemplando o observador de fluxo, foi exibido no início deste capítulo, na Figura 18.

3.3.3.1 Modelagem do observador de fluxo

Para o controle DFO, são necessárias informações do módulo do fluxo, utilizado para controle deste em malha fechada, e do ângulo entre o vetor do fluxo e o eixo estacionário α , sendo utilizado para as transformações de coordenadas efetuadas no esquema de controle.

Sabendo que o fluxo do rotor corresponde ao vetor resultante do fluxo nos eixos estacionários α e β , o módulo e o ângulo estimados do vetor de fluxo podem ser calculados de acordo com as equações (63) e (64), respectivamente.

$$\hat{\lambda}_r = \sqrt{\hat{\lambda}_{r_\alpha}^2 + \hat{\lambda}_{r_\beta}^2} \quad (63)$$

$$\hat{\theta}_r = \tan^{-1} \left(\frac{\hat{\lambda}_{r_\beta}}{\hat{\lambda}_{r_\alpha}} \right) \quad (64)$$

Em que:

$\hat{\lambda}_r$ módulo do fluxo do rotor estimado;

$\hat{\lambda}_{r_\alpha}$ fluxo do rotor estimado no eixo estacionário α ;

$\hat{\lambda}_{r_\beta}$ fluxo do rotor estimado no eixo estacionário β ;

$\hat{\theta}_r$ ângulo do fluxo de rotor estimado.

A estimação do fluxo do rotor é feita em duas formas diferentes, sendo a primeira considerando as equações do estator e a segunda, as do rotor.

A) Estimação do fluxo pelas equações do estator

Analizando as Equações que representam o estator da máquina de indução trifásica, (41) e (45), estas podem ser manipuladas, em conjunto com a equação do fluxo do rotor em (46), de modo a encontrar uma equação que relate o fluxo do rotor com grandezas do estator, ou seja, grandezas que podem ser medidas.

Inicialmente, a Equação (46) é multiplicada pela indutância mútua entre o rotor e o estator, M , e dividida pela indutância própria do rotor L_r , como um meio de que o termo $M \cdot I_{r_{\alpha\beta}}$ apareça na equação. Desse modo, tem-se Equação (65).

$$M \cdot I_{r_{\alpha\beta}} = \frac{M}{L_r} \cdot \lambda_{r_{\alpha\beta}} - \frac{M^2}{L_r} I_{s_{\alpha\beta}} \quad (65)$$

Substituindo (65) em (45), obtém-se a relação dada pela Equação (66).

$$\lambda_{s_{\alpha\beta}} = L_s \cdot \sigma \cdot I_{s_{\alpha\beta}} - K_r \lambda_{r_{\alpha\beta}} \quad (66)$$

Em que:

$$\sigma = \left(1 - \frac{M^2}{L_s \cdot L_r}\right).$$

Considerando a equação encontrada para o fluxo de estator, (66), substitui-se a relação na Equação da tensão do estator em (41). A equação após a substituição é apresentada em (67).

$$K_r \dot{\lambda}_{r_{\alpha\beta}} = V_{s_{\alpha\beta}} - R_s I_{s_{\alpha\beta}} - L_s \cdot \sigma \cdot I_{s_{\alpha\beta}} \quad (67)$$

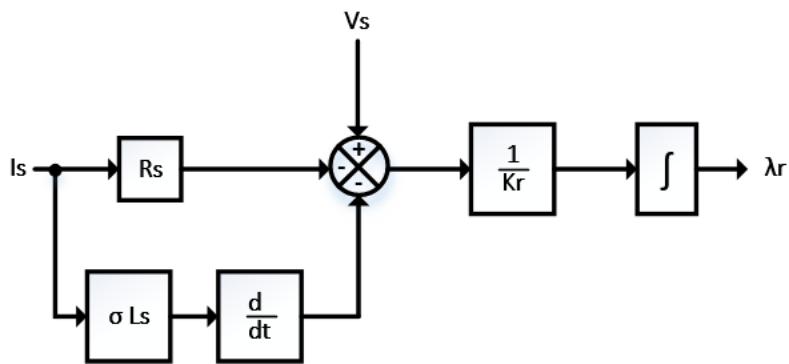
Isolando o fluxo do rotor e integrando os dois lados da equação, obtém-se (68).

$$\lambda_{r_{\alpha\beta}} = \frac{1}{K_r} \int (V_{s_{\alpha\beta}} - R_s I_{s_{\alpha\beta}} - L_s \cdot \sigma \cdot I_{s_{\alpha\beta}}) dt \quad (68)$$

Fazendo a transformada de Laplace da Equação (68), obtém-se (69), a qual pode ser representado pelo diagrama de blocos exibido pela Figura 28.

$$\lambda_{r_{\alpha\beta}} = \frac{1}{s K_r} (V_{s_{\alpha\beta}} - R_s I_{s_{\alpha\beta}} - s \cdot L_s \cdot \sigma \cdot I_{s_{\alpha\beta}}) \quad (69)$$

Figura 28 – Diagrama de blocos da estimativa do fluxo pelas equações do estator



Fonte: Elaborado pela autora.

O diagrama da Figura 28 foi simplificado em apenas um diagrama, o qual é o mesmo para os dois eixos da referência $\alpha\beta$. Sendo assim, foi também omitido o índice, que remete à referência utilizada, das grandezas representadas no diagrama. O estimador da

Figura 28 também é conhecido com estimador de fluxo de modelo de tensão (LASCU; BOLDEA; BLAABJERG, 2000).

B) Estimação do fluxo pelas equações do rotor

Analizando agora as equações que representam o rotor, (42) e (46), pode-se novamente manipular as equações de modo a obter uma relação para o fluxo da máquina.

Na equação (46), isola-se a corrente do rotor, segundo (70).

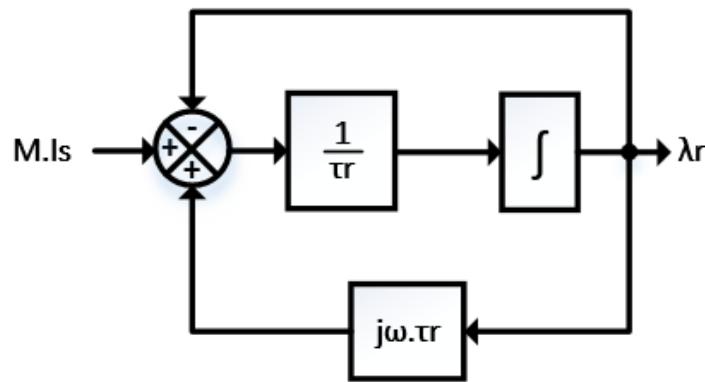
$$I_{r_{\alpha\beta}} = \frac{1}{L_r} (\lambda_{r_{\alpha\beta}} - M \cdot I_{s_{\alpha\beta}}) \quad (70)$$

Substitui-se então a Equação (70) na Equação (42) da tensão no rotor, obtendo-se (71).

$$0 = \frac{1}{\tau_r} (\lambda_{r_{\alpha\beta}} - M \cdot I_{s_{\alpha\beta}}) + \dot{\lambda}_{r_{\alpha\beta}} + j\omega \lambda_{r_{\alpha\beta}} \quad (71)$$

A Equação (71) pode ser representada também pelo diagrama de blocos exibido na Figura 29.

Figura 29 – Diagrama de blocos da estimação do fluxo pelas equações do rotor



Fonte: Elaborado pela autora.

O diagrama apresentado na Figura 29 representa o diagrama para cada uma das componentes na referência $\alpha\beta$. Novamente, foram omitidos os índices das grandezas. O estimador apresentado na Figura 29 é também chama de estimador de fluxo de modelo de corrente.

C) Comparação entre os modelos de estimação de fluxo

Nas duas modelagens apresentadas, o resultado é uma relação entre o fluxo do rotor e as grandezas tais como tensão e corrente do estator e velocidade da máquina (LASCU; BOLDEA; BLAABJERG, 2000).

A partir do modelo de tensão, a estimativa não funciona bem em baixas velocidades (UR REHMAN, 2004), sendo essa característica explicada pelo integrador exibido no diagrama da Figura 28. O integrador não possui realimentação, só podendo essa condição ser utilizada quando $\omega \gg 1$, pois quando $\omega \rightarrow 0$, o termo integrado da Equação (68) também tenderá a zero, fazendo a estimativa apresentar um erro elevado.

O modelo de corrente não é influenciado pela velocidade, funcionando melhor que o modelo de tensão em baixas velocidades, no entanto é sensível a variações da resistência do rotor, sendo, portanto, sensível a variações de temperatura. Ou seja, o modelo de corrente é influenciado pela carga.

Sendo assim, o ideal é juntar os dois modelos para conciliar as vantagens de cada um. Em altas velocidades, o modelo de tensão é pouco influenciado por variações na resistência do rotor e em baixas velocidades, o modelo de corrente funciona melhor, operando satisfatoriamente, inclusive, em velocidade zero (LASCU; BOLDEA; BLAABJERG, 2000).

Na Tabela 4, é mostrada a comparação entre os dois modelos apresentados para estimativa do fluxo.

Tabela 4 – Comparação entre os modelos apresentados para estimativa do fluxo

Modelo	Baixas velocidades	Altas velocidades	Baixa carga	Alta carga
Tensão	Ruim	Bom	Não influenciado	Não influenciado
Corrente	Não influenciado	Não influenciado	Bom	Ruim

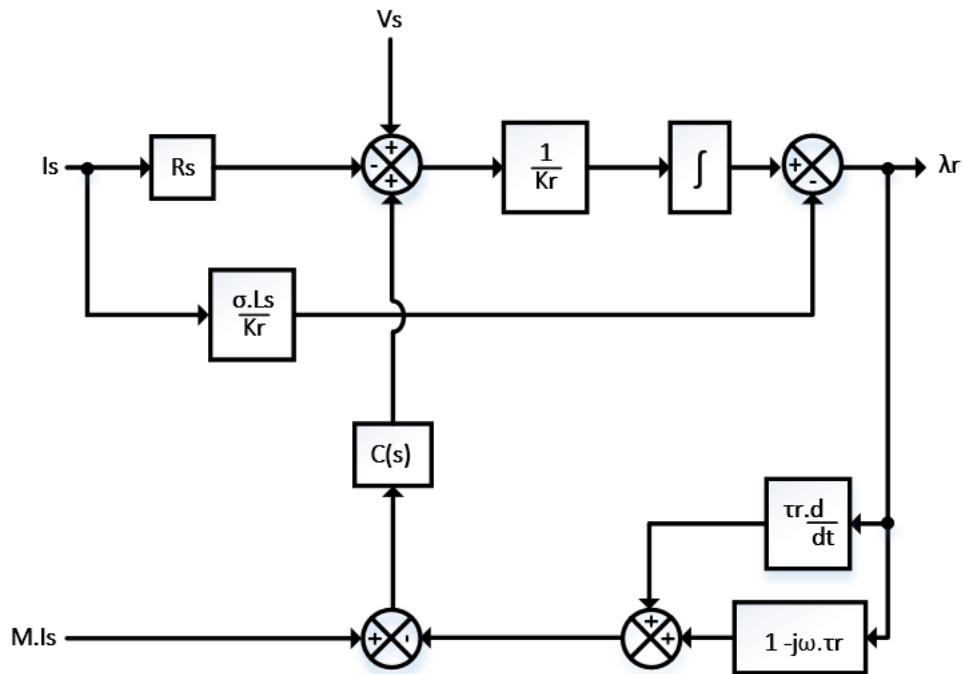
Fonte: Elaborado pela autora.

Como se pode perceber, a combinação dos dois modelos só não funciona bem para uma situação de baixa velocidade e alta carga, sendo esta uma situação de alta temperatura em baixa velocidade, ou seja, uma situação improvável.

O diagrama contemplando os dois modelos combinados é mostrado na Figura 30.

Na Figura 30, é inserido um bloco $C(s)$, o qual corresponde ao controlador do estimador, responsável por minimizar o erro do estimador por meio da comparação entre o termo $M \cdot I_s$ real e o termo $M \cdot \hat{I}_s$ estimado. Como os dois termos estão na referência $\alpha\beta$, estes não serão referências constantes.

Figura 30 – Diagrama de blocos do estimador combinado



Fonte: Elaborado pela autora.

Sendo assim, com o intuito de simplificar o controlador do estimador, os termos de comparação são transformados para a referência dq , passam pelo regulador, para em seguida serem transformados novamente em $\alpha\beta$.

O controlador aplicado deve ser um proporcional integral (PI), em que as constantes de ganho, K_p , e de integração, K_i , devem ser calculadas de acordo com (72) e (73) (LASCU; BOLDEA; BLAABJERG, 1998).

$$K_p = \omega_1 + \omega_2 \quad (72)$$

$$K_i = \omega_1 \cdot \omega_2 \quad (73)$$

Em que ω_1 varia entre 2 – 5 rad/s e ω_2 , entre 20 – 30 rad/s.

3.3.3.2 Critério de ajuste do controlador de corrente

A malha de corrente, de acordo com a Figura 18, é a malha mais interna de controle, recebendo referência do controlador de velocidade e do controlador de fluxo e dando a referência de tensão para o inversor.

A partir das equações da tensão no estator e do fluxo do estator na referência ‘dq’, de acordo com (74) e (75), podem ser desenvolvidas equações que relacionem a referência de corrente com a referência de tensão do inversor.

$$V_{s_{dq}} = R_s \cdot I_{s_{dq}} + s\lambda_{s_{dq}} + j\omega_r \cdot \lambda_{r_{dq}} \quad (74)$$

$$\lambda_{s_{dq}} = \sigma L_s \cdot I_{s_{dq}} + K_r \cdot \lambda_{r_{dq}} \quad (75)$$

Substituindo (75) em (74), encontra-se a relação dada por (76).

$$V_{s_{dq}} = R_s \cdot I_{s_{dq}} + s\sigma L_s \cdot I_{s_{dq}} + sK_r \cdot \lambda_{r_{dq}} + j\omega_r \sigma L_s \cdot I_{s_{dq}} + j\omega_r K_r \cdot \lambda_{r_{dq}} \quad (76)$$

Como a malha de corrente é mais interna que a de fluxo, e esta última dá a referência para a malha de corrente, a variação de corrente no tempo (velocidade da malha) será bem maior que a variação de fluxo do rotor no tempo. Sendo assim, para o controle de corrente, pode-se considerar o termo $s\lambda_{r_{dq}} \cong 0$.

Destruindo o termo $j\lambda_{r_{dq}}$ nas componentes d e q e tendo em vista que o fluxo de rotor é orientado completamente no eixo d, pode-se obter (77).

$$j \cdot \lambda_{r_{dq}} = \begin{cases} -\lambda_{r_q} = 0 \\ \lambda_{r_d} = \lambda_r \end{cases} \quad (77)$$

Do mesmo modo para o termo $jI_{s_{dq}}$, pode-se escrever (78).

$$j \cdot I_{s_{dq}} = \begin{cases} -I_{s_q} \\ I_{s_d} \end{cases} \quad (78)$$

Feitas as considerações, a Equação (76) torna-se, para as componentes d e q, em (79) e (80).

$$V_{s_d} = R_s \cdot I_{s_d} + s\sigma L_s \cdot I_{s_d} - \omega_r \sigma L_s \cdot I_{s_q} \quad (79)$$

$$V_{s_q} = R_s \cdot I_{s_q} + s\sigma L_s \cdot I_{s_q} + \omega_r \sigma L_s \cdot I_{s_d} + \omega_r K_r \cdot \lambda_r \quad (80)$$

As Equações (79) e (80) são reescritas como (81) e (82).

$$I_{s_d} = \frac{1}{R_s + s\sigma L_s} (V_{s_d} + \omega_r \sigma L_s \cdot I_{s_q}) \quad (81)$$

$$I_{s_q} = \frac{1}{R_s + s\sigma L_s} (V_{s_q} - \omega_r \sigma L_s \cdot I_{s_d} - \omega_r K_r \cdot \lambda_r) \quad (82)$$

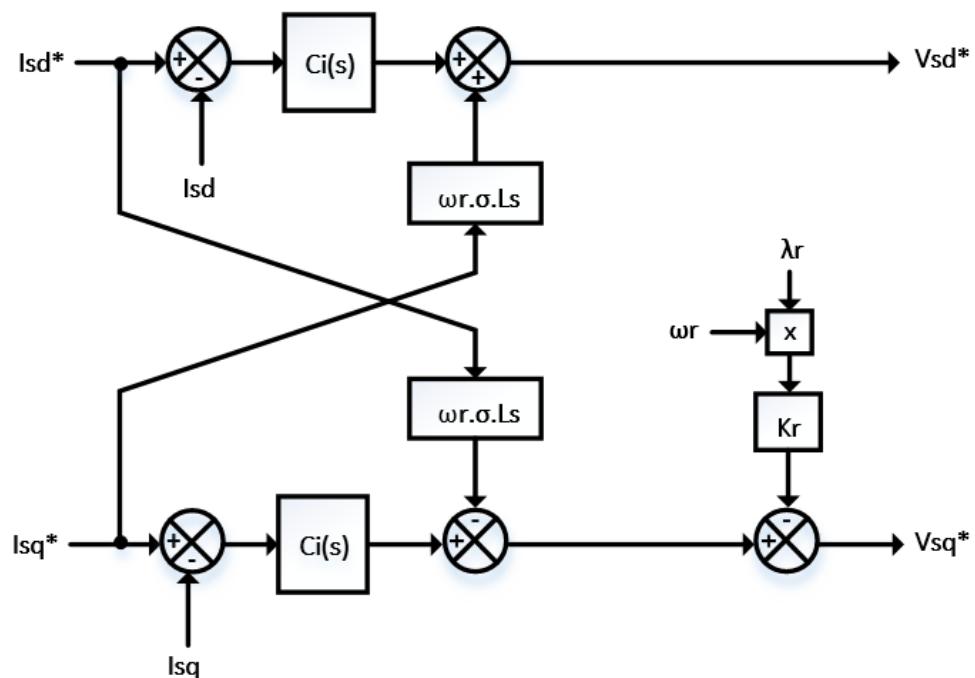
A função de transferência para o sistema elétrico do motor de indução, tanto para o eixo d como para o eixo q, é, então, reescrita como (83).

$$\frac{I_s(s)}{V_s(s)} = \frac{1}{R_s + s\sigma L_s} \quad (83)$$

Os termos restantes das Equações (81) ($\omega_r \sigma L_s \cdot I_{sq}$) e (82) ($-\omega_r \sigma L_s \cdot I_{sd} - \omega_r K_r \cdot \lambda_r$) são entendidos como distúrbios, sendo provenientes das transformações das coordenadas. Para controlar a planta, é necessário que esses distúrbios sejam compensados, sendo este passo chamado de desacoplamento das tensões.

O diagrama da Figura 31 contempla o controlador, juntamente com o desacoplamento das tensões, tendo como saída as tensões de referência para o inversor.

Figura 31 – Desacoplamento de tensões no controle de corrente

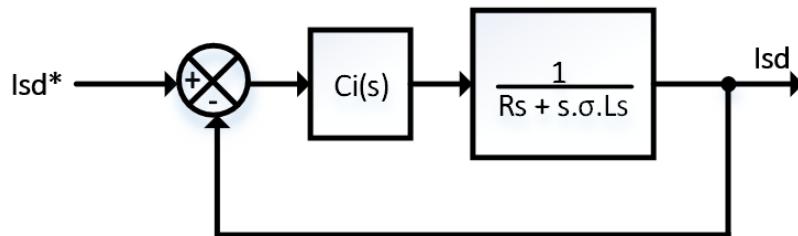


Fonte: Elaborado pela autora.

O diagrama de blocos simplificado do controle de corrente, para os dois eixos d e q, pode ser representado segundo a Figura 32.

O controlador $Ci(s)$ será um PI, que segundo Mohan (2015), deve ter a frequência de cruzamento do zero, ou banda de passagem, de uma ou duas décadas abaixo da frequência de chaveamento do inversor, de modo que o chaveamento não interfira no controle de corrente.

Figura 32 – Diagrama simplificado do controle de corrente



Fonte: Elaborado pela autora.

3.3.3.3 Critério de ajuste do controlador de fluxo

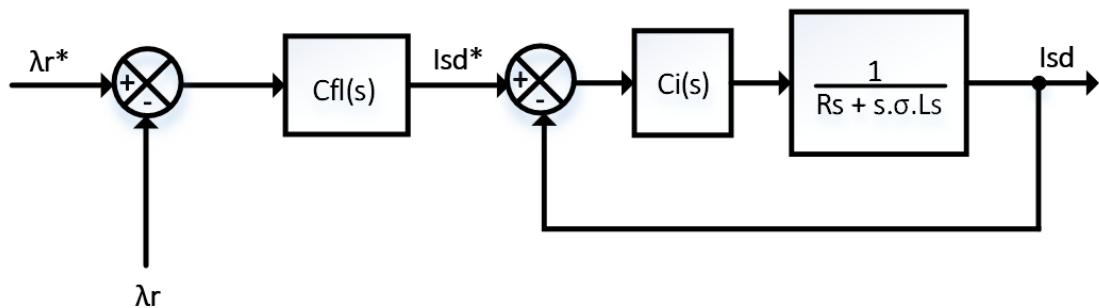
Partindo da Equação (59) e aplicando a transformada de Laplace, é possível escrever a relação entre o fluxo desejado e a referência de corrente do estator no eixo d, segundo (84).

$$\frac{\lambda_r(s)}{I_{sd}(s)} = \frac{\tau_r \cdot s + 1}{M} \quad (84)$$

No entanto, escolhe-se por utilizar um regulador de fluxo, em vez de aplicar a relação direta dada por (84), visto que o controle seria muito sensível a variações paramétricas.

O diagrama de controle de fluxo é dado pela Figura 33.

Figura 33 – Diagrama de blocos do controle de fluxo



Vem do estimador
de fluxo

Fonte: Elaborado pela autora.

Considera-se que o estimador de fluxo é mais rápido que o controle de corrente e muito mais rápido que o controle de fluxo. Sendo assim, a planta utilizada para projetar o controlador de fluxo $Cfl(s)$ é própria planta de malha fechada da corrente.

O controlador de fluxo $Cfl(s)$ é do tipo PI, sendo a frequência de banda de passagem da função de malha aberta adotada cerca de 2 vezes menor que a da corrente, ou seja, em torno de 2 vezes mais lento que o controle de corrente. Isso garante que a referência de corrente dada pelo controlador de fluxo será seguida antes que a referência mude.

3.3.3.4 Critério de ajuste do controlador de velocidade

O sistema mecânico do motor pode ser modelado de acordo com a função de transferência dada por (85) (BENVENUTI, 2014).

$$\frac{\omega_m(s)}{T_e(s)} = \frac{p}{Js + B} \quad (85)$$

Em que:

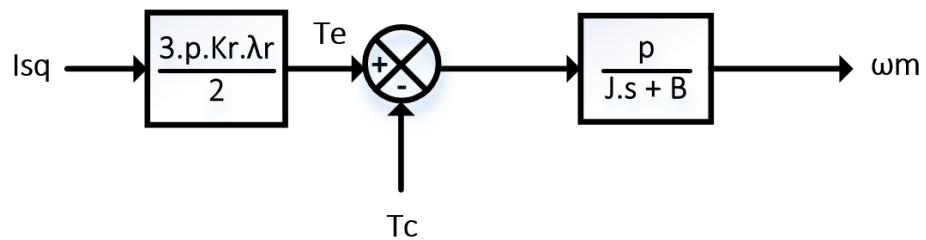
T_e torque elétrico do motor [$N.m$];

J momento de inércia do rotor [$Kg.m^2$];

B coeficiente de atrito do rotor [$\frac{Kg.m^2}{s}$].

A partir da Equação do torque em (62), relaciona-se a corrente de alimentação do motor no eixo q com a velocidade da máquina, de acordo com o diagrama da Figura 34, em que Tc representa o torque da carga.

Figura 34 – Modelo mecânico do motor de indução



Fonte: Elaborado pela autora.

A função de transferência que relaciona a velocidade com a corrente no eixo d, a partir do diagrama da Figura 34, é, portanto, dada por (86).

$$\frac{\omega_m(s)}{I_{sq}(s)} = \frac{K_t}{Js + B} \quad (86)$$

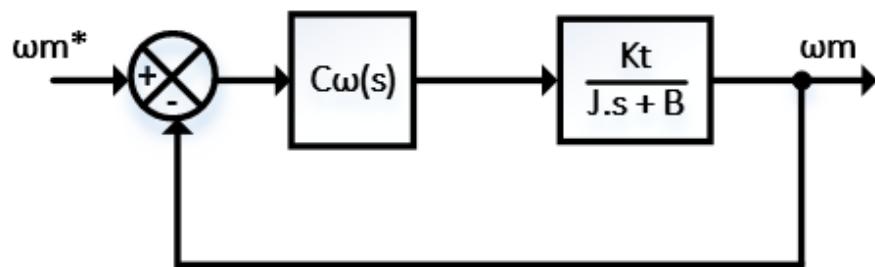
Em que:

$$K_t = \frac{3}{2} p^2 K_r \lambda_r.$$

O diagrama de controle pode ser representado pela Figura 35.

Como o controle de velocidade é bem mais lento que o controle de corrente, considera-se a malha fechada de corrente como sendo de ganho unitário.

Figura 35 – Diagrama de blocos do controle de velocidade



Fonte: Elaborado pela autora.

O controlador de velocidade $C\omega(s)$ é do tipo PI, sendo ajustado de acordo com uma variação de velocidade num tempo razoável para o sistema mecânico. Além disso, a banda de passagem da função de malha fechada do controle de velocidade dever ser, no mínimo, uma década menor que a da malha de corrente (MOHAN, 2015).

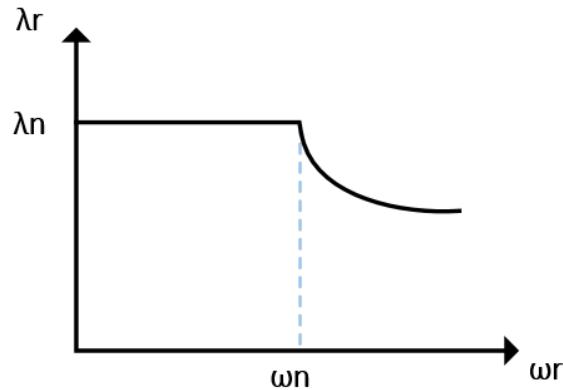
3.3.4 Curva limite de operação

A curva limite de operação da máquina relaciona o fluxo do rotor com a velocidade da máquina. Sabendo que há uma limitação de potência e de tensão na máquina de indução, deve-se definir um limite de operação da máquina com fluxo nominal.

Quando a máquina trabalha com fluxo nominal e com rotação nominal, então também trabalha sob potência nominal. Sendo assim, para ultrapassar a rotação nominal, deve haver uma perda de fluxo inversamente proporcional à velocidade, de modo que a potência nominal não seja ultrapassada. A curva limite de operação da máquina de indução pode ser representada pela Figura 36, em que ω_n é velocidade angular nominal da máquina e λ_n corresponde ao fluxo nominal da máquina.

A curva é traçada considerando uma faixa de valores de velocidade de operação, de acordo com os parâmetros do MIT, a partir da Equação do torque dada por (62).

Figura 36 – Curva limite de operação da máquina de indução



Fonte: Elaborado pela autora.

3.4 Considerações finais

Neste capítulo, foram apresentadas as bases de conhecimento necessárias para implementação do controle de velocidade, sendo os conteúdos explorados: princípio de funcionamento da máquina de indução trifásica e do inversor de frequência, explanando ainda sobre uma técnica de adição de terceira harmônica de modo a impedir sobre modulação.

O MIT teve sua modelagem discorrida para as diversas referências adotadas. Explanou-se, também, sobre a motivação da utilização de uma técnica de controle vetorial, desenvolvendo, ainda, um diagrama completo do controle DFO.

Além disso, foi desenvolvida a modelagem do observador de fluxo utilizado para a realimentação do fluxo. Definiram-se, também, todos os critérios de projetos dos controladores do sistema.

4 SIMULAÇÕES E RESULTADOS

4.1 Introdução

Neste capítulo, serão apresentadas as diversas características do ambiente de simulação, com definição de todos os parâmetros do sistema a ser implementado, desde o modelo do motor de indução trifásico ao modelo do aerogerador.

Ao final do capítulo, serão apresentados os resultados de simulação para duas características de vento: vento de velocidade constante e dados reais de velocidade de vento.

4.2 Software MATLAB/Simulink

O MATLAB (*MATrix LABoratory*) é um software voltado para o cálculo numérico, fazendo uso de uma linguagem de programação própria, código-M. De alta performance, o MATLAB, diferente da programação tradicional, integra operações com matrizes, análise numérica, processamento de sinais, construção de gráficos, sendo múltiplos os recursos oferecidos. Além disso, o MATLAB oferece ferramentas de integração com outras linguagens de programação, como o C, por exemplo.

O Simulink é um ambiente integrado do MATLAB, utilizado para simular, modelar e analisar sistemas contínuos, discretos ou híbridos (BENVENUTI, 2014). O Simulink é composto por diversas bibliotecas, sendo estas utilizadas para diversas aplicações diferentes. Cada biblioteca possui um conjunto de blocos, que podem ser utilizados para conectar com outros, da mesma biblioteca ou de outras, de modo a formar um sistema maior. O Simulink possui uma interface interativa em que é possível arrastar o bloco e conectá-lo com outro.

Para este trabalho, foram utilizados diversos blocos com funções pré-definidas da biblioteca SimScape, a qual possui diversos componentes elétricos, tais como motor de indução trifásico, transformações de Clarke e Park, gerador de PWM, entre outros.

A versão do MATLAB utilizada foi a 2015a.

4.3 Parâmetros do emulador da turbina eólica

4.3.1 Máquina de indução trifásica

Os parâmetros da máquina de indução trifásica foram retirados de um motor real, fabricado pela empresa WEG, presente no laboratório do Grupo de Redes Elétricas Inteligentes – GREI da UFC. As características nominais do motor são mostradas na Tabela 5.

Tabela 5 – Características nominais da MIT

Característica	Valor
Potência	15 kW
Tensão de Linha	380 V _{RMS}
Corrente	30,5 A _{RMS}
Torque	8,23 kgfm
Rendimento	92,4 %
Fator de Potência	0,81

Fonte: Elaborado pela autora.

Os parâmetros do motor de indução trifásico são mostrados na Tabela 6.

Tabela 6 – Parâmetros do MIT

Parâmetro	Descrição	Valor	Unidade
p	Número de pares de polos	2	-
R_s	Resistência do estator	0,5968	[Ω]
R_r	Resistência do rotor	0,6258	[Ω]
L_{ls}	Indutância de dispersão do estator	349,5	μ[H]
L_{lr}	Indutância de dispersão do rotor	547,3	μ[H]
M	Indutância mútua	23,54	m[H]
J	Inércia do rotor	50	m[Kg.m ²]
B	Coeficiente de atrito do rotor	587,9	μ[$\frac{Kg.m^2}{s}$]

Fonte: Elaborado pela autora.

4.3.2 Observador de fluxo

De acordo com as recomendações fornecidas para o controlador do estimador dadas na seção 3.3.3.1 e com os parâmetros do sistema, definiu-se os parâmetros ω_1 e ω_2 para um melhor funcionamento do estimador, obtendo uma função de transferência do controlador, $Cest(s)$, dada por (87), em que $\omega_1 = 2$ e $\omega_2 = 20$.

$$Cest(s) = \frac{22(s + 1,818)}{s} \quad (87)$$

4.3.3 Inversor de frequência

Utilizando o SPWM para controlar os dispositivos IGBT, definiu-se uma frequência de chaveamento de 20 kHz para o inversor de frequência. Além disso, empregou-se o bloco *overmodulation* pré-definido no Simulink, de modo a implementar a adição da 3ª harmônica nas moduladoras do PWM.

4.3.4 Ajuste dos controladores

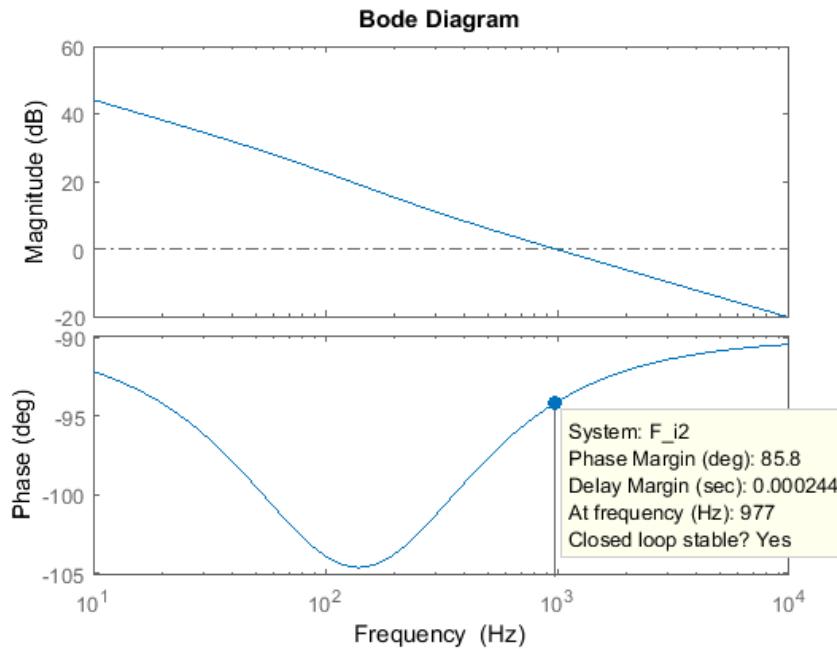
Utilizando os critérios de projeto definidos na seção 3.3.3, foram projetados os controladores de corrente, de fluxo e de velocidade.

De acordo com os parâmetros do MIT, pode-se escrever a planta para controle da corrente de acordo com (88).

$$\frac{I_s(s)}{V_s(s)} = \frac{1130,8}{(s + 674,8)} \quad (88)$$

Como a frequência de chaveamento do inversor definida foi de 20 kHz, a banda de passagem da função de malha aberta deveria ser, no máximo, 2 kHz. Foi definida uma frequência em torno de 1 kHz e uma margem de fase em torno de 90º, de acordo com o diagrama de Bode da Figura 37.

Figura 37 – Diagrama de Bode da função de malha aberta do controle de corrente



Fonte: Elaborado pela autora.

A função de transferência final do controlador é definida por (89).

$$Ci(s) = \frac{22(s + 1,818)}{s} \quad (89)$$

Definido o controlador de corrente, pode-se obter a função de malha fechada do controle de corrente, a qual servirá com a planta para controle do fluxo, definida como (90).

$$\frac{\lambda_r(s)}{I_{sd}(s)} = \frac{1093s^2 + 1,6254 \cdot 10^7 s + 1,698 \cdot 10^{10}}{s^3 + 7839s^2 + 2,311 \cdot 10^7 s + 1,698 \cdot 10^{10}} \quad (90)$$

Sabendo que a banda de passagem da função de malha aberta do controle de corrente está em torno de 1 kHz, deve-se definir a frequência de cruzamento pelo zero da função de malha aberta do controle de fluxo de, pelo menos, 2 vezes menor, ou seja, no mínimo 500 Hz.

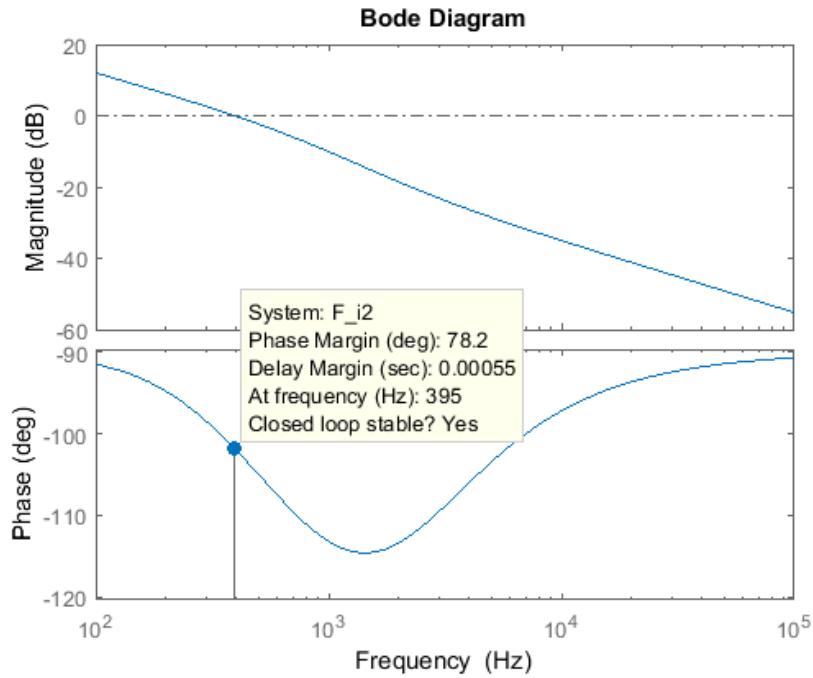
Para o projeto, define-se a banda de passagem em torno 400 Hz e a margem de fase em torno de 80°, de acordo com o diagrama de Bode mostrado na Figura 38.

A função de transferência final do controlador de fluxo é dada por (91).

$$Cfl(s) = \frac{0,18s + 2471}{s} \quad (91)$$

Dados os parâmetros mecânicos da MIT, a função de transferência da planta de controle de velocidade é descrita em (92).

Figura 38 – Diagrama de Bode da função de malha aberta do controle de fluxo



Fonte: Elaborado pela autora.

$$\frac{\omega_m(s)}{I_{sq}(s)} = \frac{4,302}{(0,05s + 5,87 \cdot 10^{-4})} \quad (92)$$

Define-se a frequência de cruzamento pelo zero em torno de 10 Hz, para que a variação de velocidade na máquina não seja brusca, além de uma margem de fase em torno de 80°, de acordo com o Diagrama de Bode da Figura 39.

A função de transferência final do controlador de velocidade é dada por (93).

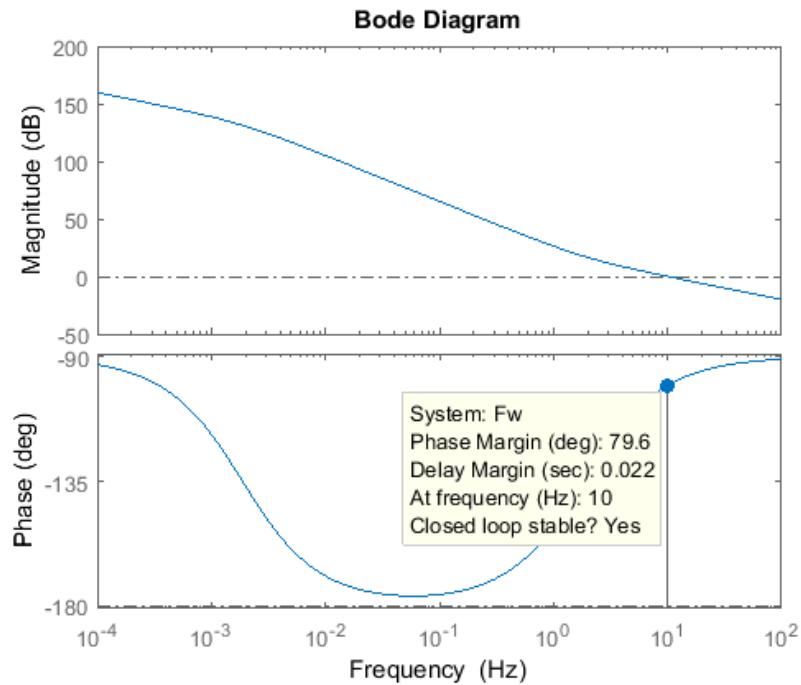
$$C\omega(s) = \frac{0,7203s + 8,341}{s} \quad (93)$$

4.3.5 Curva limite de operação

Partindo dos parâmetros da máquina, a curva limite de operação é traçada, de acordo com as características citadas na seção 3.3.4, conforme exibida na Figura 40.

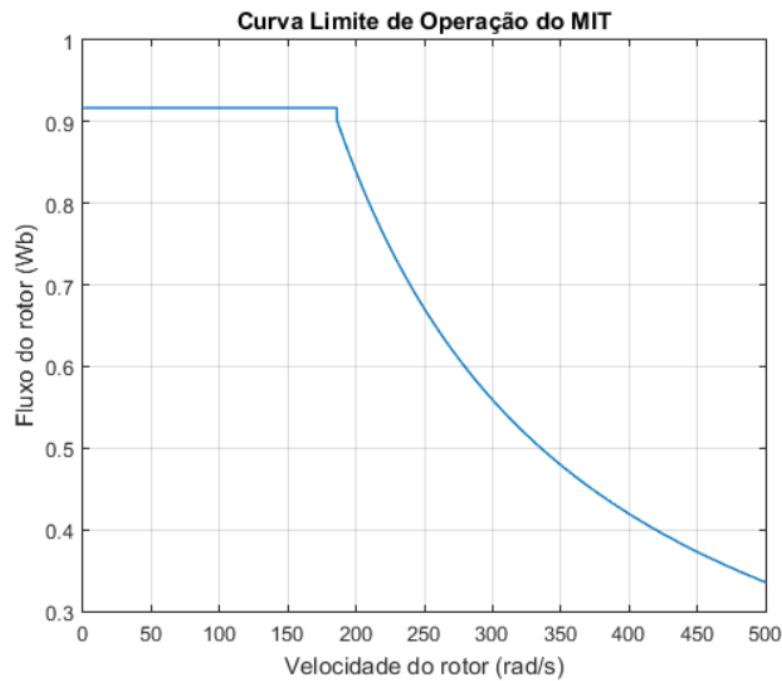
Da Figura 40, percebe-se que o fluxo é mantido em seu valor nominal até que a máquina atinja seu valor nominal de rotação, que, por ser uma máquina de 4 polos, corresponde a 185,9 rad/s.

Figura 39 – Diagrama de Bode da função de malha aberta do controle de velocidade



Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 40 – Curva limite de operação do MIT



Fonte: Elaborado pela autora.

4.3.6 Turbina eólica

O modelo de turbina eólica utilizado para simulação tem as suas características descritas na Tabela 7.

Tabela 7 – Características nominais do modelo de aerogerador utilizado

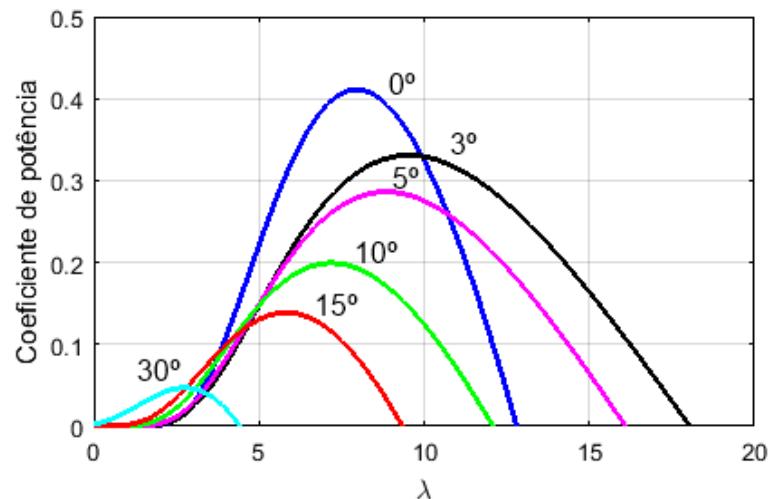
Característica	Valor
Potência	15 kW
Velocidade do vento	9 m/s
Raio das pás	1,23 m

Fonte: Elaborado pela autora.

4.3.6.1 Curva $C_p \times \lambda$

A curva $C_p \times \lambda$ tem sua aproximação analítica descrita no Tópico 2.5.1.1. A curva é traçada para diferentes valores de ângulo de passo, Figura 41. É importante ressaltar que não existe um controlador do ângulo de passo previsto, portanto a curva utilizada para as simulações foi considerando o ângulo de passo igual a zero.

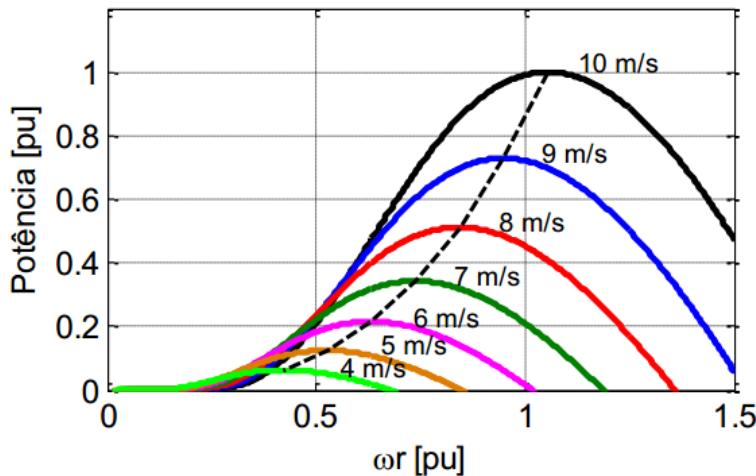
Figura 41 – Curva $C_p \times \lambda$ utilizada para diversos valores de ângulo de passo



Fonte: Elaborado pela autora.

É mostrada, ainda, a curva de potência da turbina em função da velocidade linear na ponta da pás, para diversos valores de velocidade de vento, de acordo com a Figura 42.

Figura 42 – Curva de potência para diferentes valores de velocidade de vento



Fonte:(ALMADA, 2013).

Na simulação, é criada uma função que, a partir de um valor de velocidade específica que torna o C_p máximo, e dado o raio das pás e a velocidade de vento desejada, a saída retorna em um valor de referência de velocidade angular da turbina, ou seja, do MIT.

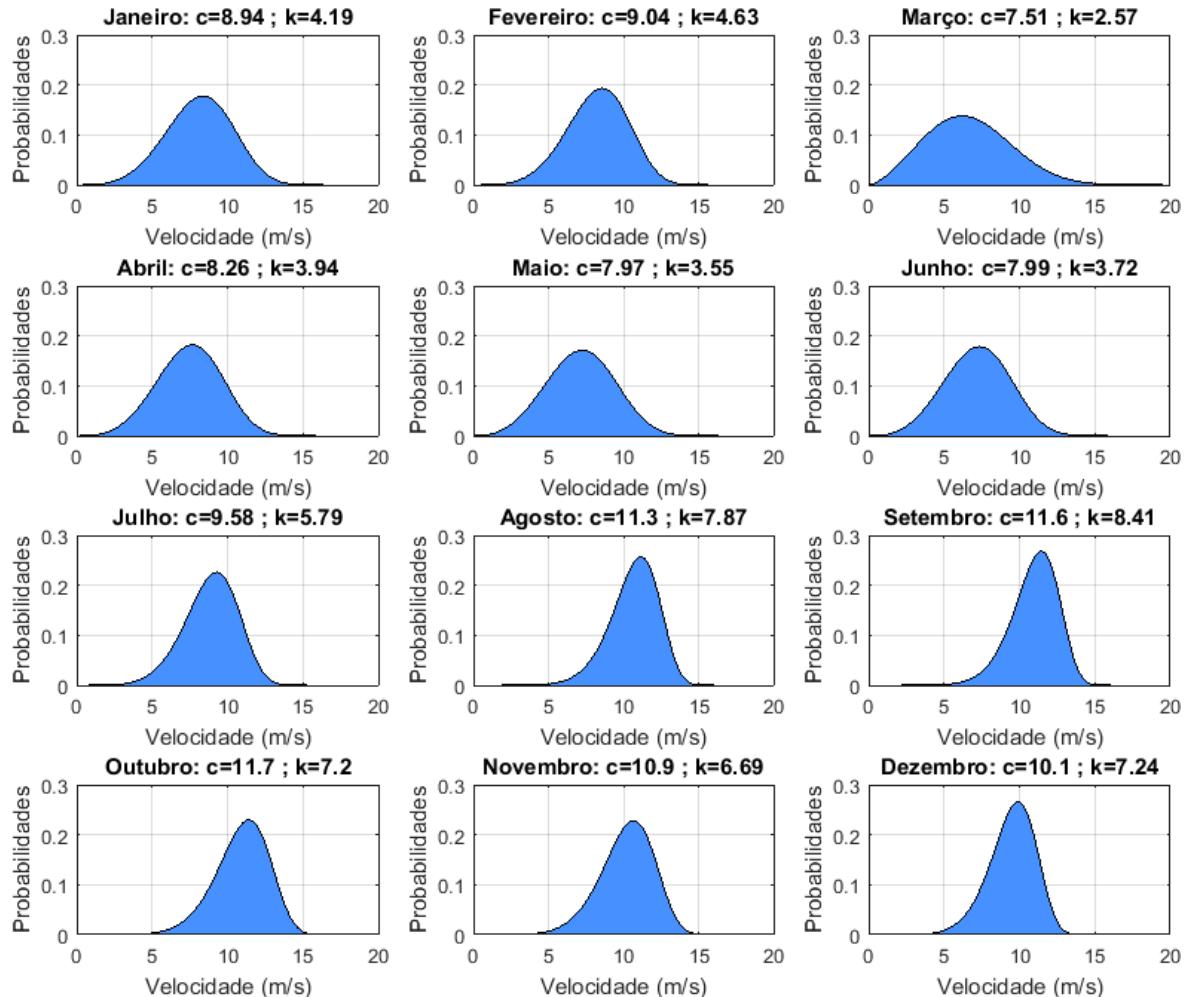
4.3.7 Análise dos dados de vento

A SEINFRA – CE (SECRETARIA DA INFRAESTRUTURA DO ESTADO DO CEARÁ, [s.d.]) disponibiliza, em seu site, dados de velocidade de vento. Os dados foram coletados no município de Camocim, no estado do Ceará, medidos a uma altura de 40,2 m. Foram escolhidos os dados do ano de 2005, sendo este o ano mais atual disponibilizado pela SEINFRA.

Os dados de velocidade eram dados de velocidade média obtidos de hora em hora, para cada um dos meses do ano em questão. Com o intuito de representar uma dinâmica de vento para verificar a validade dos resultados de simulação, escolheu-se por implementar os dados, em simulação, com a variação de 1 em 1 segundo em vez de 1 em 1 hora.

Para todos os meses, foi traçada a distribuição de Weibull, obtendo os fatores de forma, c , e de escala, k , para cada um dos meses do ano, de acordo com os gráficos mostrados na Figura 43.

Figura 43 – Distribuição de Weibull para os meses do ano de 2005



Fonte: Elaborado pela autora.

4.4 Simulação

A simulação foi realizada no ambiente de software descrito, o Simulink, tendo sido implementados cada um dos blocos do diagrama de controle. Sendo assim, o valor de velocidade de vento desejado é inserido na curva $C_p \times \lambda$, retornando em um valor de velocidade angular desejada do motor.

É importante ressaltar que a velocidade do eixo do motor representa a velocidade do eixo do gerador. Portanto, para que o gerador não trabalhe com velocidades muito baixas

na implementação prática futura, supõe-se que na turbina existiria uma caixa multiplicadora de velocidade com razão 1:3.

Em todas as simulações realizadas, adota-se a característica de partir a máquina, inicialmente sem controle, até 0,1 s. A partir desse tempo, o controle passa a atuar para seguir a referência de velocidade desejada. Sendo assim, todas as simulações têm seus resultados expostos a partir do tempo de 0,1 s.

São simuladas duas diferentes características de vento: vento constante e dados reais de vento.

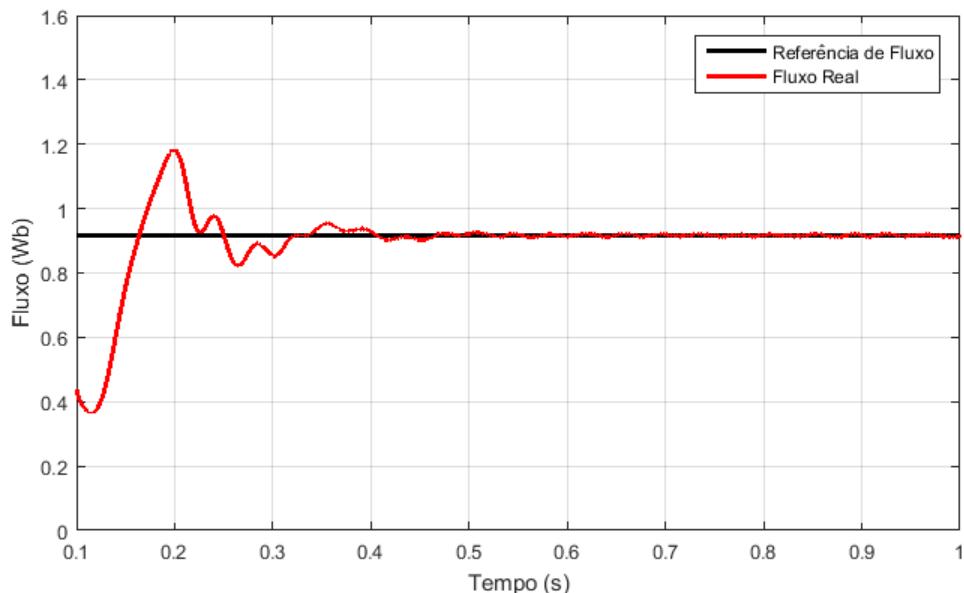
4.4.1 Vento constante

Para a simulação com vento constante, escolheu-se um valor aleatório de velocidade de vento, sendo este 8,3 m/s. Sendo este valor inserido como entrada na curva $C_p \times \lambda$, a velocidade de referência do MIT está em torno de 150 rad/s.

São mostrados, a seguir, os resultados para cada um dos parâmetros relevantes da turbina. Para o fluxo, como a velocidade é menor que a velocidade nominal da máquina, a referência de fluxo é o próprio fluxo nominal.

Na Figura 44, é mostrada a resposta do controle de fluxo para uma entrada de velocidade de vento constante.

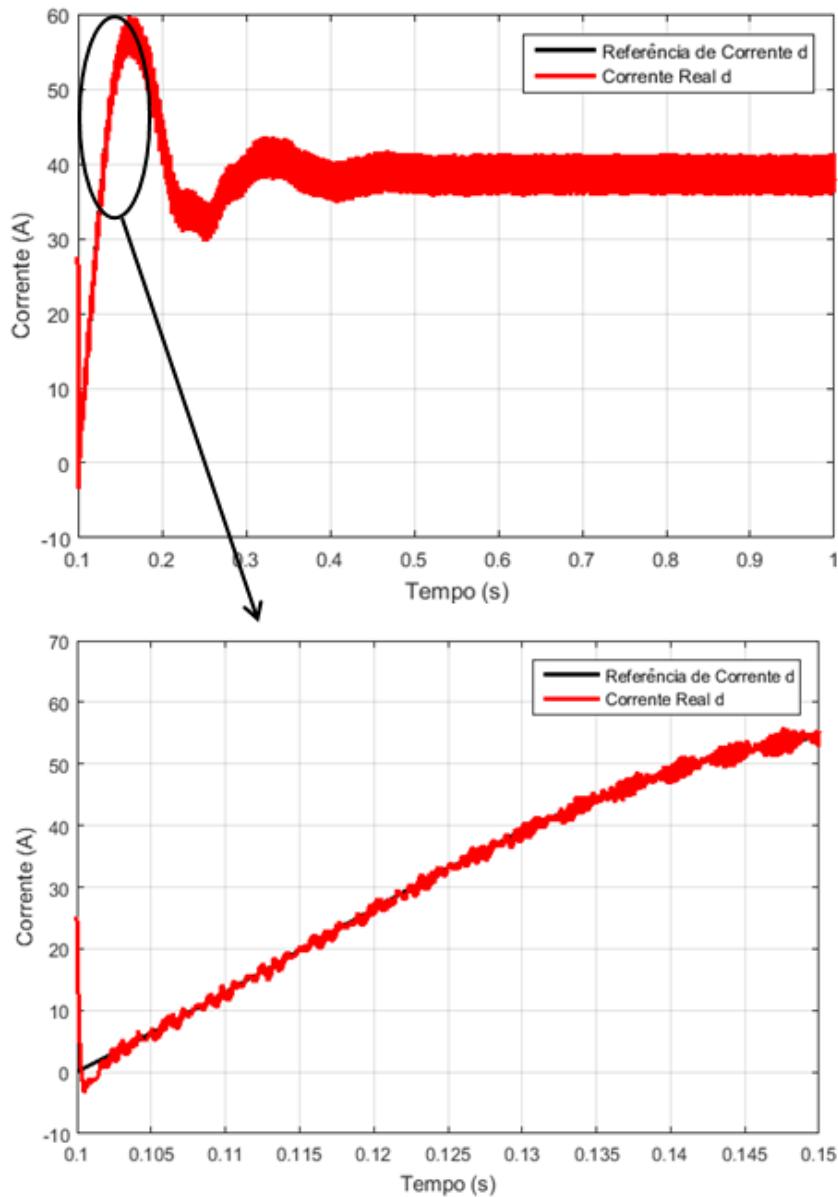
Figura 44 – Resposta do controle de fluxo a um vento constante



Fonte: Elaborado pela autora.

Na Figura 45, é mostrado o comportamento do controle de corrente no eixo d, sendo evidenciado o seguimento da referência pela ampliação da imagem.

Figura 45 – Comportamento do controle de corrente no eixo d para um vento constante

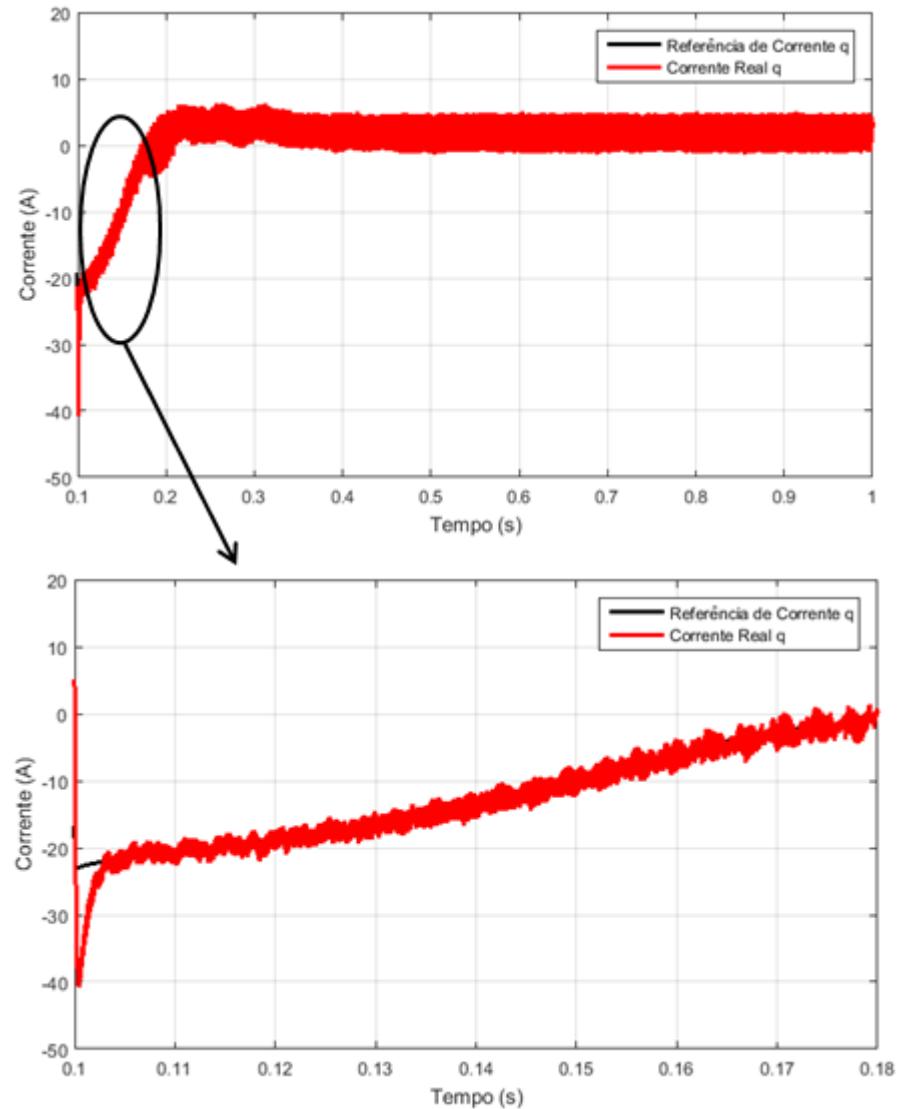


Fonte: Elaborado pela autora.

Percebe-se, pela Figura 45, que, como o controle de corrente é mais rápido que o controle de fluxo, o seguimento da referência de corrente dada pelo controlador de fluxo é quase instantâneo.

Na Figura 46, é mostrado o comportamento do controle de corrente no eixo q, sendo, novamente, evidenciado o seguimento da referência pela ampliação da imagem.

Figura 46 – Comportamento do controle de corrente no eixo q para um vento constante

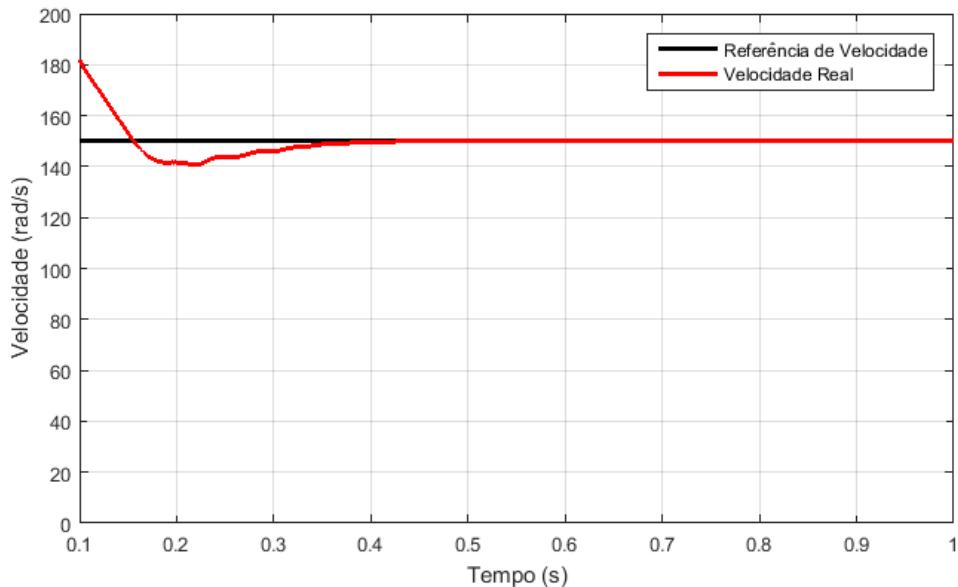


Fonte: Elaborado pela autora.

Pela Figura 46, observa-se que o controle de corrente no eixo q, por ser bem mais rápido que o controle de velocidade, do qual recebe a referência, segue a referência quase que instantaneamente.

Por fim, na Figura 47, é mostrado o comportamento do controle de velocidade para uma referência constante.

Figura 47 – Comportamento do controle de velocidade para um vento constante



Fonte: Elaborado pela autora.

A velocidade estabiliza no valor de referência em torno de 300 ms, o que é um valor de tempo razoável para uma máquina.

4.4.2 Dados de vento

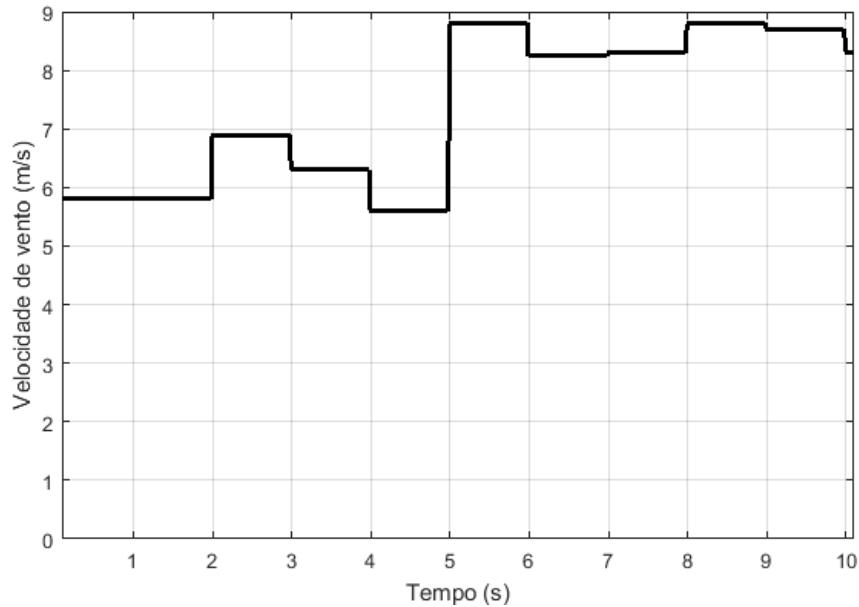
Para a simulação a partir dos dados reais de ventos, os dados foram alterados para que a variação fosse de 1 em 1 s, em vez de 1 em 1 hora, como citado anteriormente.

Como a simulação de apenas 1 s já exige bastante tempo de simulação, decidiu-se por utilizar apenas 10 valores de velocidade de vento do mês de agosto de 2005, de modo a obter uma simulação de 10 s.

Os valores de referência de velocidade de vento são exibidos na Figura 48. Pode-se observar que os dados de velocidade foram bem variados, chegando próximos, inclusive, da velocidade nominal de operação do modelo de turbina utilizado.

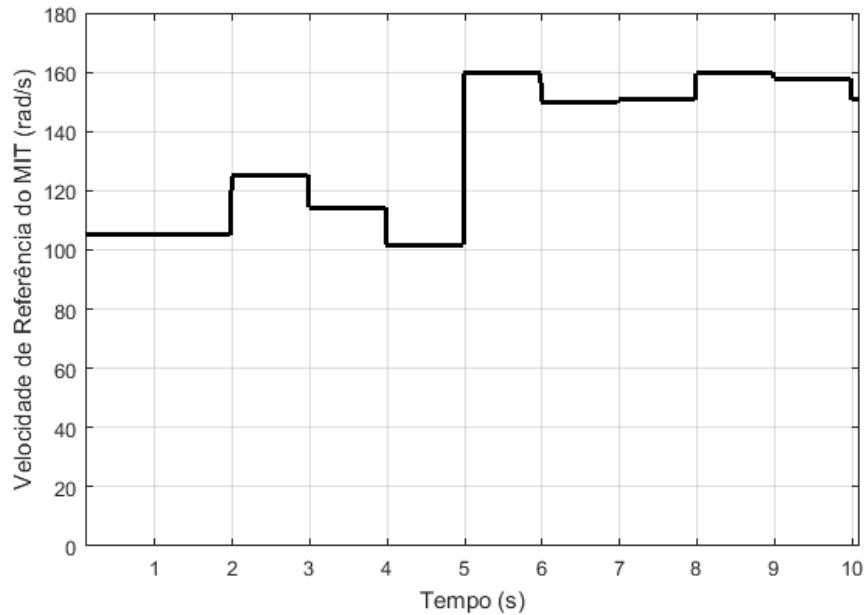
Inserindo os dados na curva $C_p \times \lambda$, podem-se obter os valores de referência de velocidade do motor, de acordo com os valores exibidos na Figura 49.

Figura 48 – Dados de velocidade utilizados para simulação



Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 49 – Referências de velocidade para o MIT

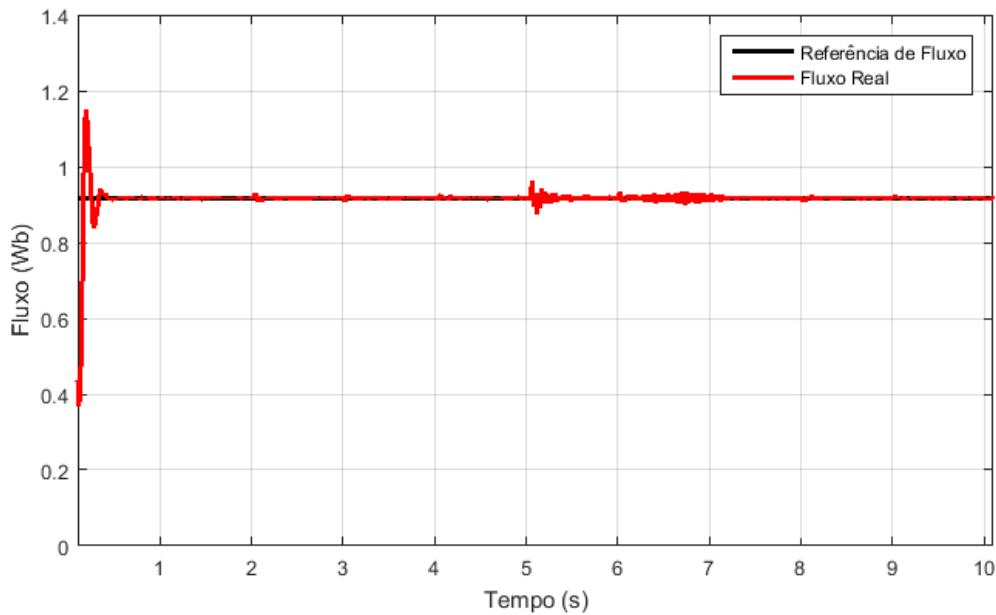


Fonte: Elaborado pela autora.

Em posse dos valores de referência de velocidade do motor, analisam-se os resultados de simulação.

Inicialmente, expõe-se o resultado do controle de fluxo, de acordo com a Figura 50.

Figura 50 – Comportamento do controle de fluxo para dados de velocidade de vento



Fonte: Elaborado pela autora.

Tendo em vista que, em nenhum momento, a velocidade de referência supera a velocidade nominal da máquina, o fluxo é mantido em seu valor nominal durante todo o período de simulação.

Observa-se, na Figura 50, que pequenas oscilações ocorrem na mudança de referência de velocidade, retornando ao regime em poucos milissegundos.

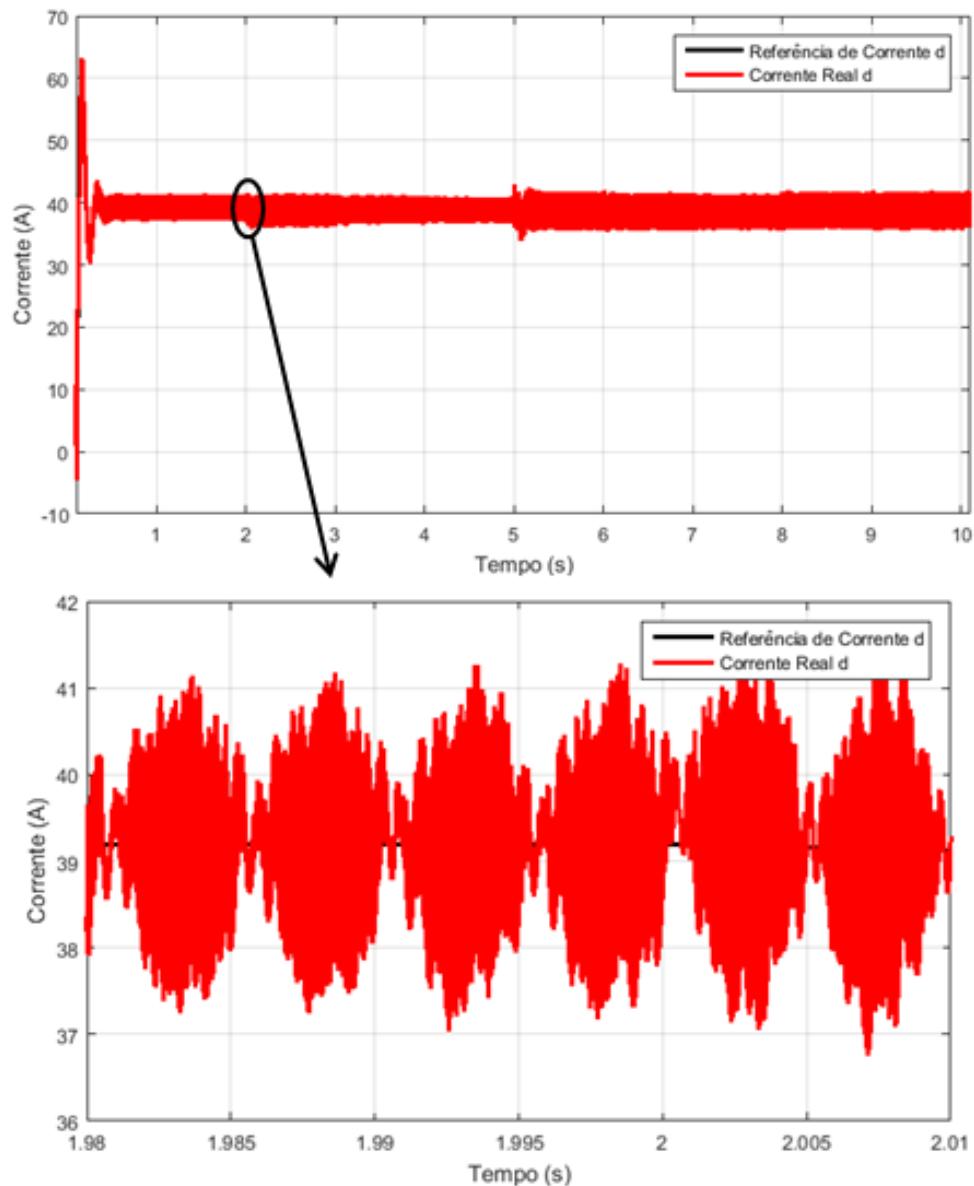
A Figura 51 mostra o comportamento do controle de corrente no eixo d para os dados de vento utilizados. Com o intuito de se observar e comprovar o seguimento de referência pelo controle de corrente no eixo d, é inserida uma ampliação da imagem.

Pela Figura 51, são observadas pequenas oscilações durante o período de mudança de referência de velocidade, que retornam ao valor de referência de corrente alguns milissegundos depois da alteração.

Novamente, o fato de o controlador de fluxo ser mais lento que o controlador de corrente, isso leva ao seguimento de referência ser quase instantâneo.

Em seguida, é analisado o controle de corrente no eixo q. O comportamento do controle para as diferentes referências de velocidade de vento é mostrado na Figura 52. Para evidenciar o seguimento da referência de corrente, uma ampliação da imagem é realizada.

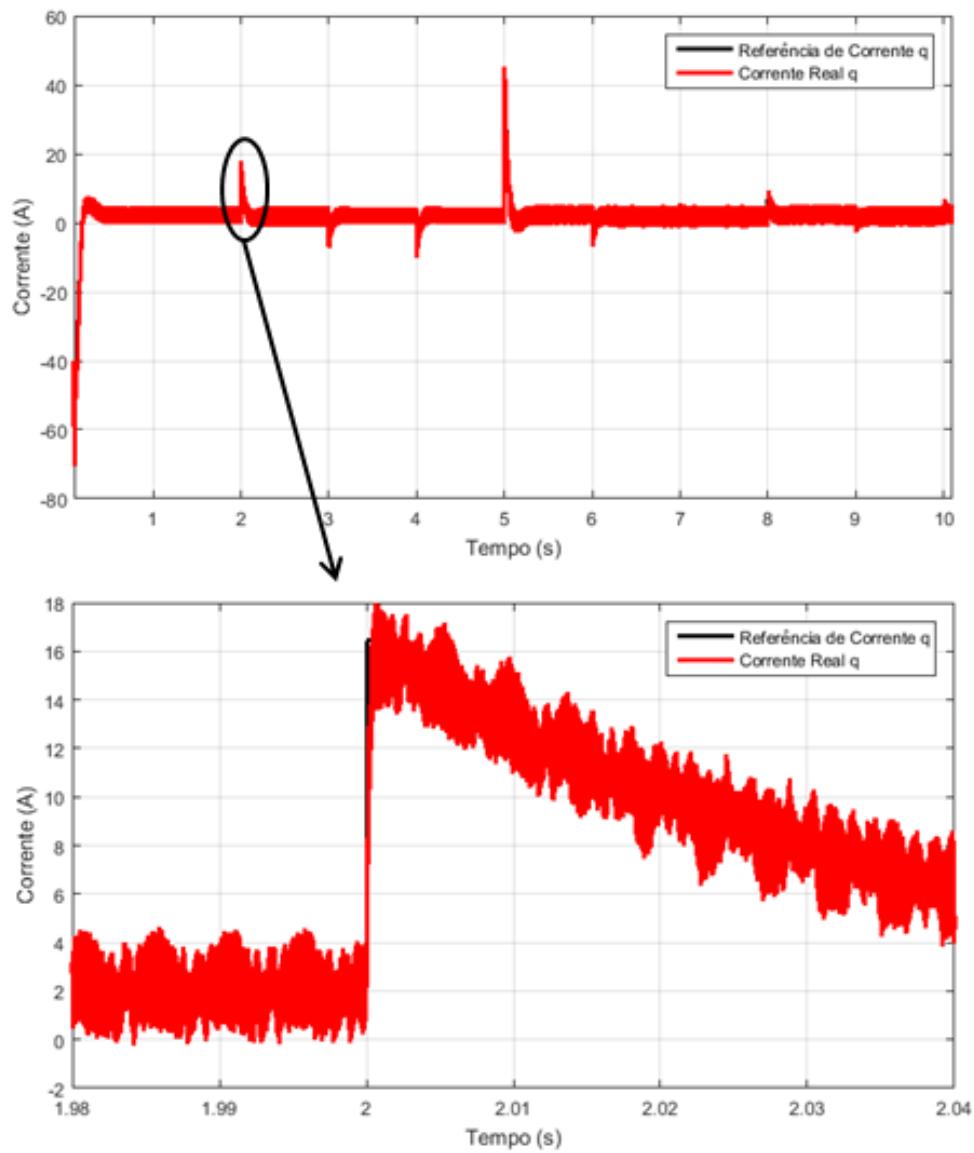
Figura 51 – Comportamento do controle de corrente no eixo d para os dados de velocidade vento



Fonte: Elaborado pela autora.

Observa-se, na Figura 52, que, para cada mudança de referência de velocidade do motor de indução trifásico, há uma alteração na referência de corrente no eixo q. Devido à velocidade do controlador de corrente ser muito maior que a do controle de velocidade, o seguimento de referência é seguido imediatamente. Além disso, o pico de alteração da referência de corrente é proporcional à variação da referência de velocidade.

Figura 52 – Comportamento do controle de corrente no eixo q para dados de velocidade de vento



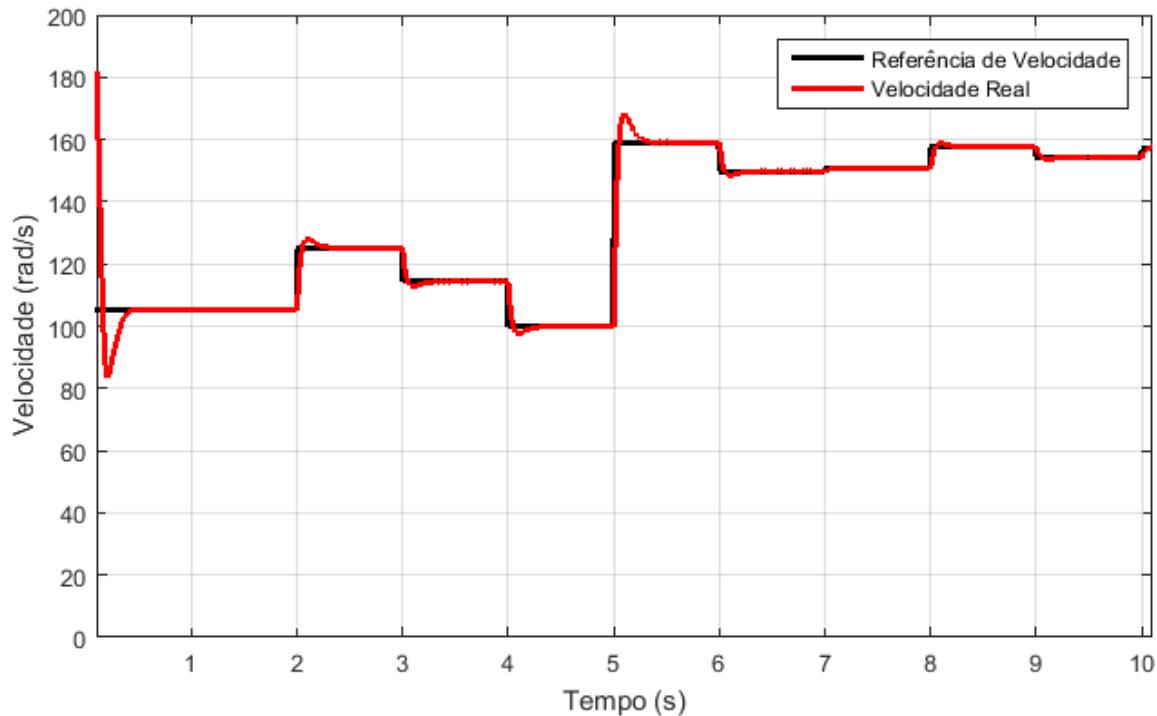
Fonte: Elaborado pela autora.

Por fim, analisa-se o comportamento do controle de velocidade a diversas variações de referência, de acordo com a Figura 53.

Percebe-se, pela Figura 53, que o controle segue as diferentes referências de velocidade dadas durante o período de simulação, sendo este o comportamento esperado, tendo em vista que o controle de corrente no eixo q teve um bom seguimento de referência para os valores dados pelo controlador de velocidade.

A velocidade estabiliza em torno de 300 ms a cada mudança na referência

Figura 53 – Comportamento do controle de velocidade para dados de velocidade de vento



Fonte: Elaborado pela autora.

4.5 Considerações finais

Tendo sido estabelecidos todos os parâmetros do sistema, foram projetados os controladores de corrente, de fluxo, de velocidade e do estimador fluxo.

Foram analisados o comportamento dos dados de vento utilizando a distribuição de Weibull para cada um dos meses do ano de 2005.

Em seguida, foram realizadas duas simulações, para vento constante e para dados de velocidade de vento, validando o funcionamento do sistema no cumprimento dos objetivos iniciais.

5 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou uma proposta de controle de um motor de indução trifásico funcionando sob velocidade variável com o intuito de representar uma turbina eólica sob velocidade do vento. O trabalho apresentou a modelagem da máquina de indução trifásica com rotor em gaiola, representando a máquina nas coordenadas de referências de fase, Clarke e Park.

Apresentou-se, ainda, a modelagem da turbina eólica, obtendo a equação da potência de um aerogerador e expondo uma aproximação analítica para o coeficiente de potência, bem como este se relaciona com o controle de passo da turbina.

A proposta utilizou a técnica de controle vetorial DFO para controlar a velocidade do MIT, apresentando o diagrama completo de controle desenvolvido para esta estratégia, tendo sido exposto o projeto para cada um dos controladores.

Na simulação, tendo sido apresentados os modelos utilizados de MIT e de aerogerador, foram realizados testes para diferentes condições de vento. Para a condição de vento constante, o sistema cumpriu os objetivos e chegou ao regime em menos de um segundo.

Na simulação utilizando dados variáveis de vento, para os quais foram traçadas as distribuições de Weibull para cada mês do ano de 2005, o sistema também respondeu corretamente, seguindo diferentes referências de velocidade.

Conclui-se, portanto, que o emulador da turbina eólica cumpriu os objetivos, funcionando para diversas variações da referência de velocidade em poucos segundos. A partir dos resultados obtidos, conclui-se que o motor pode, agora, ser acoplado ao DFIG, de modo a formar um cenário de testes completo.

Visando implementar melhorias no sistema apresentado, são propostos os seguintes trabalhos futuros:

- Validar o sistema proposto em bancada de testes;
- Adaptar o sistema para implementação de controle digital;
- Avaliar a utilização de novas técnicas de controle para o observador de fluxo;
- Projetar controlador do ângulo de passo da turbina;
- Considerar oscilações no torque causadas por de sombreamento da torre e velocidade de cisalhamento;

- Utilizar técnica de SVPWM para controle de chaveamento do inversor de frequência;
- Projetar filtro para o inversor, com o intuito de reduzir componentes harmônicas.

REFERÊNCIAS

- ABEEÓLICA. **Relatório Anual**. Disponível em: <http://www.abeeolica.org.br/wp-content/uploads/2017/06/424_Relatorio_Annual_2016_final.pdf>. Acesso em: 10 ago. 2017.
- ALMADA, J. B. **Modelagem, controle e gerenciamento da operação de microrredes com fontes renováveis**. [s.l.] Universidade Federal do Ceará, 2013.
- AMMONIT. **No Title**. Disponível em: <<http://ammonit.com/pt/energia-eolica/energia-eolica>>. Acesso em: 14 nov. 2017.
- ARAÚJO, A. G. **Controle Vetorial de um Motor de Indução Aplicado a Sistemas de Posicionamento**. UFPB. João Pessoa, PB, 2011.
- BENVENUTI, R. A. **Plataforma para simulação e implementação de técnicas de controle de máquinas de indução trifásicas e pentafásicas**UFRGS. Porto Alegre, RS, 2014.
- BETZ, A. **Introduction to the theory of flow machines**. New York: Oxford, 1966.
- BLASCHKE, F. The principle of field orientation as applied to the new transvektor closed-loop control system for rotating-field machines. **Siemens Review**, v. 34, p. 217–220, 1972.
- BOSE, B. K. **Power electronics and AC drives**. Knoxville, 1986.
- BRITO, S. DE S. Energia elólica, principios e tecnologias. Cresesb, p. 51, 2008.
- CELESKA, M. et al. **Estimation of Weibull Parameters from Wind Measurement Data by Comparison of Statistical Methods**. Skopje, Republic of Macedonia, 2015.
- CLARKE, E. Circuit Analysis of A-C Power Systems: symmetrical and related components. In: **General electric series, v.1**. [s.l.] J.Wiley & Sons, 1950. p. 540.
- Control de l'angle de la pala**. Disponível em: <<http://usuariis.tinet.cat/zefir/pitch.htm>>. Acesso em: 21 out. 2017.
- DAHER, S. **Modelamento e Simulação do Motor de Indução Trifásico**. UFC. Fortaleza, CE, 1997.
- DOS SANTOS, O. W. P. **Comparação entre motor de indução e motor de ímãs permanentes comparação entre motor de indução e motor de ímãs permanentes**UFRGS. Porto Alegre, RS, 2015.
- ELDRIDGE, F. R. **Wind Machines**. 2nd. ed. New York: Van Nostrand Reinhold Co., 1980.
- ESTADÃO. **Geração eólica bate recorde no Nordeste**. Disponível em: <<http://economia.estadao.com.br/blogs/coluna-do-broad/geracao-eolica-bate-recorde-no-nordeste/>>. Acesso em: 28 out. 2017.
- GUEDES, S. D. **Projeto de inversor trifásico aplicado ao acionamento de motor de indução**. Escola Politécnica - UFRJ. Rio de Janeiro, RJ, 2015.
- GWEC. **Global statistics**. Disponível em: <<http://gwec.net/global-figures/wind-energy->

global-status/>. Acesso em: 10 nov. 2017.

HAFFNER, J. F. **Análise de Estimadores de Fluxo para Implementação de Técnicas de Controle por Campo Orientado Direto em Máquinas de Indução**. Pontifícia Universidade Católica. Porto Alegre, RS, 1998.

HART, D. W. **Eletônica de Potência**. 1^a ed. London, USA: Artmed, 2012.

HELDWEIN, M. L. **High Power Rectifiers and Two-Level Inverters – Multi-Phase Diode Rectifiers and 2L Inverters**. Instituto de Eletrônica de Potência, UFSC. Florianópolis, SC, [s.d.].

HIMANI; DAHIYA, R. Condition monitoring of a wind turbine generator using a standalone wind turbine emulator. **Frontiers in Energy**, v. 10, n. 3, p. 1–12, 2016.

INTERNACIONAL ENERGY AGENCY. **Key World Energy Statistics**, 2017.

KIDMO, D. K. et al. Statistical analysis of wind speed distribution based on six Weibull Methods for wind power evaluation in Garoua, Cameroon. **Revue des Energies Renouvelables**, v. 18, p. 105–125, 2015.

KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. D. **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems**. 2nd. ed. [s.l.] Wiley-IEEE Press, 2002.

LASCU, C.; BOLDEA, I.; BLAABJERG, F. **The Torque Vector Controlled (TVC) Universal AC Drive, Implementation Aspects**. Proceedings of the 6th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipments. **Anais...IEEE**, 1998
LASCU, C.; BOLDEA, I.; BLAABJERG, F. A modified direct torque control for induction motor sensorless drive. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 36, n. 1, p. 122–130, 2000.

LEONHARD, W. **Control of electrical drives**. Third Edit ed. Germany: Berlin Heidelberg New York, 2001.

LOPES, A. M. **Produção Eólica e Enquadramento**. Porto, Portugal, 2009.

MARTINELLO, D. et al. Emulation of Wind Turbines. In: **Wind Turbines - Design, Control and Applications**. [s.l.] InTech, 2016.

MELO, M. S. DE M. **Energia eólica: aspectos técnicos e econômicos**. Rio de Janeiro, RJ, 2012.

MME. Atlas do Potencial Eólico Brasileiro. **Ministério de Minas Energia**, p. 44, 2001.

MOHAN, N. **Máquinas Elétricas e Acionamentos - Curso Introdutório**. Rio de Janeiro, RJ: LTC, 2015.

MONTEZANO, B. E. . **Modelo Dinâmico de Visualização de um Aerogerador com Velocidade de Rotação Variável e Controle de Passo em VRML**. UFRJ. Rio de Janeiro, RJ,

2007.

MOSSKULL, H. **Robust Control of an Induction Motor DriveTime**. Royal Institute of Technology. Stockholm, Sweden, 2006.

NIDEC CORPORATION. **2-3-2 Rotation Principle Of Induction Motor**. Disponível em: <<http://www.nidec.com/en-Global/technology/motor/basic/00026/>>. Acesso em: 10 out. 2017. PARK, R. H. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, v. 48, p. 716–727, 1929.

PUMA, J. L. A. Controle Direto de Torque do Motor de Indução Usando Controlador Fuzzy Tipo Pi Autoajustável. p. 199, 2010.

QUEIROZ, F. C. DE H. **Controle Vetorial de Velocidade de um Motor de Indução Trifásico com Estimação Neural de Fluxo**. UFRN. Natal, RN, 2008.

REGINATTO, R. **Controle por campo orientado do motor de indução com adaptação de parâmetros via MRAC**. Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, SC, 1993.

REGINATTO, R.; RICO, J. **Modelagem do motor de indução**. Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, SC, 1993.

RODRIGUES, P. R. **Energia Eólica**, 2011.

RONCONI, I. A. **Controle Vetorial (Fasorial) de um Motor Assíncrono Trifásico usando DSP's**. Universidadade Vale do Rio dos Sinos - UNISINOS, 2010.

SECRETARIA DA INFRAESTRUTURA DO ESTADO DO CEARÁ. **Dados anenométricos**. Disponível em:

<<http://www.seinfra.ce.gov.br/index.php/downloads/category/6-energia>>. Acesso em: 10 ago. 2017.

SOLTOSKI, J. C. F.; DOS SANTOS, P. T. P.; FONT, C. H. I. **Development of a small scale wind turbine emulator work bench**. 2016

SPILLER, P. A. **Plataforma para Simulação e Implementação em Tempo Real de Técnicas de Acionamento e Controle em Máquinas de Indução Utilizando Matlab/Simulink**. Pontifícia Universidade Católica. Porto Alegre, RS, 2001.

UR REHMAN, H. Design of voltage model flux observer. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, v. 151, n. 2, p. 129, 2004.

WINDCHALLENGE. **The difference between a lift and drag wind turbine explained**. Disponível em: <<https://windchallenge.com/2017/01/25/lift-versus-drag-wind-turbine/>>. Acesso em: 21 out. 2017.

YAN, J.; FENG, Y.; DONG, J. Study on dynamic characteristic of wind turbine emulator

based on PMSM. **Renewable Energy**, v. 97, p. 731–736, 2016.

ANEXO A – TRANSFORMAÇÕES DE REFERÊNCIAS

Serão apresentadas as matrizes de transformações de coordenadas utilizadas nas simulações, retiradas de (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002).

A transformada de Park é definida, tal qual:

$$\mathbf{f}_{qd0s} = \mathbf{K}_s \cdot \mathbf{f}_{abc}$$

Em que:

$$\begin{aligned} (\mathbf{f}_{qd0s})^T &= [f_{qs} \quad f_{ds} \quad f_{0s}] \\ (\mathbf{f}_{abc})^T &= [f_a \quad f_b \quad f_c] \\ \mathbf{K}_s &= \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Portanto, a matriz da transformação inversa de Park é dada por:

$$(\mathbf{K}_s)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}$$

A matriz Clarke é definida, tal que:

$$\mathbf{f}_{\alpha\beta0} = \mathbf{K}_{\alpha\beta} \cdot \mathbf{f}_{abc}$$

Em que:

$$\begin{aligned} (\mathbf{f}_{\alpha\beta0})^T &= [f_\alpha \quad f_{d\beta} \quad f_0] \\ \mathbf{K}_{\alpha\beta} &= \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Portanto, a matriz da transformação inversa de Clarke é dada por:

$$(\mathbf{K}_{\alpha\beta})^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix}$$