



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

ANDRESA KELLY RIBEIRO SOMBRA

EMULAÇÃO DINÂMICA DE UMA TURBINA EÓLICA UTILIZANDO UM MIT
COM CONTROLE VETORIAL DE VELOCIDADE

FORTALEZA

2020

ANDRESA KELLY RIBEIRO SOMBRA

EMULAÇÃO DINÂMICA DE UMA TURBINA EÓLICA UTILIZANDO UM MIT COM
CONTROLE VETORIAL DE VELOCIDADE

Dissertação apresentada ao Mestrado Acadêmico em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de Energia

Orientador: Prof. PhD. Ruth Pastôra Saraiva Leão

Coorientador: Prof. Dr. Domenico Sgrò

FORTALEZA

2020

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)

- S676e Sombra, Andresa Kelly Ribeiro.
Emulação dinâmica de uma turbina eólica utilizando um MIT com controle vetorial de velocidade /
Andresa Kelly Ribeiro Sombra. – 2020.
130 f. : il. color.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-
Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2020.
Orientação: Prof. Dr. Ruth Pastôra Saraiva Leão.
Coorientação: Prof. Dr. Domenico Sgrò.
1. Emulador Dinâmico de Turbina Eólica. 2. Controle Vetorial. 3. Motor de Indução Trifásico. 4. Efeitos
Aerodinâmicos. I. Título.

CDD 621.3

ANDRESA KELLY RIBEIRO SOMBRA

EMULAÇÃO DINÂMICA DE UMA TURBINA EÓLICA UTILIZANDO UM MIT COM
CONTROLE VETORIAL DE VELOCIDADE

Dissertação apresentada ao Mestrado Acadêmico em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de Energia

Aprovada em:

BANCA EXAMINADORA

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

Prof. Dr. Domenico Sgrò (Coorientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. PhD. Fernando Luiz Marcelo Antunes
Universidade Federal do Ceará (UFC)

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

À minha mãe, que, pelos seus cuidados, não me deixou desistir. Ao meu pai, que foi o meu exemplo de dedicação. Ao Felipe, que me trouxe a segurança de não seguir sozinha nessa caminhada.

AGRADECIMENTOS

A Deus, pela força e proteção. Aos meus pais, pelo apoio prestado que tornou possível chegar até este momento. Aos meus avós, pelo exemplo de amor e carinho, especialmente ao meu segundo pai, Rosildo. Ao meu irmão, por ser o objeto do meu amor mais puro. Ao Felipe, meu companheiro de vida, pelo amor e companheirismo.

À professora Ruth e ao professor Domenico, pelo apoio, orientação, compreensão e disponibilidade para estar presente em todos os momentos que precisei. Aos professores Bismark e Fabrício, pelos trabalhos desenvolvidos em conjunto. Ao professor Fernando, pelas considerações realizadas para melhorar o presente trabalho. Ao professor Sergio Daher, por toda a ajuda prestada para a construção dos resultados.

Aos meus irmãos de outra mãe: Júnior, Rayssa e Vanessa, por todos os momentos que me fizeram ser quem sou. Aos meus colegas do GREI, GPEC e GPAR, por todos os momentos compartilhados, seja profissionalmente ou pessoalmente.

E à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), pelo financiamento da pesquisa de mestrado via bolsa de estudos.

“No meio do caminho, havia uma pedra. Havia uma pedra no meio do caminho. Peguei as pedras e fiz um colar.”

(Engenheira de Humanas)

RESUMO

Dentre as energias renováveis, a energia eólica tem tido destaque mundial devido à crescente aplicação na conversão em energia elétrica. Em razão da natureza estocástica dos ventos, os impactos da inserção da geração eólio-elétrica nos sistemas elétricos tornaram-se objeto de estudo. Fatores que influenciam no controle de potência são analisados, em especial a tecnologia do gerador, da turbina eólica e dos conversores associados. Nesse contexto, este trabalho tem como objetivo modelar e implementar um emulador de turbina eólica utilizando um motor de indução trifásico (MIT) de rotor gaiola de esquilo operando com velocidade variável. A emulação de uma turbina eólica oferece benefícios em termos de custo e espaço físico para instalação e flexibilidade na implementação de estratégias de controle. O emulador desenvolvido é dinâmico e, portanto, considera os efeitos aerodinâmicos do aerogerador, tais como efeito de sombra da torre e efeito de cisalhamento do vento. Para emular a dinâmica mecânica do aerogerador, foi usada a modelagem de parâmetros concentrados de duas massas, a qual considera também a dinâmica do motor. Para avaliar o comportamento do modelo dinâmico do aerogerador foram realizados testes de rajada e de variação de vento. Para controlar a velocidade do MIT, é utilizada uma técnica de controle vetorial do tipo controle por campo orientado direto (DFO). O trabalho propõe uma reconfiguração no estimador, por meio da mudança de localização do integrador, para aumentar o desempenho do sistema. Além disso, a estimação é feita sem sensores de tensão para reduzir o custo total do sistema. A validação da estrutura completa foi feita por simulação computacional e em bancada experimental. Os resultados de simulação mostraram a capacidade do emulador na representação da dinâmica de um aerogerador, considerando, inclusive, teste de degrau de potência. Os resultados experimentais demonstraram resposta satisfatória dos controles implementados de corrente, fluxo e velocidade às variações de velocidade a que foram submetidos.

Palavras-chave: Emulador Dinâmico de Turbina Eólica. Controle vetorial. Motor de Indução Trifásico. Efeitos aerodinâmicos.

ABSTRACT

Among renewable energies, wind energy has been highlighted worldwide due to the increasing application in the conversion into electric energy. Due to winds stochastic nature, wind-power generation has become an study object regarding the impacts of a variable output power generation on the power grid. Factors that influence power control are analyzed, especially the wind turbine, the generator and the associated static converters technologies. In this context, this work aims to model and implement a wind turbine emulator using a three-phase induction motor (TIM) operating at variable speed. The wind turbine emulation offers benefits in terms of cost and physical installation space, and flexibility in control strategies implementation. The developed emulator is dynamic and therefore considers the wind turbine aerodynamic effects, such as the tower's shadow and wind shear effects. To emulate the wind turbine mechanical dynamics, the two masses concentrated parameters model was used, which also considers the engine dynamics. In order to assess the behavior of the wind turbine dynamic model, wind gust and variation tests were performed. To control the three-phase induction motor, a vector control technique is used, the direct oriented field control (DFO) type. The work proposes a reconfiguration in the flux estimator, by changing the integrator's location to increase the system's performance. In addition, the estimation is done without voltage sensors for the purpose of reducing the system total cost. The complete structure validation was done by computer simulation and on experimental bench. The simulation results have shown the emulator capacity to represent an wind turbine dynamics, including a power step test. The experimental results have demonstrated a satisfactory response of the implemented controls of current, flux and speed when submitted to speed variations.

Keywords: Dynamic Wind Turbine Emulator. Vector control. Three-phase Induction Motor. Aerodynamic effects.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Matriz energética mundial no ano de 2017	19
Figura 2 – Novas instalações no ano de 2018	19
Figura 3 – Matriz energética brasileira no ano de 2018	20
Figura 4 – Turbina eólica e componentes principais	21
Figura 5 – Curva do coeficiente de potência em função da velocidade específica para diferentes valores do ângulo de <i>pitch</i> β	24
Figura 6 – Curva de potência para diferentes mecanismos de controle	25
Figura 7 – Topologias de turbinas de velocidade fixa	27
Figura 8 – Topologias de turbinas de velocidade fixa	28
Figura 9 – Topologias de turbinas sem caixa de transmissão	30
Figura 10 – Evolução de emuladores na literatura	35
Figura 11 – Configuração genérica de um emulador de turbina eólica	36
Figura 12 – Modelagem do emulador proposto	36
Figura 13 – Modelo mecânico de duas massas de uma turbina eólica	38
Figura 14 – Modelo mecânico de duas massas do emulador	38
Figura 15 – Estrutura de simulação do modelo mecânico	39
Figura 16 – Variação da velocidade do vento para simulação do modelo mecânico	40
Figura 17 – Resposta da velocidade da turbina a partir da variação do vento	41
Figura 18 – Resposta da velocidade do gerador a partir da variação do vento	41
Figura 19 – Variação da velocidade do vento para uma situação de rajada	42
Figura 20 – Resposta do modelo mecânico à rajada de vento	42
Figura 21 – Representação do efeito do <i>wind shear</i>	44
Figura 22 – Representação do efeito <i>tower shadow</i>	45
Figura 23 – Especificação de distâncias em um aerogerador genérico	46
Figura 24 – Simulação dos efeitos aerodinâmicos para uma turbina de 0,25 kW	47
Figura 25 – Simulação dos efeitos aerodinâmicos para uma turbina de 800 kW	48
Figura 26 – Comparação dos efeitos aerodinâmicos entre duas turbinas de potência de 0,25 kW e de 850 kW	48
Figura 27 – Alinhamento do fluxo do rotor no <i>Field-Oriented Control</i> (FOC)	55
Figura 28 – Estrutura proposta completa do controle vetorial de velocidade <i>Direct Field-Oriented Control</i> (DFOC)	56

Figura 29 – Estrutura proposta completa do controle vetorial de torque DFOC	56
Figura 30 – Estimador de fluxo - modelo de tensão	58
Figura 31 – Estimador de fluxo - modelo de corrente	59
Figura 32 – Estimador de fluxo - modelo combinado	59
Figura 33 – Estimador de fluxo - modelo de tensão com alteração realizada	60
Figura 34 – Estimador de fluxo - modelo combinado com alteração realizada	61
Figura 35 – Controle de corrente com desacoplamento das tensões	64
Figura 36 – Diagrama de Bode da malha de corrente	65
Figura 37 – Diagrama de Bode da malha de fluxo	66
Figura 38 – Diagrama de Bode da malha de velocidade	67
Figura 39 – Curva limite de operação do Máquina/Motor de Indução Trifásico (MIT)	68
Figura 40 – Ilustração da bancada de testes	69
Figura 41 – Resposta do controle de velocidade à aplicação de degrau de velocidade	72
Figura 42 – Resposta do controle de fluxo à aplicação de degrau de velocidade (há destaque para os momentos de variação de velocidade)	73
Figura 43 – Resposta do controle de corrente no eixo d à aplicação de degrau de velocidade (há destaque para os momentos de variação de velocidade)	73
Figura 44 – Resposta do controle de corrente no eixo q à aplicação de degrau de velocidade (há destaque para os momentos de variação de velocidade)	74
Figura 45 – Resultado do fluxo estimado nas coordenadas $\alpha\beta$ ($\omega_{rm} = 600 \text{ rpm}$)	75
Figura 46 – Resultado do fluxo estimado nas coordenadas $\alpha\beta$ com variação de velocidade de 600 para 800 rpm	75
Figura 47 – Resultado do fluxo estimado nas coordenadas $\alpha\beta$ com variação de velocidade de 800 para 600 rpm	76
Figura 48 – Curvas de potência por velocidade da turbina emulada para diferentes velocidades de vento	77
Figura 49 – Curvas de torque por velocidade da turbina emulada para diferentes velocidades de vento	78
Figura 50 – Modelo do emulador completo implementado em simulação	78
Figura 51 – Resposta de velocidade do emulador para diferentes valores de momento de inércia	79
Figura 52 – Resposta do emulador para diferentes valores de velocidade de vento	79

Figura 53 – Resposta do emulador à aplicação de uma carga de torque constante no eixo do motor	80
Figura 54 – Resposta do emulador à aplicação de uma carga de potência constante no eixo do motor	81
Figura 55 – Resposta do emulador à aplicação de uma carga de torque constante no eixo do motor com efeitos oscilatórios	82
Figura 56 – Resposta do emulador à aplicação de uma carga de torque constante no eixo do motor com efeitos oscilatórios amplificados	83

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Componentes e suas descrições	22
Tabela 2 – Parâmetros de simulação do modelo mecânico	40
Tabela 3 – Parâmetros de turbinas eólicas para simulação dos efeitos aerodinâmicos . .	47
Tabela 4 – Variáveis da Equação (4.11) e suas descrições	50
Tabela 5 – Parâmetros mecânicos e elétricos do motor utilizado	62
Tabela 6 – Especificação do conversor SKS 18G B6CI 11 V12	70
Tabela 7 – Especificação dos sensores de corrente LEM LA 25-NP	70
Tabela 8 – Especificação do DSP LAUNCHXL F28379D	71

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DFIG	<i>Doubly Fed Induction Generator</i>
DFIM	Motor de Indução de Dupla Alimentação (<i>Doubly Fed Induction Motor</i>)
DFOC	<i>Direct Field-Oriented Control</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
DTC	Controle Direto de Torque (<i>Direct Torque Control</i>)
ETE	Emulador de Turbina Eólica
FOC	<i>Field-Oriented Control</i>
GIT	Gerador de Indução Trifásico
IFOC	<i>Indirect Field-Oriented Control</i>
MCC	Máquina/Motor de Corrente Contínua
MIT	Máquina/Motor de Indução Trifásico
MPPT	Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (<i>Maximum Power Point Tracking</i>)
PI	Proporcional Integral
PMP	Ponto de Máxima Potência
PMSG	<i>Permanent Magnet Synchronous Generator</i>
PMSM	Motor Síncrono de Ímã Permanente (<i>Permanent Magnet Synchronous Motor</i>)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SCEE	Sistemas de Conversão de Energia Eólica
WTE	<i>Wind Turbine Emulator</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	16
1.1	Objetivos	17
1.2	Divisão do Trabalho	17
2	A ENERGIA EÓLICA	18
2.1	Panorama da Geração Eólica	18
2.2	Sistemas de Conversão de Energia Eólica	20
2.2.1	<i>Classificação de turbinas eólicas</i>	22
2.3	Extração de Energia dos Ventos	23
2.3.1	<i>Mecanismos de Controle Aerodinâmico</i>	24
2.4	Topologias de Aerogeradores	26
2.4.1	<i>Turbinas de Velocidade Fixa</i>	26
2.4.2	<i>Turbinas de Velocidade Variável</i>	28
2.5	Considerações Finais	30
3	ESTADO DA ARTE	32
4	EMULADOR DE TURBINA EÓLICA	36
4.1	Modelagem Mecânica	37
4.2	Modelagem Aerodinâmica	43
4.3	Controle do Motor de Indução Trifásico	49
4.3.1	<i>Modelo da Máquina de Indução Trifásica</i>	49
4.3.2	<i>Controle Diretamente Orientado pelo Campo</i>	54
4.3.2.1	<i>Modelagem do Estimador de Fluxo e de Torque</i>	56
4.3.3	<i>Parametrização do Controle</i>	61
4.3.3.1	<i>Controlador do Estimador de Fluxo</i>	62
4.3.3.2	<i>Controlador de Corrente</i>	63
4.3.3.3	<i>Controlador de Fluxo</i>	64
4.3.3.4	<i>Controlador de Velocidade</i>	65
4.3.3.5	<i>Curva Limite de Operação da Máquina</i>	67
4.3.4	<i>Considerações Finais</i>	67
5	RESULTADOS	69
5.1	Resultados Experimentais	69

5.1.1	<i>Descrição da Bancada de Testes</i>	69
5.1.2	<i>Especificação dos Componentes</i>	70
5.1.3	<i>Experimento</i>	71
5.2	Resultados de Simulação	76
5.3	Considerações Finais	81
6	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	84
6.1	Trabalhos Submetidos e Publicados	85
	REFERÊNCIAS	87
	APÊNDICES	91
	APÊNDICE A – Códigos-fontes de Implementação	91
	APÊNDICE B – Transformações de Coordenadas	129

1 INTRODUÇÃO

Ao longo da história da humanidade, o mundo vivenciou diversas transições energéticas, passando desde a utilização da força animal à utilização de derivados do petróleo. Nas últimas décadas, em especial, existe uma preocupação mundial quanto ao crescimento sustentável. A descarbonização é um dos principais tópicos por seu efeito direto na poluição local e global. Como o carvão foi por muito tempo, e ainda é, uma das principais fontes de geração de energia elétrica (GWEC, 2018), a busca por formas de energias alternativas e sustentáveis vem se intensificando no mundo inteiro.

O uso de recursos energéticos renováveis, além dos benefícios ambientais, contribui para a diversificação da matriz de energia elétrica e aumento da segurança energética por diminuir a dependência dos combustíveis fósseis (MARTINELLO, 2015). Tem-se observado crescimento acelerado das fontes renováveis na matriz energética mundial, causado por diversos motivos: avanço tecnológico, redução de custos da energia gerada e incentivos governamentais. Dentre as energias renováveis, a que tem tido destaque mundial é a energia eólica (ABEEÓLICA, 2018). Apesar de já ser utilizada desde 1980, um aumento na eficiência dos sistemas de conversão eólio-elétrica causado pelo avanço tecnológico proporcionou o crescimento em larga escala desse tipo de geração.

Por conta do elevado crescimento, a energia eólica é objeto de diversos estudos com o objetivo de aumento de eficiência dos Sistemas de Conversão de Energia Eólica (SCEE), dentre eles: controle de potência, técnicas de Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (*Maximum Power Point Tracking*) (MPPT), tecnologias de geradores, tecnologia de turbinas, além dos conversores estáticos associados (SOLTOSKI *et al.*, 2016). Sendo assim, diversos protótipos de aerogeradores foram desenvolvidos ao redor do mundo, de modo a se obter um ambiente para estudos, desenvolvimentos e aplicação da tecnologia.

Existem diversas desvantagens associadas à utilização de um aerogerador como protótipo de testes. A primeira delas é o custo elevado, além do espaço físico requerido e da falta de portabilidade. No entanto, a principal desvantagem está no fato de que os testes estarão condicionados às condições de vento do local de instalação.

Com o objetivo de proporcionar condições satisfatórias que contornam os problemas citados, emuladores de turbinas eólicas foram explorados na literatura (MARTINELLO, 2015; TAVEIROS, 2014; BERRIEL, 2019; MOUSSA *et al.*, 2019; LOPES *et al.*, 2005). Um emulador consiste em um motor controlado que tem em seu controle a modelagem do aerogerador. O

emulador pode ser acoplado a diversos geradores diferentes, possibilitando testes de integração com a rede elétrica e microrredes, de técnicas MPPT e muitos outros testes propostos.

Sendo assim, esse trabalho propõe a emulação de uma turbina eólica considerando os efeitos aerodinâmicos por meio do controle vetorial de um motor de indução trifásico (MIT).

1.1 Objetivos

O objetivo geral do trabalho é desenvolver e implementar um emulador de uma turbina eólica, que utiliza um MIT controlado vetorialmente para representar as características do aerogerador.

Como objetivos específicos do presente trabalho, podem ser destacados:

- Modelagem da conversão eólico-elétrica;
- Modelagem dos efeitos aerodinâmicos de sombreamento da torre (*tower shadow*) e cisalhamento de vento (*wind shear*);
- Modelagem dinâmica da máquina de indução trifásica de rotor gaiola de esquilo;
- Modelagem e parametrização do controle vetorial de velocidade da máquina;
- Testes em bancada para avaliação do controle proposto;
- Testes de simulação para avaliação da modelagem proposta.

1.2 Divisão do Trabalho

O Capítulo 2 mostra dados do crescimento da energia eólica no Brasil e no mundo, além de apresentar o funcionamento completo de uma turbina eólica, bem com as equações que a descrevem. O Capítulo 3 traz uma revisão em ordem cronológica dos trabalhos recentes mais relevantes que desenvolveram emuladores de turbina eólica.

A estrutura completa do emulador, a modelagem mecânica e dos efeitos aerodinâmicos, a simulação computacional dos efeitos, bem como o controle da máquina são apresentados em detalhes no Capítulo 4. Os resultados experimentais são apresentados e discutidos no Capítulo 5. Por fim, as conclusões e proposições de trabalhos futuros são apresentados no Capítulo 6.

2 A ENERGIA EÓLICA

A energia eólica pode ser entendida como a energia contida nas massas de ar em movimento, sendo considerada uma forma de energia proveniente indiretamente do sol, tendo em vista que os ventos são consequência do aquecimento não uniforme da superfície terrestre (MARTINELLO, 2015). Nos últimos anos, a energia eólica como fonte de geração de energia elétrica tem obtido destaque com o crescimento na matriz de eletricidade ao redor do mundo. Boa parte desse crescimento se deve principalmente às vantagens da utilização da geração eólica, como sustentabilidade, relação custo-benefício atrativa e baixo impacto ambiental.

Muitos países têm sido motivados a usar e investir fortemente em tecnologias relacionadas a SCEE (MOHAMMADI *et al.*, 2018), tanto em pesquisas como em setores da indústria.

2.1 Panorama da Geração Eólica

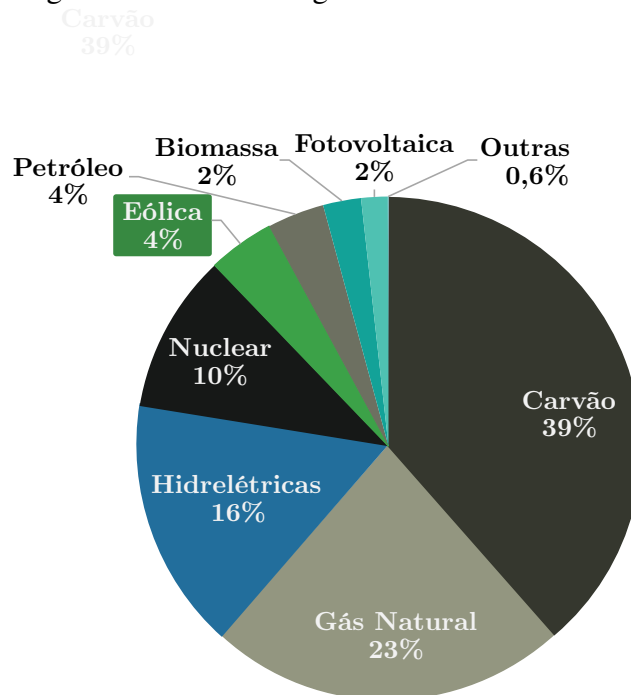
A produção de energia eólica no mundo cresceu mais de 800% entre os anos de 2005 e 2016 (IEA, 2018). Em 2018, as novas instalações somaram 51,3 GW, o que elevou a capacidade instalada mundial acumulada a um total de 591 GW (GWEC, 2018). A matriz energética mundial em 2017 é apresentada na Figura 1, onde é possível perceber que a geração eólica já é responsável por 4% de toda a geração elétrica no mundo.

A China e os Estados Unidos se mantiveram como os países com as maiores capacidades instaladas de energia eólio-elétrica. O Brasil, seguindo a direção mundial, ocupou, em 2018, a oitava colocação mundial em termos de capacidade instalada. Além disso, também em 2018, atingiu o recorde de suprimento por energia eólica, chegando a 74,12% do suprimento total da região Nordeste (ABEEÓLICA, 2018). O Brasil também se destacou em termos de novas instalações no ano de 2018, ocupando a 5ª colocação mundial, como mostra a Figura 2.

Apesar de a matriz energética brasileira ser majoritariamente composta por hidroeletricidade, a energia eólica tem se destacado nos últimos anos, chegando a 9% da capacidade total (ver Figura 3). Segundo os dados apresentados anteriormente, esse valor é mais que o dobro da participação da energia eólica na matriz mundial.

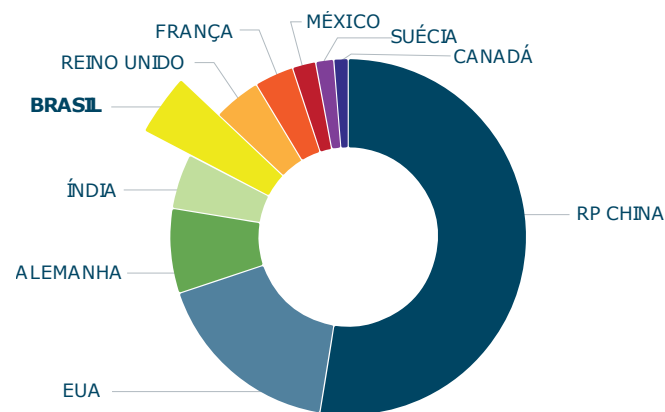
Não só em termos de geração e capacidade instalada, o Brasil também é destaque em altos valores de fator de capacidade, que representa a relação entre a geração de uma usina em determinado período e a sua capacidade instalada no mesmo período. Em 2018, o Brasil

Figura 1 – Matriz energética mundial no ano de 2017



Fonte: adaptado de GWEC (2018).

Figura 2 – Novas instalações no ano de 2018

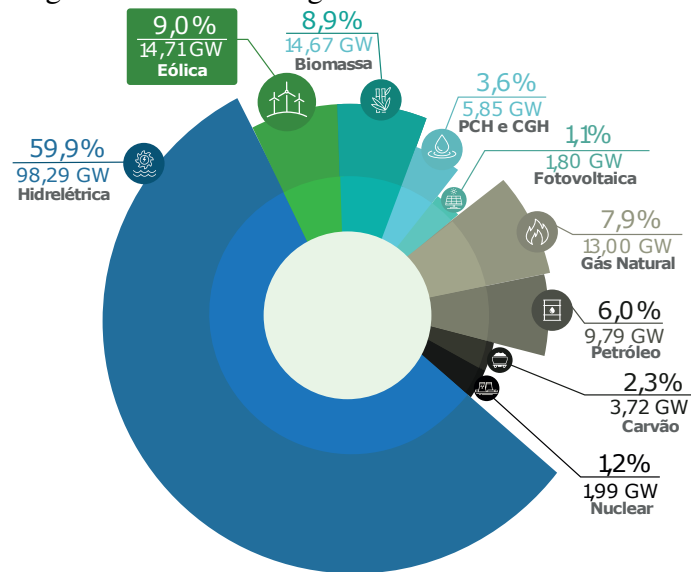


Fonte: ABEEÓLICA (2018).

apresentou um fator de capacidade médio anual de 42,2%, chegando a atingir mensalmente, no mês de setembro, o valor de 58,6% (ABEEÓLICA, 2018). Se comparado com a média mundial, que está em torno de 25%, esse resultado é extremamente satisfatório.

Entendendo que a tendência mundial é um crescimento em grande escala da energia eólica, que deverá apresentar obstáculos quanto à integração nesse porte, surge a necessidade de estudos contínuos a respeito dos SCEE (TAVEIROS, 2014).

Figura 3 – Matriz energética brasileira no ano de 2018



Fonte: ABEEÓLICA (2018).

2.2 Sistemas de Conversão de Energia Eólica

Um SCEE é composto, geralmente, pelos componentes mostrados na Figura 4. Os componentes e suas descrições são apresentados na Tabela 1.

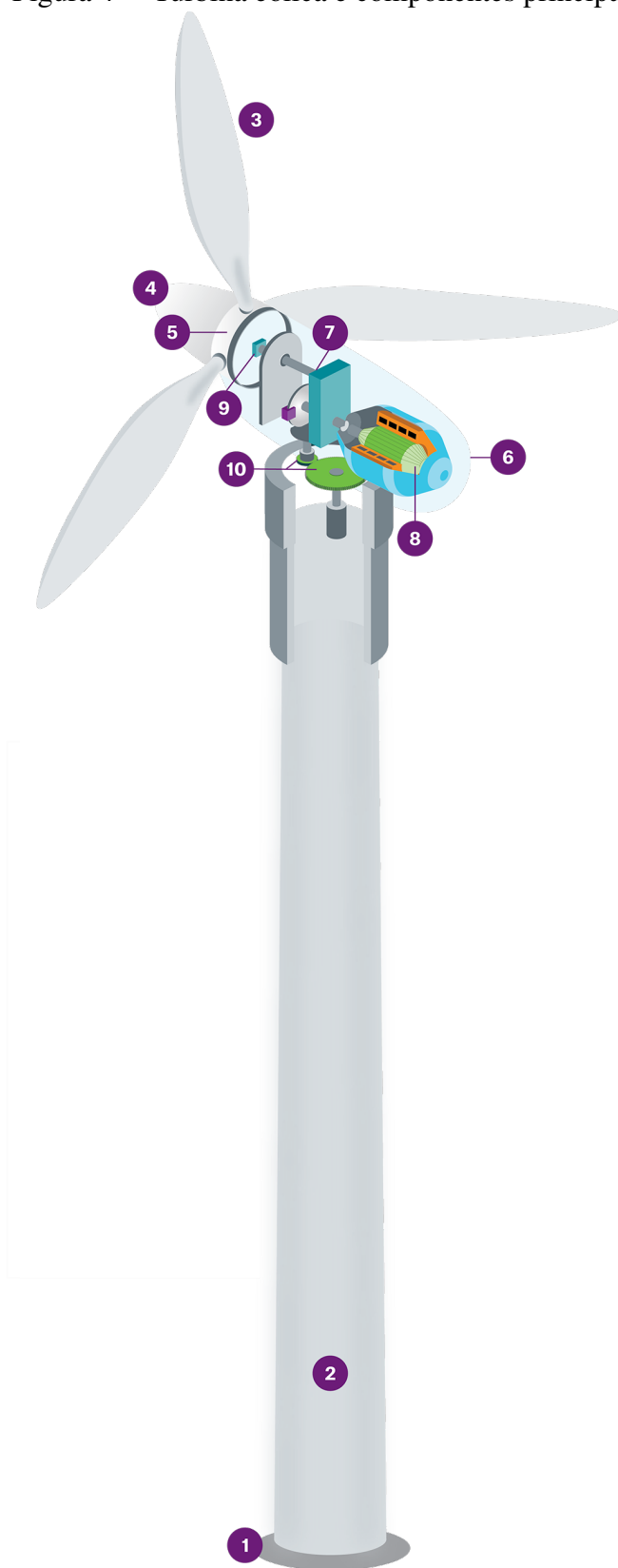
O processo de conversão de energia eólica em energia elétrica pode ser descrito nos seguintes passos:

1. O vento incide sobre as pás do aerogerador, colocando o rotor em movimento, fazendo a turbina eólica converter a energia cinética dos ventos em energia mecânica.
2. A energia mecânica, transferida ao gerador elétrico pelo eixo de transmissão, é convertida em eletricidade.
3. A energia elétrica é entregue à rede.

É importante observar que as pás desempenham um papel fundamental na quantidade de energia extraída do vento. Sendo assim, o projeto deve considerar os valores limites de potência e rotação das pás de modo a garantir a manutenção dos componentes mecânicos do aerogerador, bem como os limite de tensão de saída do gerador.

As turbinas eólicas podem ser construídas de diversas formas diferentes, dependendo da aplicação e da potência nominal. O subtópico a seguir se detém sobre as diferentes classificações das turbinas eólicas.

Figura 4 – Turbina eólica e componentes principais



Fonte: MUNICH RE (2016)

Tabela 1 – Componentes e suas descrições

Número	Componente	Descrição
1	Fundação	Sustenta a turbina a partir do seu próprio peso e da força do vento
2	Torre	Suporte estrutural do aerogerador, ligando a nacela à fundação
3	Pás do rotor	Construção calculada para otimizar a extração de energia do vento
4	Cubo	Captura a energia mecânica do vento e transmite-a para o eixo central; conecta as pás ao eixo central
5	Rotor	Conjunto formado pelas pás e pelo cubo
6	Nacela	Abriga os componentes elétricos e mecânicos do aerogerador
7	Eixo principal e caixa de transmissão	Conexão rotor e gerador e multiplicação de velocidade
8	Gerador	Conversão da energia mecânica de eixo em energia elétrica que será entregue à rede
9	Sistema de controle pitch	Mudança do ângulo das pás
10	Sistema de guinada	Responsável pela orientação do aerogerador em direção ao vento

Fonte: o autor.

2.2.1 Classificação de turbinas eólicas

As turbinas eólicas se classificam quanto à posição do eixo de rotação em relação ao solo, se horizontal ou vertical. Turbinas de eixo horizontal necessitam de mecanismos extras de orientação em relação à direção do vento, o que não ocorre com as turbinas de eixo vertical (JHA, 2011). No entanto, nas turbinas de eixo horizontal, como a direção do vento varia constantemente, também o ângulo de ataque varia e ocorrem muitas vibrações durante o funcionamento da turbina.

As turbinas de eixo horizontal se classificam também quanto ao número de pás, se multipás, três, duas ou uma pá. Cada tipo é aplicado em situações diferentes, dependendo da velocidade do vento, da potência nominal, da velocidade de rotação da turbina e do rendimento requerido. Para os aerogeradores modernos, o padrão mais utilizado é o de três pás, por ser grande a relação entre a potência extraída e a área varrida. Além do alto rendimento, esse tipo de turbina pode trabalhar em altas velocidades de vento (RODRIGUES, 2011).

Outra classificação para turbinas de eixo horizontal é quanto à posição do rotor em

realção à torre: rotor *upwind* e *downwind* (JHA, 2011). As turbinas *upwind* (barlavento) têm o rotor voltado para o vento, a montante da torre, enquanto as *downwind* (sotavento) têm o rotor no bordo contrário àquele de onde sopra o vento, ou seja, a jusante da torre. A maior vantagem de turbinas *downwind* é que elas automaticamente se ajustam para a direção do vento incidente. No entanto, esse ajuste não funciona quando a mudança de vento é abrupta, sendo este o principal motivo de se utilizarem majoritariamente turbinas *upwind*.

2.3 Extração de Energia dos Ventos

Teoricamente, a máxima potência que pode ser extraída do vento pelos aerogeradores é 59,3% da potência disponível na massa de ar, denominado Limite de Betz (NEILL; HASHEMI, 2018). Na prática, os valores de eficiência da conversão aerodinâmica estão entre 34-45% (TAVEIROS, 2014).

A quantidade de potência mecânica extraída do vento por um aerogerador é descrita por uma equação amplamente conhecida na literatura (DAHBI *et al.*, 2014) dada pela Equação 2.1.

$$P_m = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 v_\omega^3 c_p(\lambda, \beta), \quad (2.1)$$

em que P_m é a potência mecânica extraída (W), ρ representa a densidade de massa do ar (kg/m^3), R , o raio do rotor da turbina eólica (m), v_ω é a velocidade do vento (m/s) e c_p é referente ao coeficiente de potência.

O coeficiente de potência relaciona a potência extraída com a potência entregue pelo vento. Sendo assim, o Limite de Betz citado anteriormente define o máximo c_p teórico. A geometria da turbina e as condições nominais de operação definem o comportamento real do coeficiente de potência. De acordo com a Equação 2.1, o c_p depende da velocidade específica λ e do ângulo de inclinação nas pás β , ou ângulo *pitch*. A velocidade específica é calculada como

$$\lambda = \frac{\omega_t R}{v_\omega}, \quad (2.2)$$

em que ω_t é a velocidade angular da turbina (rad/s).

De modo a exemplificar como a variação dos parâmetros λ e β influenciam a curva do coeficiente de potência, foi utilizada a aproximação da curva apresentada em Almada (2013), definida matematicamente como

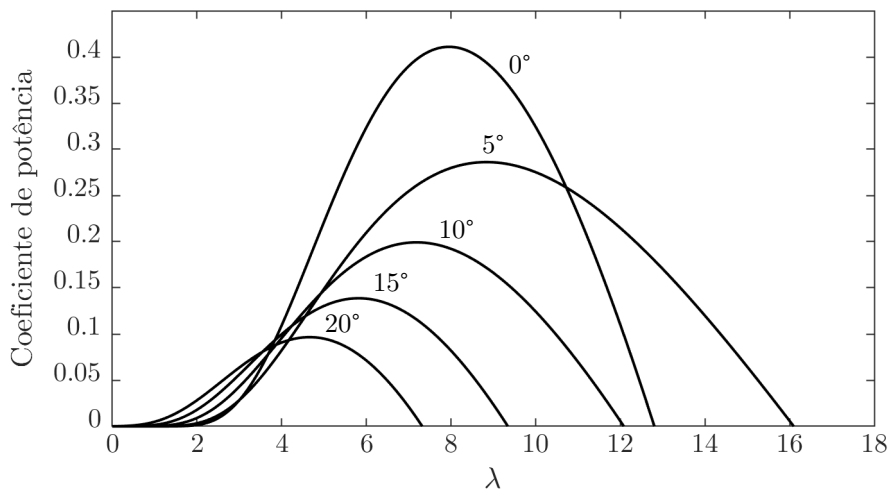
$$c_p(\lambda, \beta) = \frac{1}{2} \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0,4\beta - 5 \right) e^{\left(-\frac{21}{\lambda_i} \right)}, \quad (2.3)$$

em que

$$\lambda_i = \left(\frac{1}{\lambda + 0,08\beta} - \frac{0,035}{1 + \beta^3} \right)^{-1}. \quad (2.4)$$

A partir das Equações (2.3) e (2.4), é possível visualizar como o coeficiente de potência varia com a variação da velocidade específica e do ângulo de inclinação, exibida na Figura 5.

Figura 5 – Curva do coeficiente de potência em função da velocidade específica para diferentes valores do ângulo de *pitch* β



Fonte: O autor.

É notável que o maior coeficiente de potência que pode ser obtido pela turbina exemplificada, o chamado $c_{p_{max}}$, só pode ser obtido quando $\beta = 0^\circ$. Posto isto, a potência nominal da turbina é definida nesse ponto de operação.

Para cada valor de ângulo de inclinação da pá, existe um máximo valor de potência que pode ser extraído pela turbina, ponto em que ocorre o $c_{p_{max}}$. Sendo assim, o controle do gerador deve atuar de modo a levar a operação para a velocidade específica ótima λ_{opt} , correspondente ao Ponto de Máxima Potência (PMP) para determinado ângulo de inclinação. Já os controles aerodinâmicos atuam de modo a limitar a potência extraída pela turbina de modo a não danificá-la.

2.3.1 Mecanismos de Controle Aerodinâmico

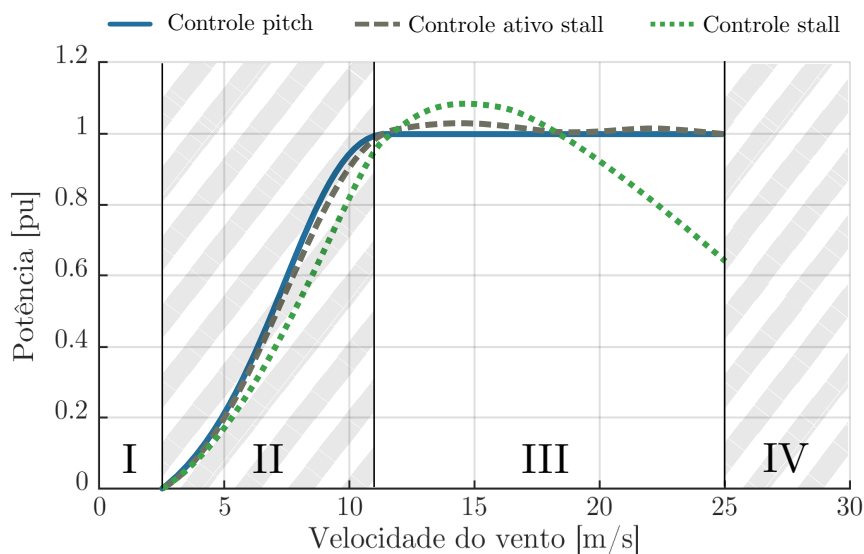
A partir das forças aerodinâmicas provocadas pelo vento no rotor, o aerogerador é capaz de converter energia cinética em mecânica. O perfil aerodinâmico das pás interfere diretamente em como as forças se distribuem ao longo dessas e, portanto, devem ser projetadas

especificamente para a aplicação. O mecanismo deve ser capaz de limitar a quantidade potência extraída pela turbina eólica (RODRIGUES, 2011). Os mais conhecidos são o controle *stall*, *stall* ativo e o controle de ângulo de passo, em inglês *pitch*.

No controle *stall*, o próprio projeto aerodinâmico das pás do rotor regula a potência extraída pelo aerogerador. Já no controle *pitch*, as pás são rotacionadas de modo a ajustar a quantidade de potência extraída por uma turbina (ACKERMANN, 2012). Também é utilizado o controle ativo *stall*, o qual se assemelha ao controle de passo, porém, as pás são rotacionadas em direção oposta àquela do controle de *pitch* (beta negativo). Para velocidades de vento acima da nominal o estol da pá é ativamente controlado rotacionando as pás para maior ângulo de ataque (PEREIRA, 2016).

A quantidade de potência mecânica extraída se relaciona com a velocidade do vento por meio da curva de potência. Na Figura 6, são mostradas as curvas de potência de uma turbina específica para os três mecanismos descritos. Pode ser observado que o controle ativo *stall* tem um comportamento semelhante ao controle *pitch*, diferentemente do controle puro *stall*.

Figura 6 – Curva de potência para diferentes mecanismos de controle



Fonte: O autor.

A Figura 6 mostra quatro regiões diferentes da curva. A região I descreve uma situação em que a velocidade do vento é muito baixa e não há geração. Isso ocorre para impedir que o aerogerador opere em uma região em que a potência extraída não é capaz de suprir as perdas mecânicas.

A velocidade limite entre a região I e II é chamada velocidade de corte inferior (do inglês, *cut-in*). A partir dessa velocidade, o aerogerador passa a extrair potência e entra na

região II. Nessa região, o controle do gerador propicia a operação do aerogerador em velocidade variável.

A velocidade de fronteira entre as regiões II e III é definida como a velocidade nominal, ponto em que a potência atinge o valor nominal. Quando a potência ultrapassa a nominal, os controles aerodinâmicos devem passar a operar de modo a limitar a potência extraída pela turbina. O controle *pitch* aumenta o ângulo de pitch, diminuindo o ângulo de ataque e diminui, portanto, o máximo coeficiente de potência, de acordo com a Figura 5. O controle ativo *stall* aciona os reguladores de fluxo para limitar a potência extraída à nominal. Já o controle *stall*, por ser passivo, responde aerodinamicamente à velocidade imposta e reduz drasticamente a potência extraída.

Se a velocidade aumenta muito, chegando à velocidade de corte superior (do inglês, *cut-out*), valor limite entre as regiões III e IV, o aerogerador deve ser capaz de sair de operação. Essa limitação é uma medida de segurança para os equipamentos mecânicos da turbina.

Usando diferentes mecanismos aerodinâmicos e geradores elétricos, os aerogeradores podem apresentar diversas topologias. A seção a seguir se detém sobre as principais topologias de turbinas eólicas.

2.4 Topologias de Aerogeradores

Os primeiros tipos de SCEE eram de velocidade fixa. Com o advento e expansão da eletrônica de potência, a operação de aerogeradores em velocidade variável se tornou possível (CHENG; ZHU, 2014).

A seguir, serão apresentadas as principais topologias de velocidade fixa e de velocidade variável.

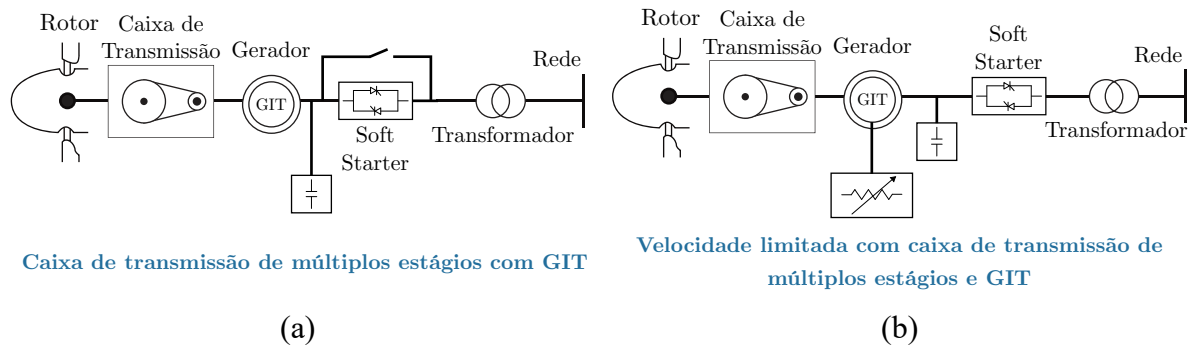
2.4.1 Turbinas de Velocidade Fixa

A Figura 7 apresenta os diagramas das topologias tradicionais de velocidade fixa.

A topologia da Figura 7 (a) utiliza um Gerador de Indução Trifásico (GIT) gaiola de esquilo conectado diretamente à rede por um transformador, sabendo que o *soft-starter* é utilizado apenas para reduzir as correntes de *inrush* durante a partida. As principais vantagens dessa topologia incluem confiabilidade, baixo custo e simplicidade (LI; CHEN, 2008).

No entanto, essa topologia exige uma fonte de potência reativa para estabilizar o

Figura 7 – Topologias de turbinas de velocidade fixa



Fonte: O autor.

campo magnético (TAWFIQ *et al.*, 2019), sendo este o motivo da utilização de um banco de capacitores. Além dessa desvantagem, a topologia apresenta ainda as seguintes desvantagens:

- Só permite variações ínfimas da velocidade do gerador em torno da síncrona, o que torna impossível a captura da máxima potência em um grande intervalo de velocidades;
- Flutuações na velocidade do vento são diretamente transmitidas às partes mecânicas do aerogerador;
- A caixa de transmissão utilizada é conhecida na literatura por suas diversas desvantagens, como perdas mecânicas altas, necessidade frequente de manutenção e elevado ruído;
- Não há possibilidade de controle de potência ativa ou reativa;
- Baixa eficiência.

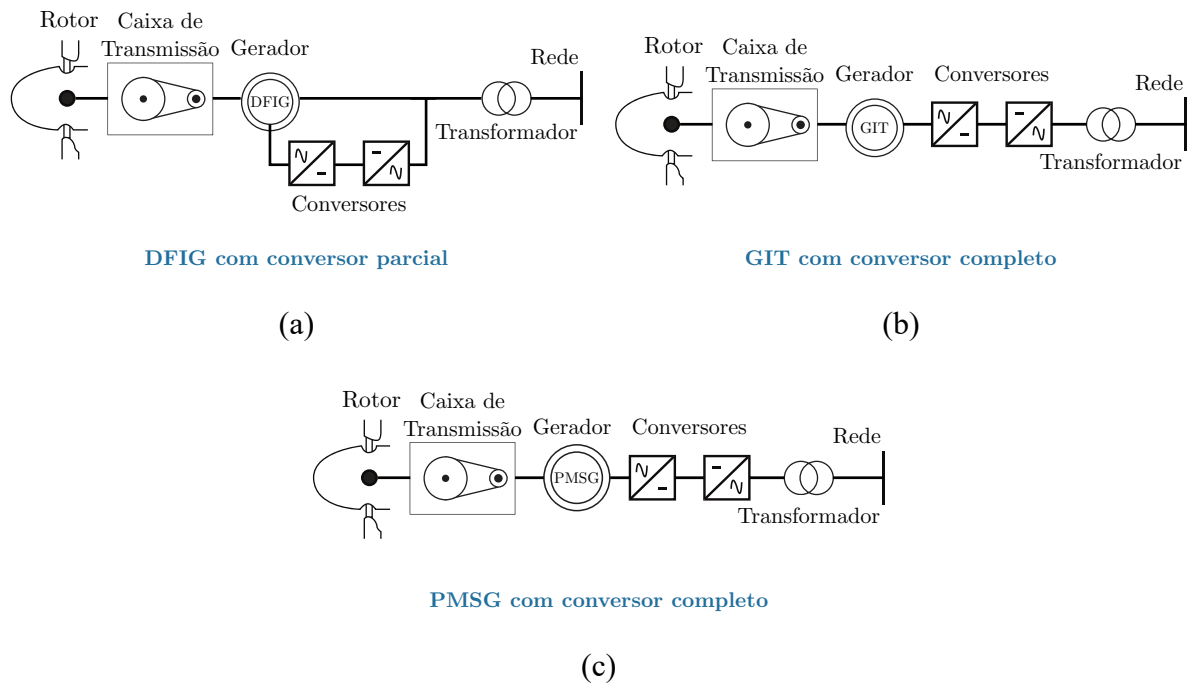
A topologia da Figura 7 (b) utiliza um GIT de rotor bobinado conectado à rede elétrica por meio de um transformador. Assim como a topologia citada anteriormente, esta também utiliza um *soft-starter* e um banco de capacitores com as mesmas funções descritas. Nesse caso, são adicionadas ainda resistências variáveis conectadas ao rotor do gerador, de modo que a adição de resistências permita que o gerador opere em uma faixa de velocidades maior. A faixa de variação depende do tamanho dos resistores disponíveis, mas tipicamente essa topologia trabalha com velocidades de até 10% a mais que a velocidade síncrona (CHENG; ZHU, 2014).

É importante observar que a adição dessas resistências apesar de aumentar a possibilidade de extração da máxima potência do vento, esta também aumenta as perdas elétricas, o que interfere diretamente na eficiência do sistema.

2.4.2 Turbinas de Velocidade Variável

As topologias mais utilizadas de aerogeradores de velocidade variável são mostradas na Figura 8.

Figura 8 – Topologias de turbinas de velocidade fixa



Fonte: O autor.

Na topologia da Figura 8 (a), é utilizado um gerador de indução duplamente alimentado, do inglês *Doubly Fed Induction Generator* (DFIG). Esse gerador permite trabalhar com escorregamentos máximos em torno de $\pm 30\%$, operando numa região super-síncrona ou sub-síncrona. Sendo assim, a topologia utiliza conversores de potência parcial, em torno de 30% da potência nominal do aerogerador (XU; CARTWRIGHT, 2006). Essa característica permite diversas vantagens, como custo reduzido do conversor, aumento da eficiência, redução de filtro de linha e de volume total da topologia (WU *et al.*, 2011).

O rotor do DFIG é conectado ao transformador da rede por meio de um conversor *back-to-back* e o estator é conectado diretamente ao transformador. Além da vantagem da operação com um conversor de potência parcial, essa topologia também tem a vantagem de não precisar de uma fonte de potência reativa extra, sendo esse papel desempenhado pelo conversor do lado da máquina e pelo capacitor de Corrente Contínua (CC) que conecta os dois conversores.

Ajustando a velocidade do DFIG, é possível otimizar a extração de potência do vento

controlando a potência ativa através do conversor do lado do rotor. Além disso, as potências ativas e reativas podem ser desacopladas, possibilitando também o controle de potência reativa pelo conversor do lado do rotor.

Como desvantagens, essa topologia apresenta as seguintes (CHENG; ZHU, 2014; TAVEIROS, 2014):

- Como necessita de anéis coletores, exige manutenção frequente;
- Faixa de velocidade menor se comparada com o a topologia da Figura 8 (c).

A topologia da Figura 8 (b) utiliza um GIT gaiola de esquilo para extrair potência do vento. Essa topologia utiliza o conversor do lado do gerador para variar a velocidade do gerador, enquanto o conversor do lado da rede controla a tensão no link CC e a potência reativa.

Apesar de o gerador ser de alta confiabilidade e de baixo custo, o conversor de potência nominal aumenta exponencialmente os custos dessa topologia. Além disso, comparada com a topologia de velocidade fixa, as perdas no conversor também aumentam muito. É importante ressaltar que essa topologia é raramente utilizada em aerogeradores reais (CHENG; ZHU, 2014).

A topologia da Figura 8 (c) utiliza um gerador síncrono de ímã permanente, do inglês *Permanent Magnet Synchronous Generator* (PMSG), e um conversor de potência nominal. O PMSG tem a vantagem de oferecer alta eficiência e estrutura robusta. Novamente, o conversor de potência total aumenta muito os custos da topologia. Além disso, existe um fator que aumenta ainda mais os custos da topologia: o alto custo do PMSG se comparado com o DFIG e com o GIT, tendo em vista o alto preço dos materiais de ímãs permanentes.

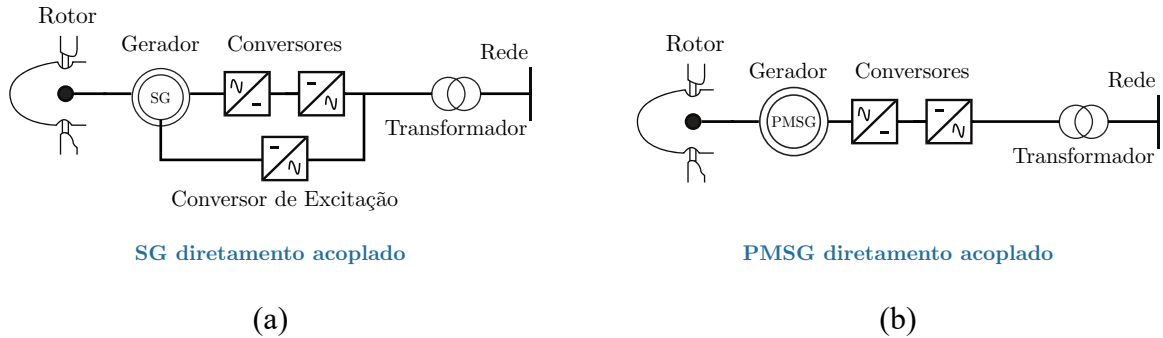
Apesar das desvantagens, essa topologia alcança a máxima faixa de variação de velocidade e exige menos manutenção por não possuir anéis coletores. No entanto, os ímãs permanentes têm risco de perder a magnetização em altas temperaturas.

De acordo com Cheng e Zhu (2014), a topologia utilizando DFIG (Figura 8 (a)) tem a melhor relação entre custo e eficiência.

As turbinas eólicas podem ser diretamente acopladas ao gerador (multipolos) ou acopladas através de caixa multiplicadora de velocidade de estágio simples ou de múltiplos estágios. A grande vantagem de se retirar a caixa de transmissão é a redução das perdas. Cada estágio da caixa de transmissão é responsável por 1% de perda e como, no geral, as turbinas utilizam 3 estágios na caixa de transmissão, a potência entregue ao eixo do gerador corresponde a 97% da potência de entrada (SEMKEN *et al.*, 2012). Além disso, turbinas com caixas de

transmissão de múltiplos estágios exigem manutenção frequente, principalmente quando as usinas são *offshore*. Duas topologias com eixos diretamente acoplados são apresentadas na Figura 9.

Figura 9 – Topologias de turbinas sem caixa de transmissão



Fonte: O autor.

A topologia da Figura 9 (a) utiliza um gerador síncrono com excitação elétrica. O eixo da turbina e do gerador são diretamente acoplados. Como esse gerador tem que trabalhar com velocidades muito baixas, o gerador é construído com muitos polos para que seja possível o acoplamento direto (CHENG; ZHU, 2014). Por esse motivo, o volume e o peso da turbina serão bem mais elevados comparado com turbinas com caixa de transmissão. Além disso, a adição dos anéis coletores e dos enrolamentos de campo produzirá elevação de perdas e da necessidade de manutenção.

A topologia da Figura 9 (b) utiliza um PMSG diretamente conectado ao eixo da turbina. O PMSG não necessita de anéis coletores ou excitação externa, o que aumenta a eficiência e a confiabilidade do sistema. Além disso, essa topologia tem menor peso e tamanho que a topologia da Figura 9 (a), pois utiliza materiais magnéticos e alta performance. Ademais, a retirada da caixa de transmissão reduz o ruído produzido. Por esses motivos, essa topologia é uma das mais promissoras do mercado.

2.5 Considerações Finais

Esse capítulo mostrou uma visão geral sobre a relevância da energia eólica no mundo e no Brasil, enfatizando a importância da realização de estudos nessa área. Foram descritos, ainda, os principais componentes de um aerogerador, bem como as equações matemáticas que descrevem a extração de energia do vento.

Além disso, foram comparados os diversos mecanismos de controle dinâmico por

meio das curvas de potência. As principais topologias de aerogeradores também foram exibidas, comentadas e comparadas, chegando à conclusão de que a topologia utilizando DFIG apresenta a melhor relação de eficiência e custo. Foi exposto ainda que a topologia com eixos diretamente acoplados utilizando PMSG se apresenta como uma das mais promissoras do mercado.

3 ESTADO DA ARTE

O conceito de um emulador de turbina eólica vem sendo discutido na literatura, tendo sido aplicado, inclusive, para ensino e pesquisa em diversas universidades (THAKUR; JIANG, 2017; MARTINELLO, 2015). Por resolverem problemas de custo, espaço e maiores possibilidades de testes diversos, os emuladores de turbina eólica são aplicados em análises de integração a redes elétricas ou microrredes e melhorias em geral de SCEE (TAVEIROS, 2014), impactando os custos e a eficiência de implantação desses sistemas. Para ter possibilidades de realizar testes, as peculiaridades e características de uma turbina eólica precisam ser investigadas.

No entanto, estudar uma turbina eólica em operação, tendo o porte amplificado, e ficar sujeito às características da implantação do protótipo é inviável para a realização desse tipo de estudo. Sendo assim, diversos emuladores foram desenvolvidos na literatura.

Um Emulador de Turbina Eólica (ETE), ou do inglês *Wind Turbine Emulator* (WTE) podem ser desenvolvidos utilizando diferentes tipos de motores, em geral elétricos. Além disso, variam quanto à modelagem e o controle da máquina implementados. Em geral, três tipos de motores são utilizados: Máquina/Motor de Corrente Contínua (MCC), Motor Síncrono de Ímã Permanente (*Permanent Magnet Synchronous Motor*) (PMSM) e MIT.

Apesar de elevada performance, os motores síncronos de ímãs permanentes ainda são consideravelmente mais caros que os motores de indução (SANTOS, 2015). Além disso, em geral, exigem mais manutenção. Em comparação com o motor CC, o motor de indução é, para a mesma faixa de potência, menor e mais barato. Outro fator importante é que o motor CC, por ter dispositivos mais complexos como comutador e escovas, é mais caro e também exige mais manutenção.

Objetivando manter um custo-benefício satisfatório, economizar espaço físico e garantir a portabilidade para um sistema de emulação de turbina eólica, esse trabalho optou por implementar o emulador em um MIT, considerado barato em relação aos outros citados, confiável, robusto e de construção simples. A técnica de controle vetorial garante o alto desempenho de funcionamento do motor de indução.

Muitos emuladores foram desenvolvidos na literatura. Esse trabalho revisará os mais relevantes desde a última década.

A começar por emuladores desenvolvidos em motores de ímã permanente, Lopes *et al.* (2005) desenvolveu um dos primeiros emuladores de turbina eólica. No trabalho, o autor propôs a consideração da dinâmica mecânica do aerogerador na emulação. A partir de então, os

trabalhos seguintes passaram a utilizá-lo como referência. No entanto, a modelagem desconsidera as características aerodinâmicas do aerogerador. Além disso, o emulador utiliza medição de torque, a qual exige um tipo de sensor que é consideravelmente caro.

O emulador proposto por Yan *et al.* (2016) considera a dinâmica do motor utilizado no modelo do sistema mecânico emulado. Essa consideração também é feita nesse trabalho. Apesar disso, o emulador proposto por Yan *et al.* (2016) é estático e desconsidera as características aerodinâmicas da turbina eólica.

Trabalho desenvolvido na Universidade Federal do Ceará, Daher (1997) desenvolveu um emulador estático utilizando motor CC. O emulador desenvolvido considera que o gerador estaria diretamente acoplado com a turbina, tornando possível a operação do gerador em baixas velocidade. O emulador é estático e desconsidera os efeitos aerodinâmicos.

Um dos primeiros emuladores dinâmicos propostos com motores CC foi proposto por Monfared *et al.* (2008), considerando além das características estáticas do aerogerador, também as características dinâmicas. O emulador considera também o modelo mecânico da turbina. No entanto, além do custo elevado da utilização uma máquina CC, o controle da máquina considera medição de torque e de tensão, o que eleva o custo total do emulador.

Baseado em Monfared *et al.* (2008), Taveiros (2014) desenvolveu um emulador com as mesmas características, considerando uma troca do controle convencional por um controle com realimentação de estados, mas ainda com a necessidade de medição de tensão e torque. Também utilizando motor CC, Moussa *et al.* (2019) desenvolveu um emulador de turbina eólica sem a necessidade da medição de torque, ou seja, com um controle mais eficiente. Ainda assim, o trabalho desconsidera os efeitos aerodinâmicos do aerogerador.

Em se tratando de emuladores desenvolvidos utilizando motores de indução trifásicos, os quais são os mais comuns, Soltoski *et al.* (2016) e Sahoo *et al.* (2016) desenvolveram no mesmo ano protótipos de emuladores estáticos. Enquanto Soltoski *et al.* (2016) utilizou um motor de indução comum com controle escalar, Sahoo *et al.* (2016) utilizou um Motor de Indução de Dupla Alimentação (*Doubly Fed Induction Motor*) (DFIM) com controle vetorial Controle Direto de Torque (*Direct Torque Control*) (DTC). Esse tipo de controle apresenta alto *ripple* de corrente e de torque, além de produzir muito barulho quando em funcionamento. O controle escalar utilizado por Soltoski *et al.* (2016) não garante alto desempenho dinâmico de controle de velocidade.

Gan *et al.* (2017) utilizou um emulador de turbina eólica para caracterizar o efeito

tower shadow para turbinas *downwind*. O emulador não considera outros efeitos oscilatórios. O trabalho desenvolvido por Gan *et al.* (2017) levanta, ainda, limitações dos emuladores para reprodução desse tipo de efeito quando em emulações com características específicas.

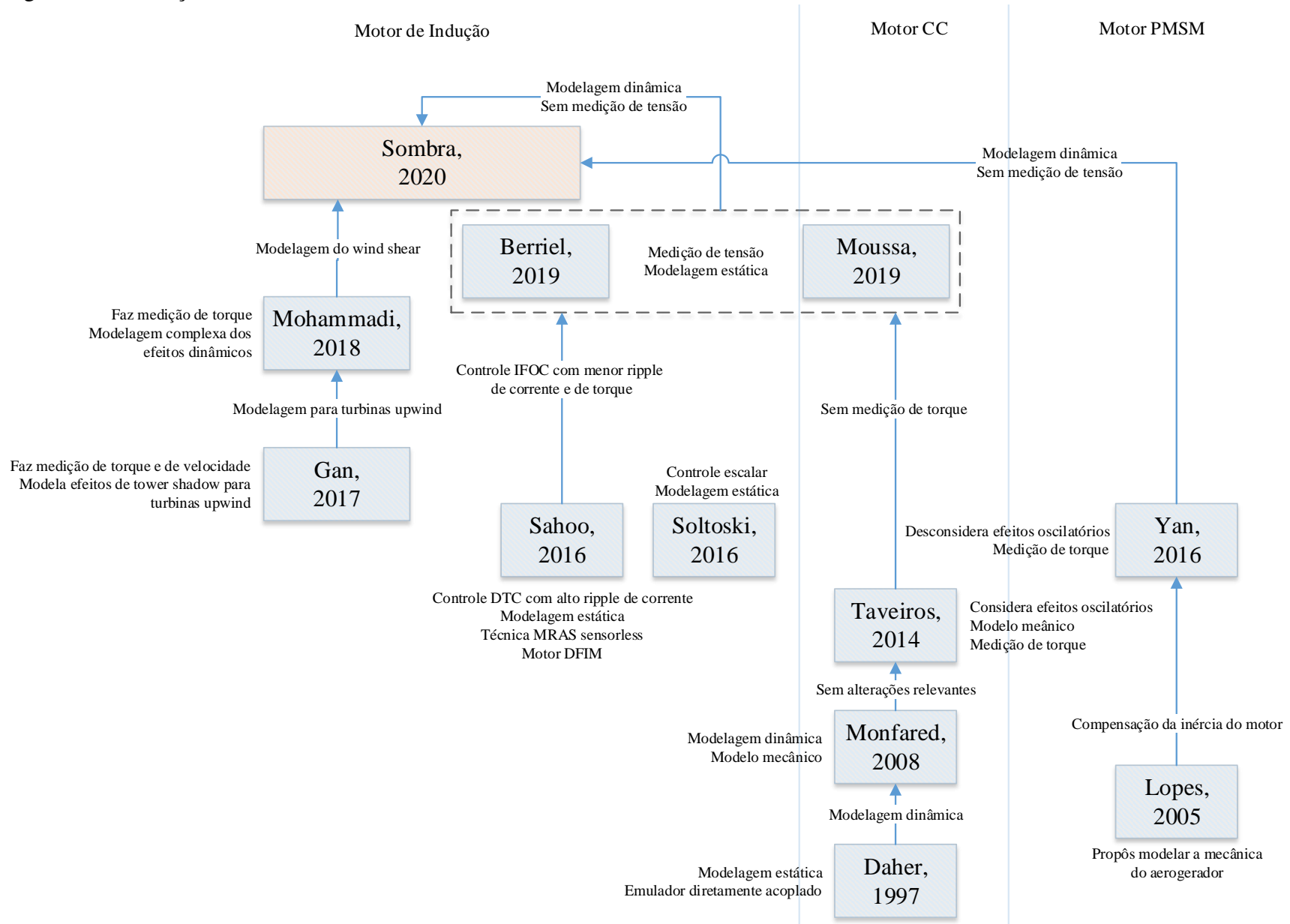
Mohammadi *et al.* (2018) propôs um emulador dinâmico com modelagem do efeito *tower shadow*. O trabalho desconsidera outros efeitos aerodinâmicos. Além disso, as equações utilizadas para a modelagem são extremamente complexas. O controle da máquina utiliza medição de torque.

Utilizando controle vetorial do MIT, Berriel (2019) desenvolveu um emulador estático. O controle vetorial utilizado é do tipo *Indirect Field-Oriented Control* (IFOC), o qual tem desempenho dinâmico não tão bom quando o DFOC, controle utilizado neste trabalho.

Sendo assim, este trabalho propõe um emulador dinâmico, considerando ambos os efeitos *tower shadow* e *wind shear*, com um modelo mecânico com compensação da inércia da máquina. O trabalho propõe a aplicação de um controle vetorial DFOC em um MIT para garantir alto desempenho dinâmico. A proposta também considera redução de custo pela diminuição do número de sensores e do controle por meio da retirada dos sensores de tensão.

A ordem cronológica dos trabalhos apresentados é descrita por meio de um fluxo apresentado na Figura 10.

Figura 10 – Evolução de emuladores na literatura



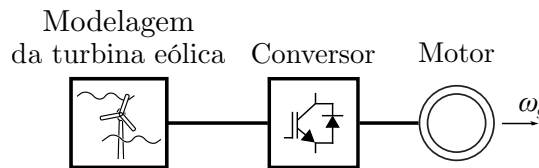
Fonte: O autor.

4 EMULADOR DE TURBINA EÓLICA

Esse capítulo focará no desenvolvimento de um emulador de turbina eólica o mais próximo da realidade. O intuito é o que o emulador seja posteriormente acoplado um gerador de modo a possibilitar testes no sistema, emulando regimes diversos de vento independente das características de vento do local da instalação do emulador.

Portanto, o desenvolvimento do emulador foca na caracterização e modelagem das partes dinâmicas de um rotor de um aerogerador quando submetido a uma determinada velocidade de vento. A configuração genérica de um emulador de turbina eólica é composta pela modelagem da turbina, sendo esta responsável por gerar a referência de velocidade para a máquina por meio de um conversor de potência, segundo a Figura 11. Sendo assim, o motor é capaz de reproduzir a velocidade que estaria sendo aplicada ao eixo de um gerador de uma turbina eólica.

Figura 11 – Configuração genérica de um emulador de turbina eólica

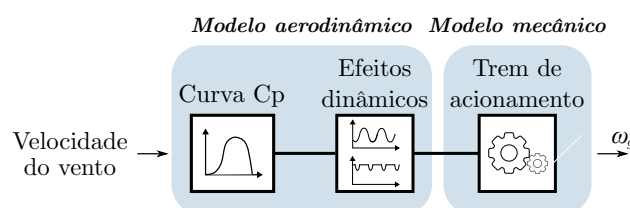


Fonte: O autor.

Um emulador de uma turbina eólica integra diversos blocos de modelagem (MARTINELLO, 2015), sendo divididos principalmente entre modelagem aerodinâmica e modelagem mecânica. A modelagem pode conter diversos efeitos diferentes, tornando-a mais precisa ou mais simples, dependendo da aplicação.

Para este trabalho, a modelagem do emulador considera a configuração da Figura 12, a qual contempla também os efeitos dinâmicos do aerogerador, tornando a modelagem mais completa e precisa.

Figura 12 – Modelagem do emulador proposto



Fonte: O autor.

Cada um dos elementos contemplados no emulador da Figura 12 será explorado neste capítulo. Além disso, o controle de velocidade do motor também será detalhado.

4.1 Modelagem Mecânica

Para emular a dinâmica mecânica de um aerogerador, a modelagem de parâmetros concentrados de duas massas é uma abordagem efetiva para representação fiel dessa dinâmica (ABAD *et al.*, 2011). Essa modelagem é utilizada em diversos emuladores da literatura (BERRIEL, 2019; TAVEIROS, 2014; MARTINELLO, 2015; LOPES *et al.*, 2005).

A modelagem utilizada neste trabalho é baseada em uma variação da modelagem em duas massas, proposta por Yan *et al.* (2016), a qual considera também a dinâmica do motor, não incluída na modelagem tradicional. O método parte do princípio que a inércia da turbina real será muito maior que a inércia da turbina emulada. Portanto, o emulador apresentará um erro se for inserida diretamente a curva de torque x velocidade da turbina (YAN *et al.*, 2016) para a emulação. Sendo assim, a compensação da inércia do motor se torna essencial para tornar a emulação mais realista.

A Equação 4.1 representa a dinâmica mecânica de duas massas de uma turbina eólica.

$$\frac{T_m}{N} = \left(\frac{J_t}{N^2} + J_g \right) \frac{d\omega_g}{dt} + T_g, \quad (4.1)$$

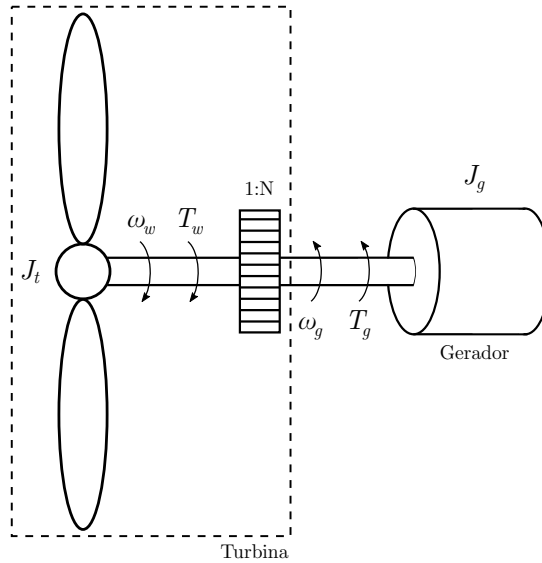
em que em que T_m e J_m representam o torque e o momento de inércia do motor, ω_g e T_g representam a velocidade angular e o torque do gerador, N é a relação de transmissão e J_g e J_t representam os momentos de inércia do gerador e da turbina, respectivamente.

A representação de um modelo mecânico de duas massas de uma turbina eólica é exibida na Figura 13.

Pela Figura 13, pode-se perceber que está sendo considerada uma caixa de engrenagens, representada pela relação de transformação N . Nos aerogeradores reais, a velocidade de rotação da turbina é bem menor que a velocidade necessária para o gerador, surgindo a necessidade da caixa de engrenagem.

Já para o emulador, o motor e o gerador são diretamente acoplados. Deste modo, a caixa de engrenagens da turbina emulada é utilizada para gerar a velocidade de rotação do motor, sendo a própria velocidade do gerador, i.e, $N = 1$. Sabendo disso, a Equação 4.2 representa a

Figura 13 – Modelo mecânico de duas massas de uma turbina eólica



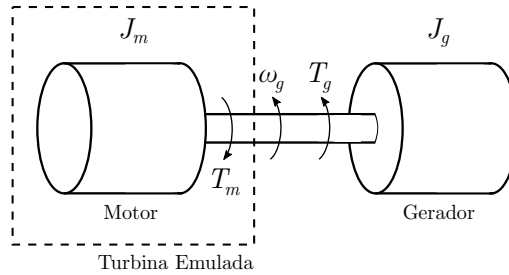
Fonte: O autor.

dinâmica mecânica do emulador.

$$T_m = (J_m + J_g) \frac{d\omega_g}{dt} + T_g \quad (4.2)$$

A Figura 14 exibe o modelo equivalente do emulador, com base na Equação 4.2.

Figura 14 – Modelo mecânico de duas massas do emulador



Fonte: O autor.

Combinando as Equações 4.1 e 4.2, obtém-se a Equação 4.3.

$$T_m = \frac{T_w}{N} - \left(\frac{J_t}{N^2} - J_m \right) \frac{d\omega_g}{dt} \quad (4.3)$$

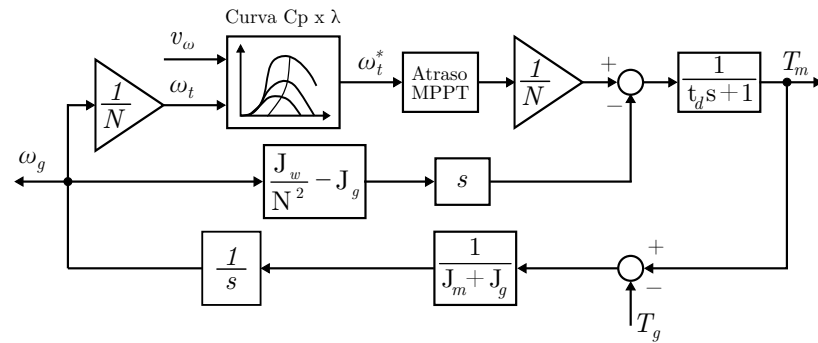
em que ω_w e T_w representam a velocidade angular e o torque da turbina, respectivamente.

Com a Equação 4.3, é possível obter uma relação direta entre o torque do motor T_m e o torque da turbina T_w emulada.

A estrutura de simulação do modelo mecânico é apresentada na Figura 15.

Sabendo que o foco do trabalho é no controle do motor, as medições do gerador necessárias para a emulação não estão disponíveis. Sendo assim, algumas considerações serão

Figura 15 – Estrutura de simulação do modelo mecânico



Fonte: O autor.

feitas a partir dessa condição. É importante ressaltar que essas considerações não afetarão a qualidade do emulador, tendo em vista que a posterior inserção do gerador na emulação apenas indicará que as variáveis inseridas no modelo mecânico deverão ser medidas do gerador.

As considerações são as seguintes:

- O torque medido do gerador não está disponível. Portanto, esta variável é considerada como uma aproximação específica para o PMSG, tal qual realizado por Yan *et al.* (2016). No entanto, esta aproximação não significa que o emulador é somente válido para geradores do tipo PMSG, pois, para quaisquer outros geradores aplicados na prática, essa variável será um variável de medição. Sendo assim, o torque do gerador é calculado pela Equação (4.4).

$$T_g = 0.01 \omega_g^2 \quad (4.4)$$

- O foco do trabalho não contempla algoritmos MPPT, ou Rastreamento do Ponto de Máxima Potência, mas sim em criar uma plataforma em que esses algoritmos podem ser testados. Sendo assim, para essa modelagem, o algoritmo MPPT é considerado apenas como um atraso. Em testes com um gerador, esse algoritmo seria integrado ao modelo mecânico.

Estabelecidas as considerações, será realizada uma simulação em que há uma variação de vento em degrau. A partir desta variação, será exposta como varia a velocidade da turbina e do gerador.

A curva $c_p \times \lambda$ utilizada para a simulação foi apresentada nas Equações (2.3) e (2.4). Os parâmetros utilizados para simulação do modelo mecânico estão descritos na Tabela 2.

A simulação considera as etapas descritas a seguir:

- O aoregerador está inicialmente parado e a velocidade do vento é $v = 0 \text{ m/s}$.

Tabela 2 – Parâmetros de simulação do modelo mecânico

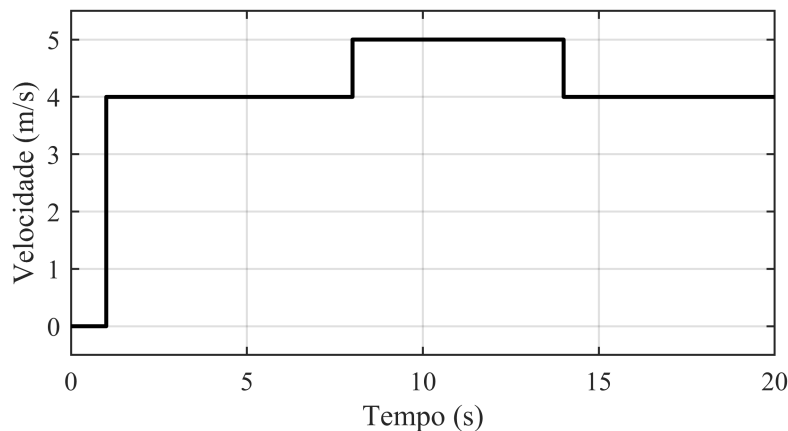
Parâmetro	Descrição	Valor
J_t	Momento de inércia da turbina eólica	0,011 $kg.m^2$
J_m	Momento de inércia do motor	0,0050 $kg.m^2$
J_g	Momento de inércia do gerador	0,0050 $kg.m^2$
N	Relação de transmissão da caixa de engrenagens	3
t_d	Atraso do sistema de acionamento	1 ms

Fonte: o autor.

- Em 1 s, há uma variação na velocidade, passando instantaneamente de $v = 0 \text{ m/s}$ para $v = 4 \text{ m/s}$.
- Em 8 s, há uma variação na velocidade do vento, passando instantaneamente de $v = 4 \text{ m/s}$ para $v = 5 \text{ m/s}$.
- Em 14 s, há uma variação na velocidade do vento, passando instantaneamente de $v = 5 \text{ m/s}$ para $v = 4 \text{ m/s}$.

A Figura 16 mostra a velocidade do vento segundo o comportamento descrito.

Figura 16 – Variação da velocidade do vento para simulação do modelo mecânico



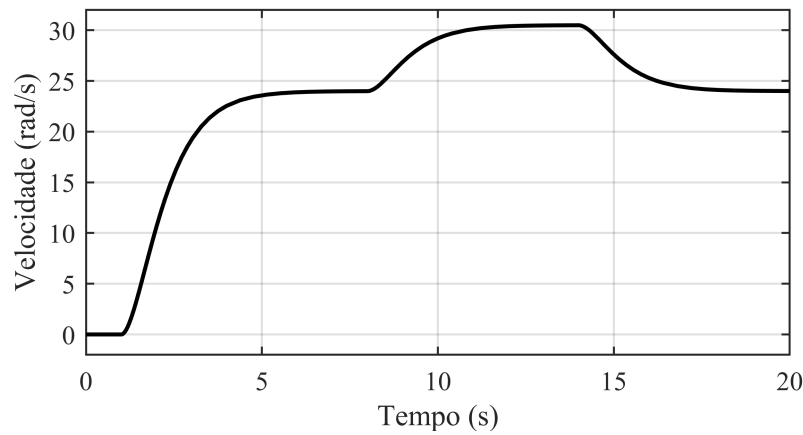
Fonte: O autor.

Utilizando o modelo apresentado na Figura 15 e supondo a variação da velocidade do vento exposta na Figura 16, a resposta do modelo, ou seja, a velocidade da turbina é apresentada na Figura 17.

A partir da Figura 17, é possível perceber que uma variação instantânea de vento não reflete em uma variação instantânea na velocidade angular da turbina. O modelo mecânico modelado pode ser comparado ao funcionamento de um filtro de primeira ordem, o que fisicamente é coerente, tendo em vista que não se espera que um sistema com inércia varie instantaneamente a velocidade.

A velocidade do gerador tem praticamente a mesma dinâmica da velocidade da

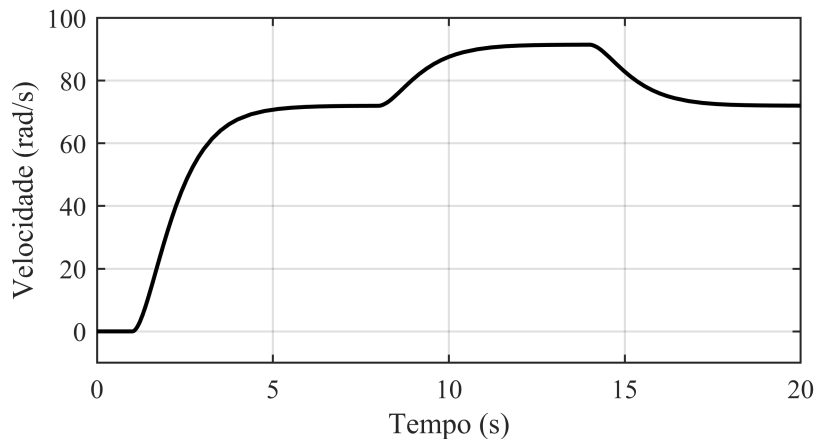
Figura 17 – Resposta da velocidade da turbina a partir da variação do vento



Fonte: O autor.

turbina, apenas com uma diferença de ganho, referente à relação de transmissão da caixa de engrenagens. A Figura 18 contempla a variação da velocidade do gerador.

Figura 18 – Resposta da velocidade do gerador a partir da variação do vento



Fonte: O autor.

Como citado anteriormente, é perceptível que o modelo funciona parecido como um filtro. Sendo assim, a análise a seguir verifica como o modelo mecânico responde a uma rajada de vento, ou seja, variação brusca e rápida na velocidade do vento.

Segundo Martinello (2015), uma rajada é definida pela Equação (4.5).

$$v_{rajada} = \begin{cases} 0, & \text{se } t < t_{raj} \\ v_{raj}, & \text{se } t_{raj} \leq t \leq t_{raj} + T_{raj} \\ 0, & \text{se } t > t_{raj} + T_{raj} \end{cases} \quad (4.5)$$

em que v_{rajada} representa a rajada de vento, v_{raj} a amplitude da rajada, t_{raj} o tempo de início da

rajada e T_{raj} a duração da rajada.

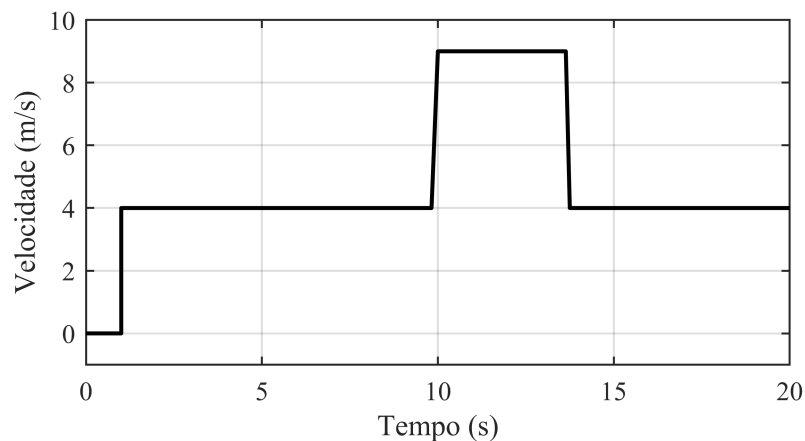
Ainda segundo Martinello (2015) uma rajada de vento tem elevadas amplitudes com durações curtas, de até 20 segundos.

Essa simulação supõe as seguintes etapas:

- O aoregerador está inicialmente parado e a velocidade do vento é $v = 0 \text{ m/s}$.
- Em 1 s, há uma variação na velocidade, passando instantaneamente de $v = 0 \text{ m/s}$ para $v = 4 \text{ m/s}$.
- Em 10 s, há uma rajada de vento de amplitude de 5 m/s e duração de 3 s.

A dinâmica da velocidade do vento de acordo com a situação descrita é apresentada na Figura 19.

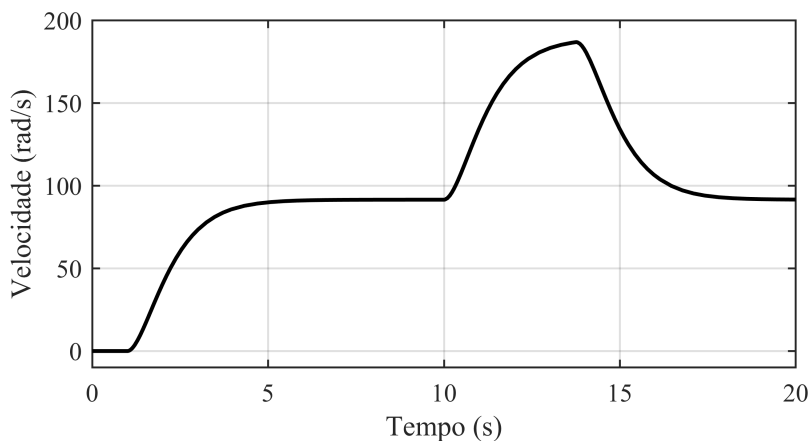
Figura 19 – Variação da velocidade do vento para uma situação de rajada



Fonte: O autor.

A resposta do modelo, ou seja a velocidade da turbina, à rajada de vento é apresentada na Figura 20.

Figura 20 – Resposta do modelo mecânico à rajada de vento



Fonte: O autor.

Pela Figura 20, é possível perceber que, como esperado, o sistema mal percebe a rajada de vento. Isso acontece porque a rajada, apesar de brusca (+ 100 % de aumento), ocorre em um curto período de tempo, ou seja em alta frequência. Como o modelo se comporta como um filtro, a variação na velocidade do rotor varia de forma suave. Enquanto a velocidade do vento varia em milissegundos, a velocidade do rotor demora 4 segundos para chegar na velocidade referente à velocidade da rajada.

Sendo assim, é possível concluir que o próprio sistema mecânico do aerogerador filtra oscilações bruscas na velocidade do vento. É importante ratificar que isso não significa que, na prática, as rajadas não possam danificar equipamentos e causar falhas nos equipamentos mecânicos, mas que, naturalmente, o aerogerador suavizará o efeito de uma rajada.

Tendo sido analisados os efeitos mecânicos, a discussão se debruçará a seguir sobre os efeitos aerodinâmicos.

4.2 Modelagem Aerodinâmica

O torque e a velocidade gerados por sistemas eólicos são bem mais variáveis que em outros tipos de geração (DOLAN; LEHN, 2006). Essas variações ocorrem tanto pela característica estocástica da velocidade do vento como em razão de alguns efeitos aerodinâmicos característicos do aerogerador, como é o caso do *tower shadow*, ou sombra da torre, e do *wind shear*, ou cisalhamento de vento (ISHIHARA; QIAN, 2018; MOHAMMADI *et al.*, 2018).

A definição desses efeitos pode ser resumida como:

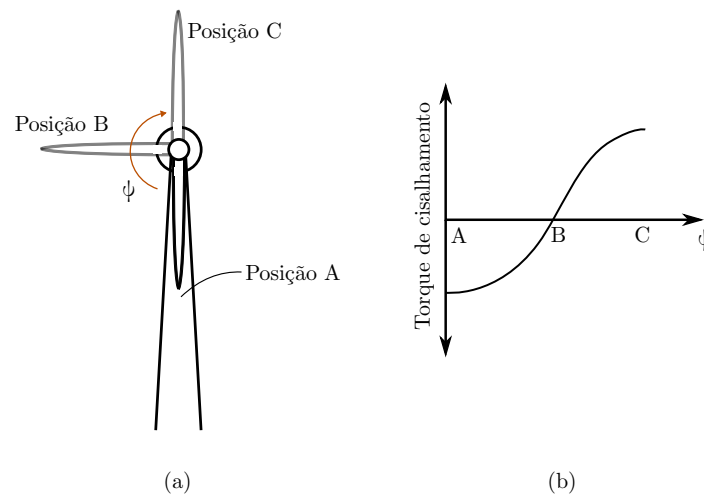
- *Tower shadow*: efeito da estrutura da torre no redirecionamento do vento.
- *Wind shear*: efeito da variação da velocidade do vento em função da altura, o que ocasiona também uma diferença de velocidade ao longo do comprimento da pá.

Ambos os efeitos são periódicos e a frequência de oscilação depende da quantidade pás da turbina eólica. Na turbinas mais comuns, turbinas com 3 pás, esses efeitos correm com frequência 3 vezes superior à velocidade do rotor do aerogerador.

Ou seja, ainda que, utopicamente, o vento tivesse uma característica constante, sem efeitos estocásticos, essas oscilações pelos efeitos aerodinâmicos ainda apareceriam.

A Figura 21 mostra a variação do torque da máquina em função do efeito de *wind shear*. Na Figura 21 (a), são consideradas 3 posições diferentes (A, B e C) para uma determinada pá de um aerogerador. A variação das posições é ao longo do ângulo ψ . O torque de cisalhamento obtido referente à pá em questão em função das posições da pá ao longo do ângulo ψ é exibido

Figura 21 – Representação do efeito do *wind shear*



Fonte: O autor.

na Figura 21 (b).

Para analisar o torque resultante desse efeito, uma característica relevante do vento deve ser ressaltada: quanto maior a altura, maior também é a velocidade do vento, segundo Rodrigues (2011). Sendo assim, dependendo da posição da pá ao longo do ângulo ψ , haverá uma diferença de velocidade ao longo da pá.

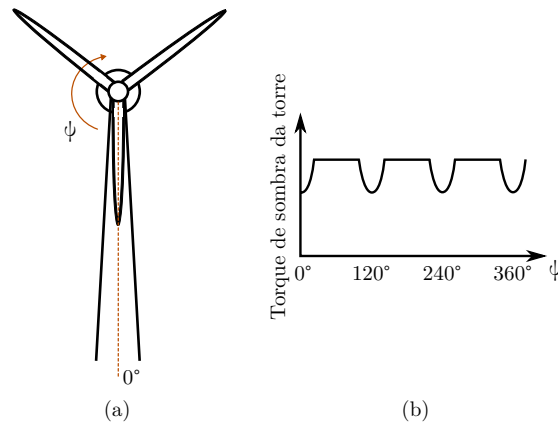
Na posição A, a ponta da pá está em uma altura menor que a base, a parte que fica conectada ao cubo. Portanto, há um torque negativo normalizado causado por essa diferença. A pá se move até o ponto B. Nessa posição, a ponta e a base da pá estão na mesma altura, portanto, teoricamente, não há diferença de velocidade entre a ponta e a base da pá. Deste modo, o torque de cisalhamento é nulo. A partir do momento que a pá sai da posição B até a posição C, a velocidade da ponta da pá em relação à velocidade da base começa a aumentar, o que torna o torque de cisalhamento positivo. Quando esse efeito das 3 pás juntas é somado, essa oscilação é 3 vezes a frequência do rotor.

A Figura 22 mostra a variação do torque da máquina em função do efeito *tower shadow*. A Figura 22 (a) mostra as 3 pás do aerogerador ao longo do ângulo ψ . A Figura 22 (b) o torque equivalente normalizado ao longo do ângulo ψ considerando as 3 pás.

O efeito do *tower shadow* é, como dito anteriormente, um redirecionamento do fluxo de vento. Acontece que, toda vez que a pá passa pela torre, há uma queda de torque pelo redirecionamento desse fluxo. Sendo assim, essa queda vai ocorrer na frequência 3 vezes superior à velocidade do rotor, como mostra a Figura 22 (b).

A partir da compreensão desses efeitos, a modelagem matemática de cada um será discutida a seguir.

Figura 22 – Representação do efeito *tower shadow*



Fonte: O autor.

A modelagem de ambos os efeitos foi baseada em uma modelagem proposta por Dolan e Lehn (2006). Essa propõe a modelagem da velocidade de vento equivalente a partir de um valor de velocidade real. A modelagem propõe ainda a divisão dessa velocidade equivalente em três componentes.

A primeira componente é referente à velocidade de vento na altura do cubo, chamada v_{eq0} . A Equação (4.6) descreve a primeira componente.

$$v_{eq0} = V_H, \quad (4.6)$$

em que V_H é velocidade do vento na altura do cubo. Pela equação, percebe-se que a componente v_{eq0} é do tipo contínua, dependente exclusivamente do valor da velocidade de vento que atinge o cubo.

A segunda componente é referente ao efeito do *wind shear* e é descrita pela Equação (4.7).

$$v_{eqws} = V_H \left[\frac{\alpha(\alpha-1)}{8} \left(\frac{R}{H} \right)^2 + \frac{\alpha(\alpha-1)(\alpha-2)}{60} \left(\frac{R}{H} \right)^3 \cos 3\psi \right], \quad (4.7)$$

em que α é um expoente empírico dos efeitos oscilatórios, R é o raio total do rotor, H é altura da torre e ψ é o ângulo azimutal. Diferente da componente v_{eq0} , a componente do *wind shear* possui além de uma parcela contínua, uma parcela oscilatória com frequência 3 vezes a frequência do rotor, tal qual esperado.

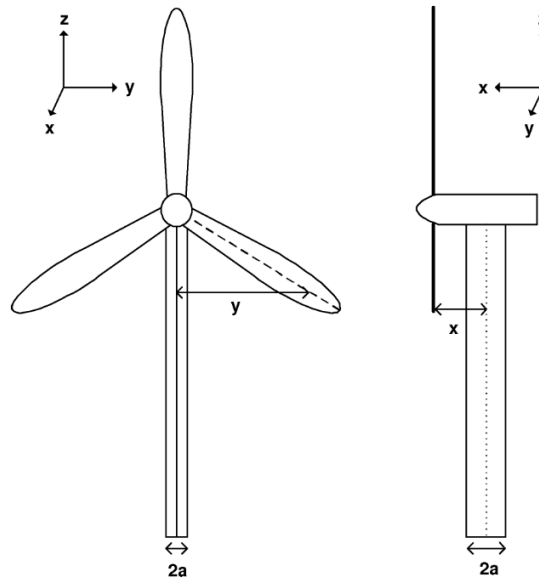
A terceira componente, referente ao efeito *tower shadow* é descrita pela Equação (4.8).

$$v_{eqts} = \frac{mV_H}{3R^2} \sum_{b=1}^3 \left[\frac{a^2}{\sin^2 \psi_b} \ln \left(\frac{R^2 \sin^2 \psi_b}{x^2} + 1 \right) - \frac{2a^2 R^2}{R^2 \sin^2 \psi_b + x^2} \right], \quad (4.8)$$

em que b é índice referente a cada pá, ψ_b representa o ângulo azimutal de cada pá individualmente, x e a são distâncias construtivas definidas de acordo com a Figura 23 e m é uma constante definida pela Equação (4.9).

$$m = \left[1 + \frac{\alpha(\alpha - 1)R^2}{8H^2} \right]. \quad (4.9)$$

Figura 23 – Especificação de distâncias em um aerogerador genérico



Fonte: Dolan e Lehn (2006)

A terceira componente contempla o somatório dos efeitos em cada pá, sendo dependente também das características construtivas da máquina.

A velocidade equivalente final é encontrada pela somatória das três componentes, tal qual a Equação (4.10)

$$v_{eq} = v_{eq0} + v_{eq_{ws}} + v_{eq_{ts}} \quad (4.10)$$

Tendo sido apresentada a modelagem dos efeitos, serão apresentadas simulações para demonstrar respostas de velocidade equivalente de acordo com as características do aerogerador. Para a simulação, serão considerados os parâmetros de duas turbinas eólicas, de acordo com a Tabela 3, obtidos de Martinello (2015).

Considerando uma velocidade normalizada em função da velocidade de vento no cubo, V_H , as Figuras 24 e 25 exibem os resultados das simulações para cada um dos efeitos da Turbina 1 e 2, respectivamente.

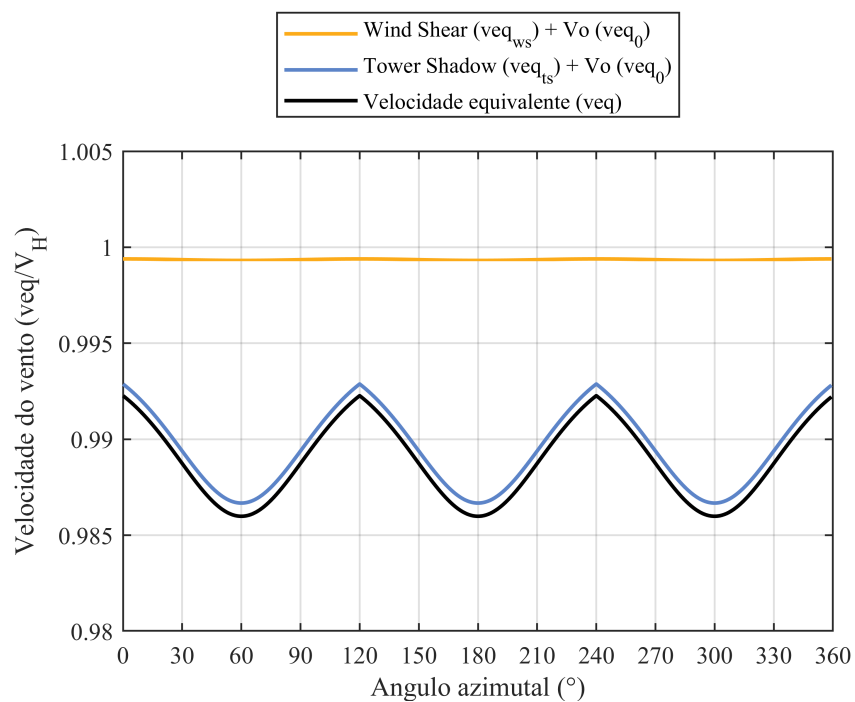
Pelas Figuras 24 e 25, é possível perceber que o efeito *tower shadow* é bem mais expressivo nas oscilações que o efeito *wind shear*. Além disso, é interessante notar que o

Tabela 3 – Parâmetros de turbinas eólicas para simulação dos efeitos aerodinâmicos

Parâmetro	Descrição	Turbina 1	Turbina 2
P_n	Potência nominal	0,25 [kW]	850 [kW]
v	Velocidade de vento nominal	6 [m/s]	12 [m/s]
R	Raio do rotor	1,2 [m]	26 [m]
H	Altura da torre	5 [m]	86 [m]
α	Constante empírica dos efeitos oscilatórios	0,1	0,3
a	Raio da torre	0,3 [m]	1,5 [m]
x	Distância da pá à torre	1,5 [m]	3,8 [m]

Fonte: o autor.

Figura 24 – Simulação dos efeitos aerodinâmicos para uma turbina de 0,25 kW



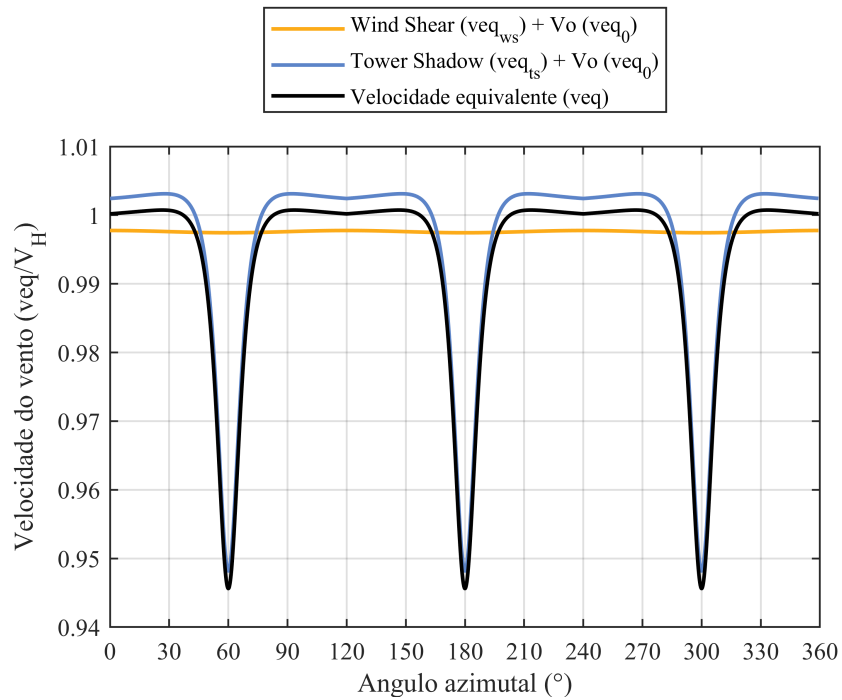
Fonte: O autor.

máximo torque ocorre quando nenhuma pá está na frente da torre, ou seja, quando existe uma pá diretamente alinhada com a torre, na parte de cima do rotor.

Como efeito de comparação, a Figura 26 mostra o resultado da velocidade vento equivalente para as Turbinas 1 e 2.

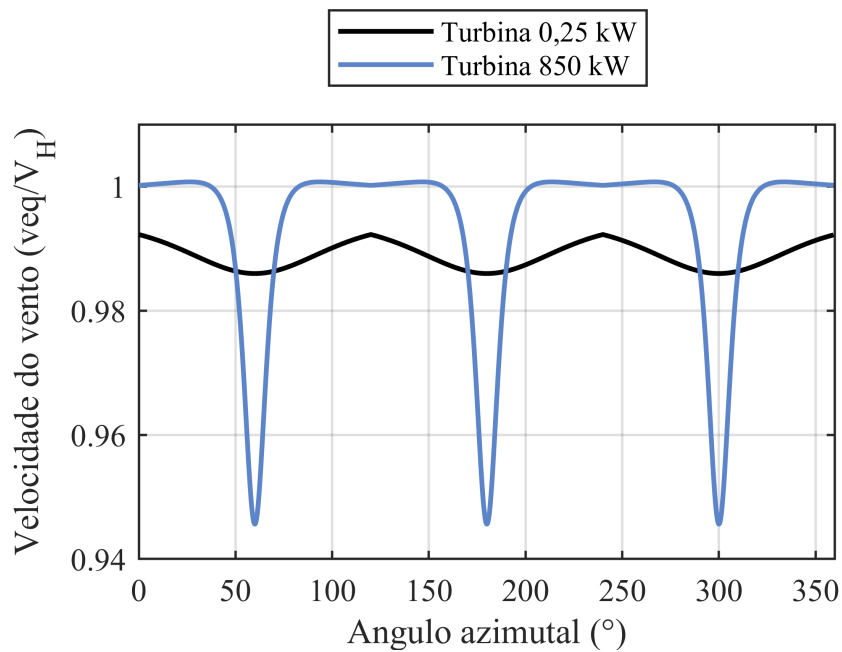
Analisando a Figura 26, é possível notar que os efeitos aerodinâmicos são bem mais significativos em turbinas maiores, podendo ser interpretados, inclusive, como um *offset CC* em turbinas de pequeno porte.

Figura 25 – Simulação dos efeitos aerodinâmicos para uma turbina de 800 kW



Fonte: O autor.

Figura 26 – Comparação dos efeitos aerodinâmicos entre duas turbinas de potência de 0,25 kW e de 850 kW



Fonte: O autor.

4.3 Controle do Motor de Indução Trifásico

Motores de indução são amplamente utilizados em diversas aplicações na indústria. O elevado número de motor desse tipo se deve a características essenciais desse tipo de motor em relação a motores para as mesmas aplicações com o mesmo porte, tais quais: robustez, maior confiabilidade, menor necessidade de manutenção, menor volume e menor custo (LUO; CHEN, 2012). Apesar das claras vantagens da utilização desse tipo de máquina, a modelagem é mais complexa se comparada com motores CC, por exemplo.

Quando a aplicação exige controle de velocidade da MIT, faz-se necessária a utilização de um conversor para o acionamento. O conversor é composto basicamente por três estágios: retificação da tensão da rede, armazenamento por meio de um banco de capacitores para redução do *ripple* de tensão e a etapa de conversão controlada que transforma a tensão e corrente contínua do banco em Corrente Alternada (CA) com frequência e amplitude variáveis dependentes do controle desejado. Esse tópico abordará detalhes sobre o modelo da máquina, bem como sobre o controle dessa.

4.3.1 Modelo da Máquina de Indução Trifásica

Como neste trabalho será utilizado controle vetorial, é necessário que o modelo utilizado para o controle seja o modelo dinâmico da máquina, pois o modelo estático não é suficiente para este tipo de controle.

Para essa modelagem, algumas considerações são realizadas (BENVENUTI, 2014):

- 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.

A análise de máquinas rotativas no eixo *abc* envolve quantidades variantes no tempo. De modo a simplificar a análise de máquinas rotativas e desacoplar as variáveis, são utilizadas transformações matemáticas que referenciam todas as variáveis a um sistema de coordenadas comum. As transformações de eixos mais utilizadas são as chamadas transformada de Park e transformada de Clarke. A transformada de Park transforma uma coordenada estacionária

em variáveis variantes no tempo $dq0$. A transformada de Clarke, por sua vez, transforma coordenadas estacionárias trifásicas abc em coordenadas bifásicas equivalentes $\alpha\beta$, portanto, as variáveis mantêm-se variantes no tempo (KRAUSE *et al.*, 2002). As transformações de eixos utilizadas na modelagem da máquina são compiladas no Apêndice B.

O modelo dinâmico da máquina, no eixo de coordenadas girante dq, é descrito pela Equação (4.11) (LUO; CHEN, 2012).

$$\begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega L_s & pL_m & -\omega L_m \\ \omega L_s & R_s + pL_s & \omega L_m & pL_m \\ pL_m & -(\omega - \omega_r)L_m & R_r + pL_r & -(\omega - \omega_r)L_r \\ (\omega - \omega_r)L_m & pL_m & (\omega - \omega_r)L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (4.11)$$

em que as variáveis da equação são descritas na Tabela 4.

Tabela 4 – Variáveis da Equação (4.11) e suas descrições

Parâmetro	Descrição
$p = d/dt$	Operador derivativo
R_s	Resistência dos enrolamentos do estator
R_r	Resistência equivalente do rotor
L_s	Indutância própria do estator
L_r	Indutância própria do rotor
L_m	Indutância mútua entre as bobinas do rotor e do estator
ω	Velocidade angular síncrona
ω_r	Velocidade angular elétrica do rotor
i_{ds}	Corrente no eixo d do estator
i_{qs}	Corrente no eixo q do estator
i_{dr}	Corrente no eixo d do rotor
i_{qr}	Corrente no eixo q do rotor
v_{ds}	Tensão no eixo d do estator
v_{qs}	Tensão no eixo q do estator

Fonte: o autor.

Pela Equação (4.11), é possível perceber que no vetor de tensões, os valores das tensões do rotor são nulas. Isso decorre do fato de que, para o motor gaiola de esquilo, o rotor é curto-circuitado, portanto, as tensões no rotor são nulas.

O torque eletromagnético gerado por um MIT é expresso pela Equação (4.12).

$$T_e = \frac{3}{2} PL_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}), \quad (4.12)$$

em que P representa o número de pares de polos do motor.

A equação mecânica do motor é dada pela Equação (4.13).

$$J_m p \omega_{rm} + B_m \omega_{rm} = T_e - T_L, \quad (4.13)$$

em que J_m representa o momento de inércia do motor, ω_{rm} a velocidade angular do rotor, B_m o coeficiente de atrito viscoso e T_L o torque de carga.

A relação entre a velocidade angular elétrica do rotor ω_r e a velocidade angular do rotor depende do número de pares de polos P da máquina, conforme Equação (4.14).

$$\omega_{rm} = \frac{\omega_r}{P} \quad (4.14)$$

Define-se o fator de dispersão σ pela Equação (4.15).

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (4.15)$$

A indutância de dispersão é, então, definida pela Equação (4.16).

$$L_\sigma = \sigma L_s L_r \quad (4.16)$$

Deste modo, pode-se reescrever o modelo da MIT em espaço de estados, de acordo com a Equação (4.17).

$$\begin{bmatrix} p i_{ds} \\ p i_{qs} \\ p i_{dr} \\ p i_{qr} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_\sigma} \begin{bmatrix} -R_s L_r & -(\omega L_\sigma + \omega_r L_m^2) & R_s L_m & -\omega_r L_r L_m \\ (\omega L_\sigma + \omega_r L_m^2) & -R_s L_r & \omega_r L_r L_m & R_r L_m \\ R_s L_m & \omega_r L_s L_m & -R_r L_s & -(\omega L_\sigma - \omega_r L_s L_r) \\ -\omega_r L_s L_m & R_s L_m & (\omega L_\sigma - \omega_r L_s L_r) & -R_r L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_\sigma} \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \\ -L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

De modo a desenvolver as Equações (4.11) - (4.17) apresentadas, as quais definem a dinâmica da máquina, algumas dessas serão expostas e detalhadas a seguir.

Representando o modelo da máquina do eixo de coordenadas estacionárias $\alpha\beta$, obtém-se as Equações (4.18) e (4.19).

$$\mathbf{V}_{s\alpha\beta} = R_s \mathbf{I}_{s\alpha\beta} + \dot{\lambda}_{s\alpha\beta} \quad (4.18)$$

$$0 = R_r \mathbf{I}_{r\alpha\beta} + \dot{\lambda}_{r\alpha\beta} + j\omega \lambda_{r\alpha\beta}, \quad (4.19)$$

em que $\mathbf{V}_{s\alpha\beta}$ representa o vetor de tensões do estator descrito pela Equação 4.20, $\mathbf{I}_{s\alpha\beta}$ o vetor de correntes do estator descrito pela Equação 4.21, $\mathbf{I}_{r\alpha\beta}$ o vetor de correntes no rotor descrito pela Equação 4.22, $\lambda_{s\alpha\beta}$ o vetor de fluxos do estator descrito pela Equação 4.23, $\lambda_{r\alpha\beta}$ o vetor de

fluxos do rotor descrito pela Equação 4.24, todos referidos ao eixo estacionário bifásico $\alpha\beta$.

$$\mathbf{V}_{s\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \end{bmatrix}^T \quad (4.20)$$

$$\mathbf{I}_{s\alpha\beta} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} \end{bmatrix}^T \quad (4.21)$$

$$\mathbf{I}_{r\alpha\beta} = \begin{bmatrix} i_{r\alpha} & i_{r\beta} \end{bmatrix}^T \quad (4.22)$$

$$\lambda_{s\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \lambda_{s\alpha} & \lambda_{s\beta} \end{bmatrix}^T \quad (4.23)$$

$$\lambda_{r\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \lambda_{r\alpha} & \lambda_{r\beta} \end{bmatrix}^T \quad (4.24)$$

Referindo as Equações (4.18) e (4.19) a uma referência girante genérica k em vez de estacionária, obtém-se as Equações (4.25) e (4.26).

$$\mathbf{V}_{s_k} = R_s \mathbf{I}_{s_k} + \dot{\lambda}_{s_k} + j\omega_k \lambda_{s_k} \quad (4.25)$$

$$0 = R_r \mathbf{I}_{r_k} + \dot{\lambda}_{r_k} + j(\omega_k - \omega) \lambda_{r_k}, \quad (4.26)$$

em que \mathbf{V}_{s_k} representa o vetor de tensões do estator, \mathbf{I}_{s_k} o vetor de correntes do estator, \mathbf{I}_{r_k} o vetor de correntes no rotor, λ_{s_k} o vetor de fluxos do rotor, λ_{r_k} o vetor de fluxos do rotor, todos referidos a um eixo de coordenadas girantes k com velocidade ω_k .

Voltando ao eixo estacionário $\alpha\beta$, os fluxos no rotor e no estator são modelados pelas Equações (4.27) e (4.28). Em uma referência girante, as equações seriam as mesmas, apenas com os sinais referidos a uma referência girante k .

$$\lambda_{s\alpha\beta} = L_s \mathbf{I}_{s\alpha\beta} + L_m \mathbf{I}_{r\alpha\beta} \quad (4.27)$$

$$\lambda_{r\alpha\beta} = L_m \mathbf{I}_{s\alpha\beta} + L_r \mathbf{I}_{r\alpha\beta} \quad (4.28)$$

Pelas Equações (4.27) e (4.28), é possível identificar um acoplamento entre os fluxos do rotor e do estator, sendo proporcional à indutância mútua L_m .

Para obter a potência no rotor e no estator, as equações (4.25) e (4.26) serão multiplicadas pelas respectivas correntes. Os resultados para o estator e para o rotor são apresentados nas Equações (4.29) e (4.30), respectivamente.

$$P_s = \mathbf{I}_{s_k} \mathbf{V}_{s_k} = R_s \mathbf{I}_{s_k}^2 + \mathbf{I}_{s_k} \dot{\lambda}_{s_k} + \mathbf{I}_{s_k} j\omega_k \lambda_{s_k} \quad (4.29)$$

$$P_r = \mathbf{I}_{r_k} 0 = R_r \mathbf{I}_{r_k}^2 + \mathbf{I}_{r_k} \dot{\lambda}_{r_k} + \mathbf{I}_{r_k} j(\omega_k - \omega) \lambda_{r_k}, \quad (4.30)$$

Analisando as Equações (4.29) e (4.30), é possível perceber que o primeiro termo de cada uma das equações refere-se à quantidade de perdas por efeito Joule no estator e no rotor,

respectivamente. Já o segundo termo das equações refere-se às perdas magnéticas na máquina. Portanto, retirando os dois termos, os termos que restam referem-se à potência mecânica da máquina, calculada subtraindo-se a potência do rotor da potência do estator. O resultado é apresentado na Equação (4.31).

$$P_m = \mathbf{I}_{s_k} j \omega_k \lambda_{s_k} - \mathbf{I}_{r_k} j \omega_k \lambda_{r_k} - \mathbf{I}_{r_k} j \omega \lambda_{r_k} = j \omega_k (\mathbf{I}_{s_k} \lambda_{s_k} - \mathbf{I}_{r_k} \lambda_{r_k}) - \mathbf{I}_{r_k} j \omega \lambda_{r_k} \quad (4.31)$$

Tendo em vista que o rotor é do tipo gaiola de esquilo e, portanto, as medições do rotor não estão disponíveis, é extremamente improvável se fazer uso da Equação (4.31). Levando em conta que a potência mecânica P_m não dependerá do referencial girante escolhido, os termos em função de ω_k são nulos. Deste modo, a Equação (4.31) pode ser reescrita como a Equação (4.32).

$$P_m = -\mathbf{I}_{r_k} j \omega \lambda_{r_k} = \omega |\mathbf{I}_{r_k} x \lambda_{r_k}| \quad (4.32)$$

A potência mecânica de uma MIT também é definida pela Equação (4.33), de acordo com Guru e Hizirolgu (2001).

$$P_m = \omega_{rm} T_m, \quad (4.33)$$

em que T_m representa o torque mecânico da máquina.

No entanto, como o modelo foi transformado de um trifásico para um equivalente bifásico, deve-se multiplicar a potência por um fator $k = 2/3$. Esse fator é necessário para equiparar a potência de um sistema trifásico com a de um sistema bifásico, segundo Ronconi (2006).

Aplicando o fator k , a equação da potência mecânica se torna a Equação 4.34.

$$P_m = \frac{2}{3} \omega_{rm} T_m \quad (4.34)$$

A Equação (4.28) é reescrita no eixo girante k isolando a corrente do rotor, tornando-se a Equação (4.35).

$$\mathbf{I}_{r_k} = \frac{\lambda_{r_k} - L_m \mathbf{I}_{s_k}}{L_r} \quad (4.35)$$

Para obter a equação do torque mecânico da máquina T_m , utiliza-se a relação dada pela Equação (4.35) e igualam-se as Equações (4.34) e (4.32), isolando o torque. O torque é, então, dado pela Equação (4.36).

$$T_m = \frac{3}{2} \frac{\omega}{\omega_r} \frac{L_m}{L_r} = \frac{3}{2} PK_r |\lambda_{r_k} x \mathbf{I}_{s_k}|, \quad (4.36)$$

em que $K_r = \frac{L_m}{L_r}$ é a constante do rotor.

Utiliza-se também a relação dada pela Equação (4.35) para substituir na Equação (4.26) e adota-se a velocidade do campo girante como sendo igual à velocidade elétrica do rotor, $\omega_k = \omega_{rm}$, obtendo-se a Equação (4.37).

$$L_m \mathbf{I}_{s_{dq}} = \tau_r \dot{\lambda}_{r_{dq}} + [1 + j(\omega_{rm} - \omega) \tau_r] \lambda_{r_{dq}}, \quad (4.37)$$

em que $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ é a constante de tempo do rotor.

A aplicação dessa modelagem com controle vetorial terá ainda outras implicações, as quais serão detalhadas no tópico a seguir.

4.3.2 Controle Diretamente Orientado pelo Campo

O controle vetorial por orientação de campo FOC foi introduzido por Blaschke (1972) com o objetivo de permitir a aplicação do motor de indução em elevada dinâmica. O controle FOC permite a simplificação do modelo trifásico da máquina indução em um modelo semelhante ao modelo da MCC.

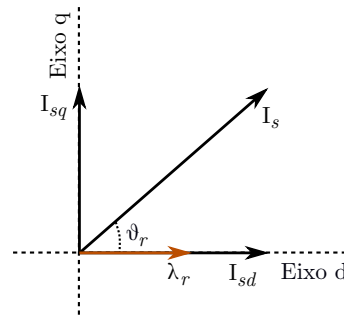
O fato de o modelo final ficar semelhante ao modelo da máquina CC é interessante porque a própria característica de funcionamento da MCC apresenta o chamado torque ideal, devido ao ângulo entre a força magnetomotriz e o fluxo ser fixo e ortogonal. Ou seja, há um desacoplamento natural entre o controle de torque e o de fluxo (KRAUSE *et al.*, 2002). Por esse motivo, o controle vetorial orientado pelo campo foi desenvolvido, de modo a permitir o controle desacoplado de torque e de fluxo.

O controle FOC é dividido em duas categorias: controle diretamente orientado pelo campo DFOC e o controle indiretamente orientado pelo campo IFOC. O primeiro exige uma realimentação de fluxo em ângulo e módulo, sendo ele medido ou estimado. Já o IFOC utiliza a velocidade de escorregamento da máquina para estimar o ângulo do fluxo, não havendo realimentação de fluxo. Essa característica faz com o que o IFOC não garanta desacoplamento completo entre os controles de torque e fluxo (REZA *et al.*, 2014). O DFOC, por ter um controle de fluxo, garante uma melhor dinâmica, mas ainda tem a dependência do valor do fluxo. Caso esse fluxo seja medido, é necessária a instalação de um sensor de fluxo, o que além de inviável, torna o sistema muito mais caro. Portanto, surge a necessidade da estimação de fluxo, sendo esta a proposta deste trabalho. No mais, com a utilização do DFOC, surge a possibilidade de desenvolvimento futuro de um controle *sensorless* de velocidade, o que não é possível com a

utilização do IFOC (HANNAN *et al.*, 2018).

Em termos prático, o FOC é um conjunto de condições que fixam o vetor do fluxo do rotor no eixo 'd'. Deste modo, toda parcela do fluxo no eixo 'q' é nula, o que torna possível o desacoplamento entre os controles de torque e de fluxo. O alinhamento referido é de acordo com a Figura 27.

Figura 27 – Alinhamento do fluxo do rotor no FOC



Fonte: O autor.

A partir da consideração realizada, sabendo que o fluxo do rotor da máquina é igual à componente do fluxo no eixo d, $\lambda_r = \lambda_{rd}$, a Equação (4.37) pode ser dividida entre os eixos, tal qual Equações (4.38) e (4.39).

$$L_m \dot{i}_{sd} = \tau_r \dot{\lambda}_r + \lambda_r \quad (4.38)$$

$$L_m \dot{i}_{sq} = (\omega_{rm} - \omega) \tau_r \lambda_r \quad (4.39)$$

Além disso, a partir das considerações das Equações (4.38) e (4.39), a Equação (4.40) estabelece uma relação verdadeira.

$$|\lambda_{rdq} \times \mathbf{I}_{sdq}| = \lambda_{rd} \dot{i}_{sq} - \lambda_{rq} \dot{i}_{sd} = \lambda_r \dot{i}_{sq} \quad (4.40)$$

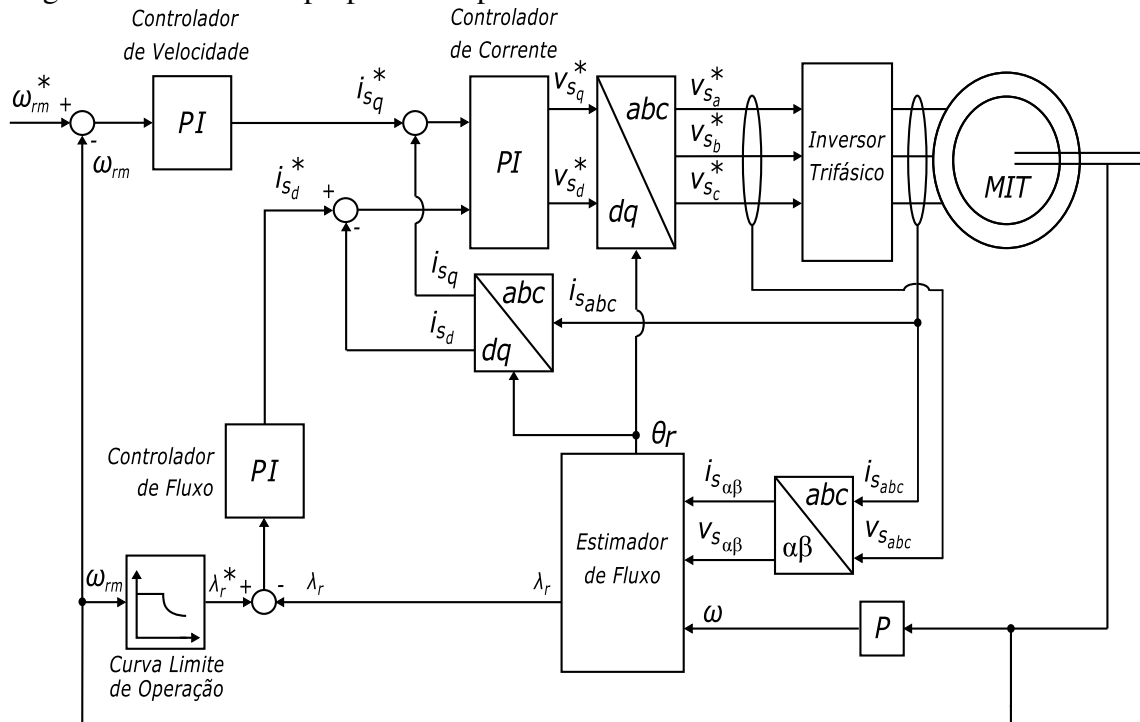
Portanto, a equação do torque no controle FOC é dada pela Equação (4.41).

$$T_m = \frac{3}{2} PK_r \lambda_r i_{sq} \quad (4.41)$$

O esquema completo do controle DFOC aplicado nos resultados experimentais deste trabalho é apresentado na Figura 28.

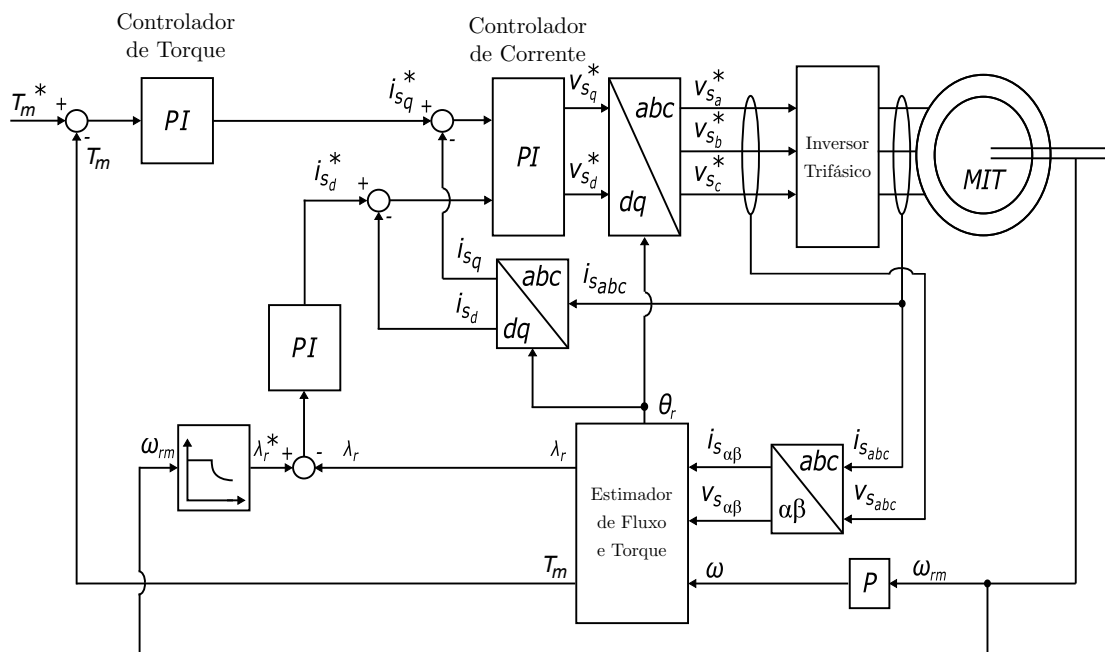
Para os resultados de simulação, o controle de velocidade foi substituído por um controle de torque, de acordo com a Figura 29.

Figura 28 – Estrutura proposta completa do controle vetorial de velocidade DFOC



Fonte: O autor.

Figura 29 – Estrutura proposta completa do controle vetorial de torque DFOC



Fonte: O autor.

4.3.2.1 Modelagem do Estimador de Fluxo e de Torque

Como dito anteriormente, o controle DFOC necessita de informações do ângulo θ_r (vide Figura 27) e do módulo do fluxo. Para tal, será modelado um estimador de fluxo.

O ângulo do fluxo estimado é utilizado para as transformações de coordenadas, enquanto que o módulo para possibilitar uma realimentação do fluxo. O módulo e o ângulo do fluxo são calculados a partir das variáveis do fluxo no eixo $\alpha\beta$, conforme Equações (4.42) e (4.43).

$$\lambda_r = \sqrt{\lambda_{r\alpha}^2 + \lambda_{r\beta}^2} \quad (4.42)$$

$$\theta_r = \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_{r\alpha}}{\lambda_{r\beta}} \right), \quad (4.43)$$

em que λ_r e θ_r são o módulo e o ângulo do fluxo estimado.

A partir da estimação do fluxo, a estimação do torque é feita utilizando a equação do torque do motor, Equação (4.41).

Para estimar o fluxo, deve-se encontrar uma relação entre o fluxo do rotor e as variáveis que podem ser medidas, como é o caso das tensões e correntes do estator e a velocidade. Como dito anteriormente, no caso de máquinas com rotor gaiola de esquilo, o circuito do rotor não está disponível, o que torna as variáveis do rotor não mensuráveis. A complexidade da estimação é exatamente em encontrar essas relações.

Inicialmente, a relação será encontrada a partir das equações do estator da máquina. A análise partirá de manipulações da equação da tensão no estator (4.18) e das equações dos fluxos do rotor e do estator, (4.27) e (4.28), todas referenciadas ao eixo $\alpha\beta$, haja vista as variáveis necessárias para a estimação de acordo com as Equações (4.42) e (4.43).

A Equação (4.28) é multiplicada pelo termo L_m/L_r . O resultado é dado pela Equação (4.44).

$$L_m \mathbf{I}_{r\alpha\beta} = \frac{L_m}{L_r} \lambda_{r\alpha\beta} - \frac{L_m^2}{L_r} \mathbf{I}_{s\alpha\beta} \quad (4.44)$$

A Equação (4.44) é substituída na Equação (4.27) e o resultado é dado pela Equação (4.45).

$$\lambda_{s\alpha\beta} = L_s \sigma \mathbf{I}_{s\alpha\beta} - K_r \lambda_{r\alpha\beta} \quad (4.45)$$

Tendo sido encontrada uma equação do fluxo do estator com o fluxo do rotor, a Equação (4.45) será substituída na equação da tensão no estator, (4.18) e o termo com o fluxo do rotor será isolado. A equação final é apresentada na Equação (4.46).

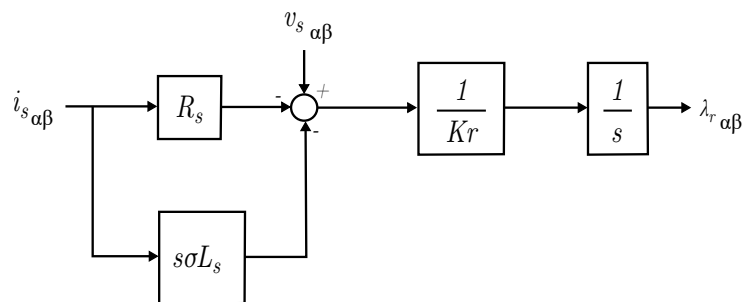
$$K_r \dot{\lambda}_{r\alpha\beta} = \mathbf{V}_{s\alpha\beta} - R_s \mathbf{I}_{s\alpha\beta} - L_s \sigma \dot{\mathbf{I}}_{s\alpha\beta} \quad (4.46)$$

Isola-se, então, o fluxo do rotor e aplica-se a transformada de Laplace na equação, obtendo-se a Equação (4.47).

$$\lambda_{r\alpha\beta} = \frac{1}{sK_r} \left(\mathbf{V}_{s\alpha\beta} - R_s \mathbf{I}_{s\alpha\beta} - sL_s \sigma \mathbf{I}_{s\alpha\beta} \right) \quad (4.47)$$

A Equação (4.47) pode ser representada em diagrama de blocos de acordo com a Figura 30. O modelo da figura é conhecido na literatura como modelo de tensão (LASCU *et al.*, 2000). É válido ressaltar que a Equação (4.47) obtida contém o fluxo do rotor em função de variáveis disponíveis para medição, tal qual o intuito inicial da modelagem.

Figura 30 – Estimador de fluxo - modelo de tensão



Fonte: O autor.

Para a estimação utilizando as equações do rotor, serão utilizadas as equações de tensão e fluxo no rotor, conforme (4.19) e (4.28). Isolando a corrente no rotor na Equação (4.28), obtém-se a Equação (4.48).

$$\mathbf{I}_{r\alpha\beta} = \frac{1}{L_r} \left(\lambda_{r\alpha\beta} - L_m \mathbf{I}_{s\alpha\beta} \right) \quad (4.48)$$

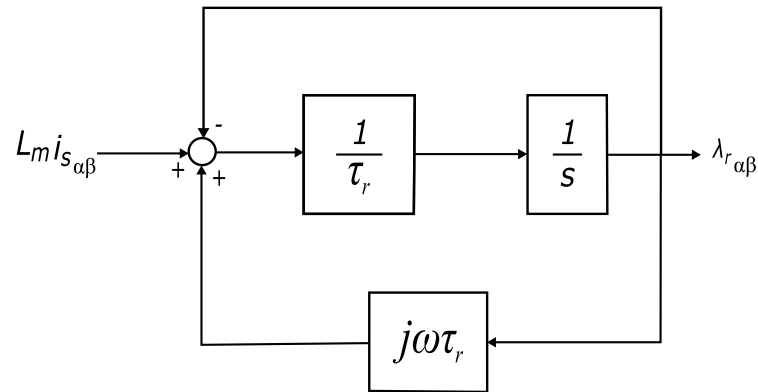
Substituindo a relação para corrente do rotor da Equação (4.48), obtém-se a Equação (4.49).

$$0 = \frac{1}{\tau_r} \left(\lambda_{r\alpha\beta} - L_m \mathbf{I}_{s\alpha\beta} \right) + \dot{\lambda}_{r\alpha\beta} + j\omega \lambda_{r\alpha\beta} \quad (4.49)$$

A Equação (4.49) pode ser descrita em diagrama de blocos como a Figura 31. O modelo da figura é conhecido na literatura como modelo de corrente (LASCU *et al.*, 2000).

Ambos os modelos de tensão e de corrente conseguem estimar o ângulo e o módulo do fluxo. No entanto, os modelos têm particularidades de funcionamento. Por exemplo, o modelo de tensão não funciona bem em baixas velocidades, segundo Rehman (2004) por conta do integrador utilizado na Figura 30. Haja vista que o integrador não é realimentado, quando a velocidade tender a zero, o sinal integrado não tenderá necessariamente a zero, fazendo a estimação apresentar um elevado erro.

Figura 31 – Estimador de fluxo - modelo de corrente



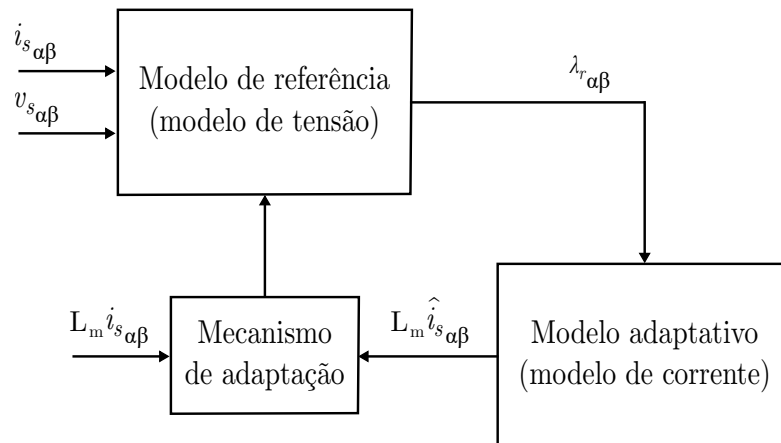
Fonte: O autor.

Já o erro do modelo de corrente sofre pouca influência da variação da velocidade, mas apresenta erro elevado em cargas elevadas. Isso acontece porque a resistência do rotor sofre variações com a elevação da carga e, conseqüentemente, da temperatura. O modelo de tensão é pouco influenciado pela variação da carga.

O ideal é, então, criar um modelo conjunto com um mecanismo de adaptação para unir as melhores características de cada modelo e garantir funcionamento com elevada performance (ZBEDE *et al.*, 2016). A única situação em que o modelo não funcionaria bem seria uma situação de alta carga e baixíssimas velocidades (próximas a zero), o que é uma situação muito improvável na prática.

Portanto, o modelo do estimador combinado é apresentado na Figura 32.

Figura 32 – Estimador de fluxo - modelo combinado



Fonte: O autor.

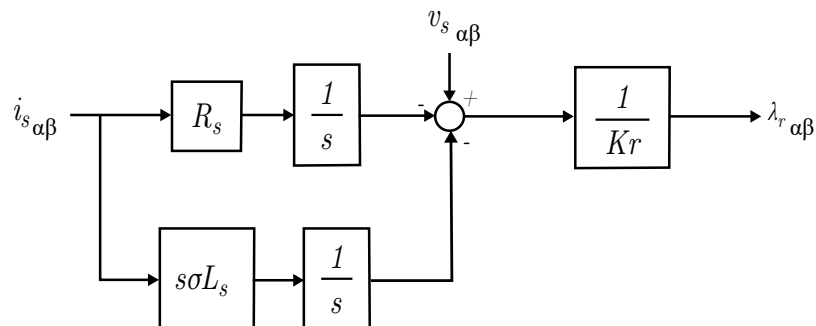
Pela Figura 32, é possível perceber que o modelo de tensão serve como referência, utilizando os sinais de tensão e corrente medidos para estimar o fluxo. O fluxo estimado pelo

modelo de referência é utilizado no modelo de corrente para gerar um sinal estimado em função da corrente no estator. O sinal estimado pelo modelo adaptativo é comparado com o sinal medido no mecanismo de adaptação. O sinal de compensação é gerado e somado no modelo de referência. Essa topologia garante uma acurácia maior na estimação do fluxo, pois um modelo realimenta o outro, de modo que a estimação final se torna mais robusta (ZBEDE *et al.*, 2016).

O mecanismo de adaptação é um controlador Proporcional Integral (PI), que compara o sinal estimado e o medido e gera um erro que é somado ao sinal de tensão no modelo de referência.

Com o intuito de melhorar o funcionamento do estimador e do sistema, algumas modificações foram realizadas no modelo convencional. A Figura 30 mostra o modelo de tensão contendo um integrador não realimentado. Com o intuito de melhorar a robustez, reduzir problemas de *windup* e de ruído elevado, o integrador foi movido para antes do somador. Deste modo, algumas parcelas do erro integrado são canceladas no próprio somador, reduzindo os problemas citados. O modelo de tensão pode ser então ser representado pela Figura 33.

Figura 33 – Estimador de fluxo - modelo de tensão com alteração realizada

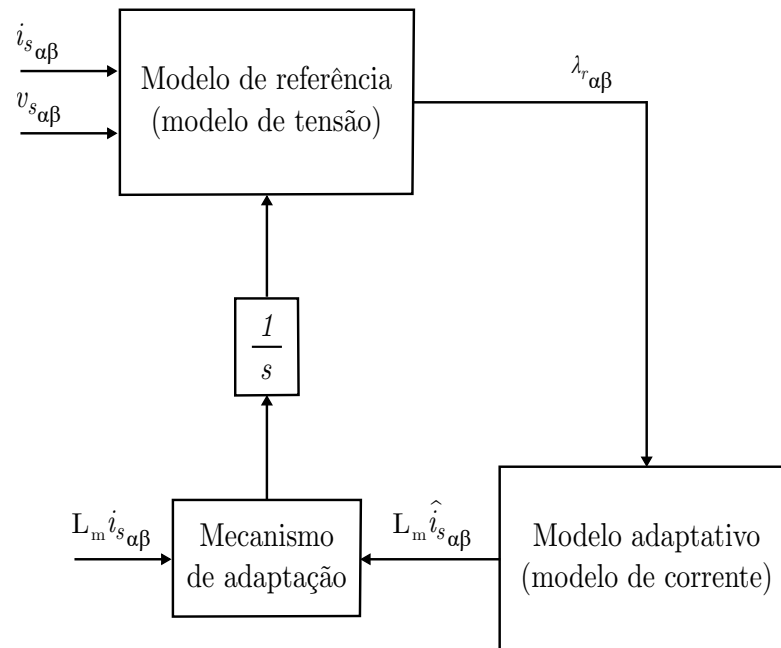


Fonte: O autor.

Seguindo a mesma linha, no modelo combinado aparecerá também um estimador logo após o controlador, ou mecanismo de adaptação, de acordo com a Figura 34.

Outra modificação foi na implementação do DFOC, de acordo com a Figura 28. Em termos práticos, a redução do número de sensores é extremamente vantajosa para o sistema, tanto pela redução do custo, como pela maior facilidade de implementação prática e pela redução de ruídos externos. Quando o sensor em questão é o sensor de tensão, o qual é consideravelmente mais oneroso que o sensor de corrente, essa vantagem é ainda mais viável. Por esse motivo, as tensões do estator não são medidas, mas substituídas pelos sinais de modulação do inversor, ou seja, pelos sinais de referência. Essa substituição, além de não afetar o funcionamento do

Figura 34 – Estimador de fluxo - modelo combinado com alteração realizada



Fonte: O autor.

sistema, também dispensa um sistema de reconstrução da tensão. Em geral, esse sistema de reconstrução da tensão é necessário, pois a tensão medida é chaveada e possui alto conteúdo harmônico.

Essa mudança traz grandes benefícios, tendo em vista que, como a tensão do estator é utilizada para estimação do módulo e do ângulo do fluxo, os quais são utilizados para o controle e para as transformações de coordenadas, uma tensão com um alto conteúdo harmônico acarreta no controle inteiro com alto conteúdo harmônico. Por esse motivo, a utilização da tensão de referência em vez da tensão medida torna o sistema de estimação mais robusto e menos propenso a falhas.

O subtópico a seguir se detém sobre a parametrização do sistema de controle completo apresentado na Figura 28.

4.3.3 Parametrização do Controle

Os parâmetros do motor utilizado para implementação do controle DFOC são apresentados na Tabela 5.

Para encontrar a indutância do estator e do rotor a partir dos parâmetros da máquina,

Tabela 5 – Parâmetros mecânicos e elétricos do motor utilizado

Parâmetro	Descrição	Valor
P_n	Potência nominal	0,25 [HP]
I_n	Corrente nominal	0,66 [V]
V_n	Tensão nominal	220 [V]
R_r	Resistência do rotor	87,44 [Ω]
R_s	Resistência do estator	35,58 [Ω]
Ll_r	Indutância de dispersão do rotor	0,16 [H]
Ll_s	Indutância de dispersão do estator	0,16 [H]
L_m	Indutância mútua entre o rotor e o estator	0,884 [H]
P	Número de pares de polos	2
n_n	Velocidade nominal	1710 [rpm]
J_m	Momento de inércia	0,00045 [$kg.m^2$]
B_m	Coefficiente de atrito viscoso	0,0001 [N.m.s]

Fonte: o autor.

utilizam-se as Equações (4.50) e (4.51), respectivamente

$$L_s = Ll_s + L_m \quad (4.50)$$

$$L_r = Ll_r + L_m \quad (4.51)$$

Inicialmente, deve-se considerar que o ângulo estimado do fluxo é utilizado para todas as transformadas 'dq' do controle, conforme Figura 28. Deste modo, o controle do estimador é a malha mais interna.

4.3.3.1 Controlador do Estimador de Fluxo

Considerando o estimador combinado, a função de transferência do estimador de fluxo já possui um integrador interno. Isso acontece por conta da modificação realizada nesse trabalho. Sendo assim, é suficiente o ajuste de um ganho para o estimador em vez um controlador PI.

Segundo Lascu *et al.* (2000), o ganho K do estimador deve ser calculado de acordo com a Equação (4.52)

$$K = \omega_1 + \omega_2, \quad (4.52)$$

em que $\omega_1 = [2, 5]$ rad/s e $\omega_2 = [20, 40]$ rad/s.

Os valores empíricos utilizados foram $\omega_1 = 2,09$ rad/s e $\omega_2 = 35,0$ rad/s. Portanto: $K = 37,09$.

4.3.3.2 Controlador de Corrente

A malha de corrente recebe a referência dos controles de fluxo e de velocidade e a saída é a referência de tensão para o inversor.

A partir da equação da tensão do estator, (4.25), e do fluxo do estator, (4.27), ambos no eixo de coordenadas 'dq', podem ser obtidas as funções de transferência da malha de corrente. A princípio, a Equação (4.27) é substituída na Equação (4.25), obtendo-se a Equação (4.53).

$$\mathbf{V}_{s_{dq}} = R_s \mathbf{I}_{s_{dq}} + s\sigma L_s \mathbf{I}_{s_{dq}} + sK_r \lambda_{r_{dq}} + j\omega_r \sigma L_s \mathbf{I}_{s_{dq}} + j\omega_r K_r \lambda_{r_{dq}} \quad (4.53)$$

Partindo da consideração que a malha de corrente será muito mais rápida que a malha de fluxo, a influência da variação do fluxo no tempo na malha de corrente pode ser desconsiderada, ou seja, $s\lambda_{r_{dq}} \approx 0$.

Os termos $j\lambda_{r_{dq}}$ e $j\mathbf{I}_{s_{dq}}$ podem ser decompostos em coordenadas dq de acordo com as Equações (4.54) e (4.55), respectivamente.

$$j\lambda_{r_{dq}} = \begin{bmatrix} \lambda_{rd} \\ -\lambda_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_r \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.54)$$

$$j\mathbf{I}_{s_{dq}} = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ -I_{sq} \end{bmatrix} \quad (4.55)$$

Deste modo, a Equação (4.53) torna-se, para as componentes d e q, respectivamente, nas Equações (4.56) e (4.57).

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + s\sigma L_s i_{sd} - \omega_r \sigma L_s i_{sq} \quad (4.56)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + s\sigma L_s i_{sq} + \omega_r \sigma L_s i_{sd} + \omega_r K_r \lambda_r \quad (4.57)$$

Isolando as correntes, as Equações (4.56) e (4.57) podem ser reescritas como as Equações (4.58) e (4.59), respectivamente.

$$i_{sd} = \frac{1}{R_s + s\sigma L_s} (v_{sd} + \omega_r \sigma L_s i_{sq}) \quad (4.58)$$

$$i_{sq} = \frac{1}{R_s + s\sigma L_s} (v_{sq} - s\sigma L_s i_{sq} - \omega_r K_r \lambda_r) \quad (4.59)$$

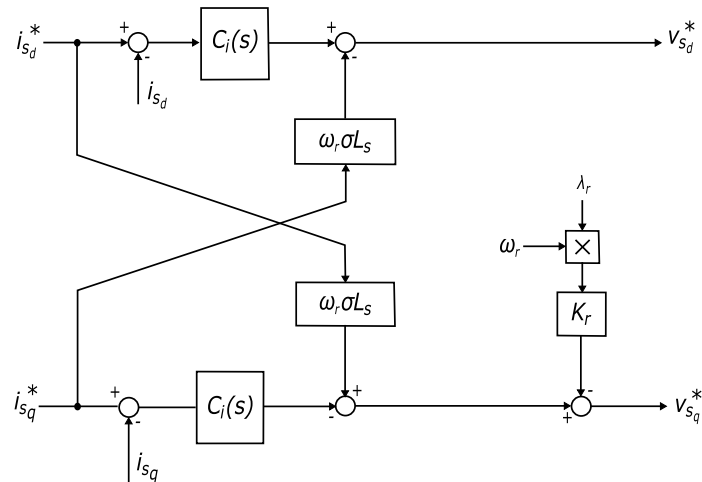
Portanto, a função de transferência para ambos os eixos é dada pela Equação (4.60).

$$\frac{I_s(s)}{V_s(s)} = \frac{1}{R_s + s\sigma L_s} \quad (4.60)$$

Pelas Equações (4.58) e (4.59), é possível perceber que ainda sobraram alguns termos, os quais podem ser modelados como distúrbios referentes às transformações de eixos. Para tal, é necessária a compensação desses distúrbios, chamado de desacoplamento de tensões.

A Figura 35 mostra o controle de corrente já contendo o desacoplamento da tensões.

Figura 35 – Controle de corrente com desacoplamento das tensões



Fonte: O autor.

A partir dos parâmetros da máquina apresentados na Tabela 5, a função de transferência de corrente para o motor utilizado é dada pela Equação (4.61).

$$\frac{I_s(s)}{V_s(s)} = \frac{1}{0,2955s + 35,38} \quad (4.61)$$

O controlador utilizado para foi projetado para garantir uma rápida dinâmica. A frequência de corte utilizada foi de 429 rad/s e margem de fase menor que 90° , tal qual mostra o diagrama de Bode da Figura 36. A ferramenta utilizada para projeto foi o *PID tuning* do software MATLAB/Simulink.

O controlador de corrente projetado é apresentado na Equação (4.62).

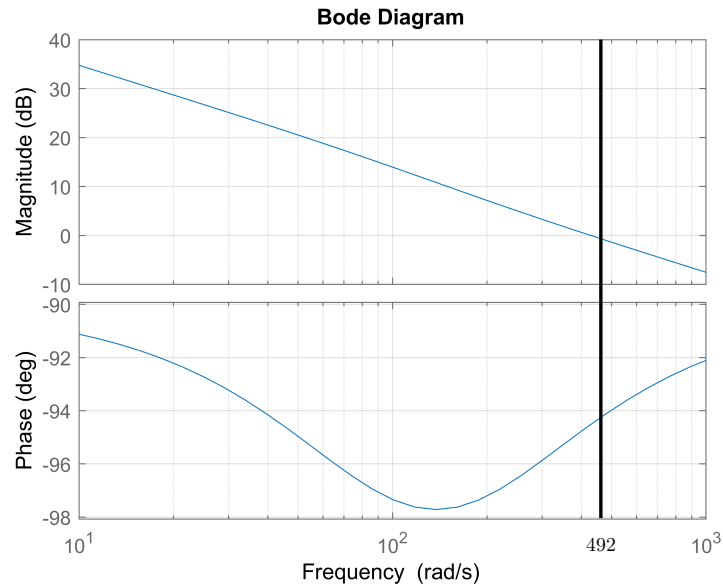
$$C_i(s) = \frac{123,6(s + 157,8)}{s} \quad (4.62)$$

4.3.3.3 Controlador de Fluxo

Para encontrar a função de transferência entre o fluxo e a corrente i_{sd} , utiliza-se a Equação (4.38), aplica-se a transformada de Laplace e obtém a função de transferência descrita pela Equação (4.63).

$$\frac{\lambda_r(s)}{I_{sd}} = \frac{L_m}{\tau_r s + 1} \quad (4.63)$$

Figura 36 – Diagrama de Bode da malha de corrente



Fonte: O autor.

A malha fechada de corrente é mais interna ao do fluxo e portanto deveria ser considerada na função de transferência do fluxo. No entanto, como o controle de fluxo será bem mais lento que o controle de corrente, desconsidera-se a dinâmica da malha de corrente. Sendo assim, a função de transferência do fluxo com os parâmetros reais é dada pela Equação (4.64).

$$\frac{\lambda_r(s)}{I_{sd}(s)} = \frac{0,884}{0,012s + 1} \quad (4.64)$$

De modo a garantir que o controle de corrente seja mais rápido que o controle de fluxo, definiu-se, para o controle de fluxo, uma frequência de corte duas décadas abaixo que a da malha de corrente. O valor da frequência de corte obtida foi de 4 *rad/s* e margem de fase menor que 90°, tal qual mostra o diagrama de Bode da Figura 37.

O controlador de fluxo projetado é apresentado na Equação (4.65).

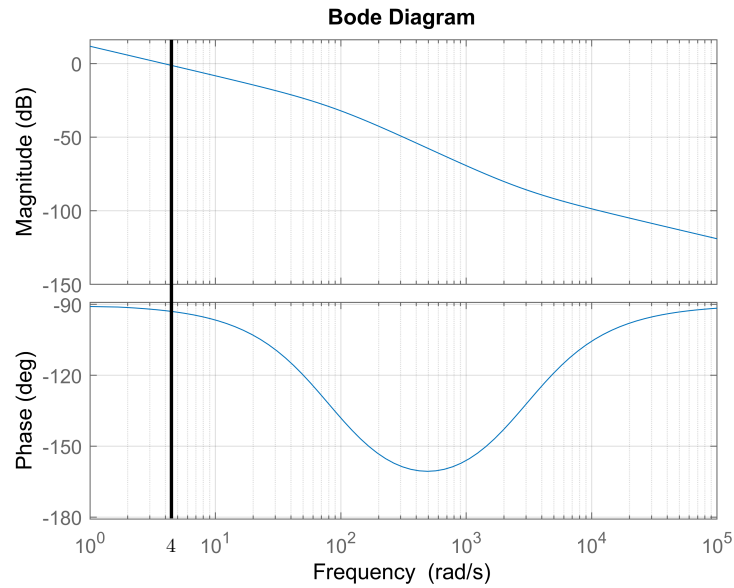
$$C_f(s) = \frac{0,00152(s + 2878)}{s} \quad (4.65)$$

4.3.3.4 Controlador de Velocidade

A função de transferência entre a velocidade da máquina e o torque é descrita pela Equação (4.66).

$$\frac{\omega_{rm}(s)}{T_m(s)} = \frac{P}{J_ms + B_m} \quad (4.66)$$

Figura 37 – Diagrama de Bode da malha de fluxo



Fonte: O autor.

A partir da equação do torque (4.41), é possível encontrar uma função de transferência entre a velocidade e a corrente no eixo q, tal qual descrita na Equação (4.67).

$$\frac{\omega_{rm}(s)}{I_{sq}(s)} = \frac{K_t}{J_ms + B_m}, \quad (4.67)$$

em que $K_t = \frac{3}{2}P^2K_r\lambda_{r_{max}}$ e $\lambda_{r_{max}}$ corresponde ao fluxo máximo da máquina.

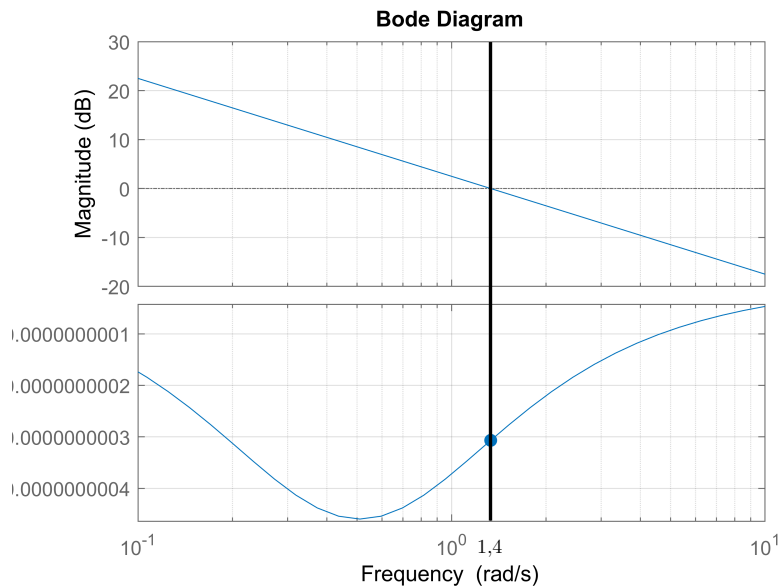
No entanto, para garantir alta acurácia na implementação prática, a função de transferência do motor utilizado foi identificada em Milfont (2019) e, portanto, esta foi utilizada. Deste modo, a função de transferência identificada do motor de indução trifásico é apresentada na Equação (4.68).

$$\frac{\omega_{rm}(s)}{I_{sq}(s)} = \frac{1935}{1,96s + 1} \quad (4.68)$$

De modo a garantir que o controle de corrente seja mais rápido que o controle de velocidade, definiu-se, para o controle de velocidade, uma frequência de corte de, no mínimo, duas décadas abaixo que a da malha de corrente. Além disso, garantiu-se que o controle de fluxo seria um pouco mais rápido que o controle de velocidade, de modo a garantir a operação da máquina em fluxo máximo. O valor da frequência de corte obtida foi de 1.4 rad/s e margem de fase menor que 90° , tal qual mostra o diagrama de Bode da Figura 38. O controlador é mostrado na Equação (4.69).

$$C_\omega(s) = \frac{0,0013506(s + 0,5102)}{s} \quad (4.69)$$

Figura 38 – Diagrama de Bode da malha de velocidade



Fonte: O autor.

4.3.3.5 Curva Limite de Operação da Máquina

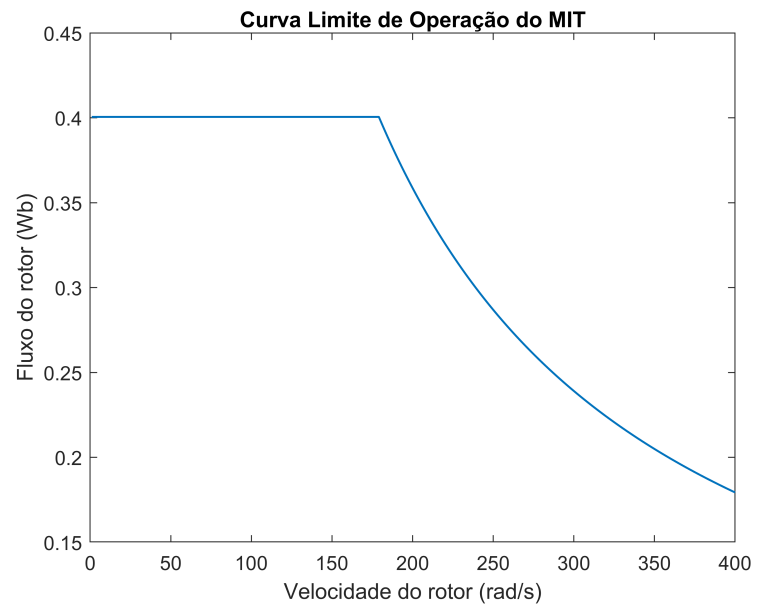
A curva limite de operação relaciona o fluxo da máquina com a velocidade do rotor. Durante a operação em velocidade nominal, o fluxo é mantido em seu valor máximo. Quando a máquina ultrapassa a velocidade nominal, se o fluxo se mantém no máximo, a potência nominal é ultrapassada. Sendo assim, o fluxo deve decrescer com o inverso da velocidade de modo que a potência se mantenha em seu valor nominal. A curva descrita para o motor utilizado é exibida na Figura 39.

4.3.4 Considerações Finais

Este capítulo apresentou o modelo genérico de um emulador de turbina eólica, contemplando também a topologia utilizada. No capítulo, foram descritas as modelagens dos efeitos oscilatórios e apresentadas simulações do modelo de cada efeito.

O capítulo apresentou, em detalhes, a topologia de controle utilizada propondo a utilização de menos sensores, contemplando, ainda, a modelagem da máquina e do observador de fluxo. Além disso, todas as malhas de controle foram parametrizadas.

Figura 39 – Curva limite de operação do MIT



Fonte: O autor.

5 RESULTADOS

Neste capítulo, serão apresentados os resultados de simulação e experimentais. Os resultados experimentais se basearão no controle de velocidade da máquina de indução como forma de validação em bancada de testes do funcionamento do sistema de controle do motor e do estimador de fluxo.

Os resultados de simulação se baseiam no controle de torque da máquina de indução para representar todas as características da turbina eólica modeladas neste trabalho.

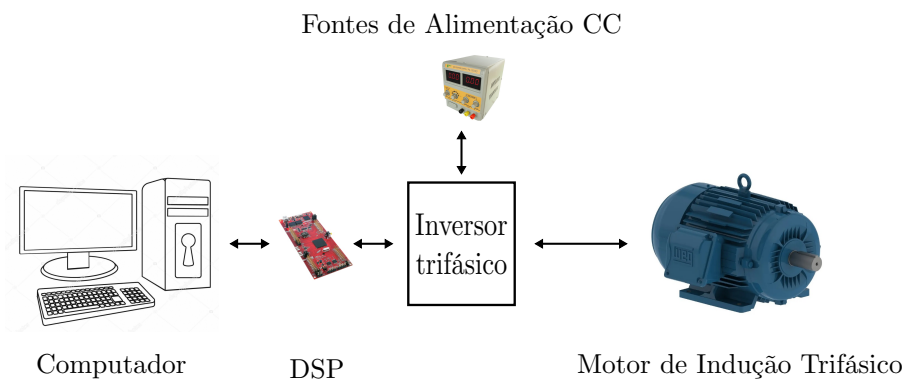
5.1 Resultados Experimentais

Nesta seção, serão apresentados os resultados experimentais obtidos em bancada com o objetivo de validar o sistema de controle do motor.

5.1.1 Descrição da Bancada de Testes

O sistema utilizado para testes foi implementado em um laboratório, contemplando MIT, inversor de frequência, *Digital Signal Processor* (DSP), computador, fontes de alimentação e sensores. A topologia da bancada é mostrada na Figura 40.

Figura 40 – Ilustração da bancada de testes



Fonte: O autor.

A bancada funciona de acordo com os passos:

- O código de controle e comando é compilado no *software Code Composer Studio*.
- O código é carregado no DSP.
- O DSP processa o código, envia comandos para o inversor e recebe sinais de medição de corrente do inversor e de velocidade da máquina.

- O conversor é alimentado por uma rede trifásica e seus *drivers* são alimentados por fontes CC. O conversor recebe os comandos *Pulse Width Modulation* (PWM) das chaves e gera a tensão de alimentação da máquina.
- A máquina é alimentada pelo conversor atendendo às especificações do controle.

5.1.2 Especificação dos Componentes

O conversor trifásico da bancada foi desenvolvido pela fabricante Semikron, modelo SKS 18G B6CI 11 V12. As especificações técnicas dos dispositivos são fornecidas na Tabela 6.

Tabela 6 – Especificação do conversor SKS 18G B6CI 11 V12

Variável	Valor
Corrente eficaz máxima	18 [A]
Tensão coletor-emissor máxima	1200 [V]
Frequência máxima de operação	15 [kHz]
Capacitância equivalente	680 [μ F]
Tensão CC máxima	750 [V]
Temperatura da junção para operação contínua	-40° a 125°

Fonte: SEMIKRON (2012)

Para o acionamento do inversor, utilizou-se uma frequência de chaveamento, $f_s = 6250$ Hz e índice de modulação em amplitude $m_a = 0,8$.

Os sensores utilizados para medição de corrente foram de efeito hall, modelos LEM LA 25-NP. As especificações do sensor de corrente estão descritas na Tabela 7.

Tabela 7 – Especificação dos sensores de corrente LEM LA 25-NP

Variável	Valor
Corrente eficaz nominal no primário	25 [A]
Resistência com alimentação de +/- 15 V e corrente eficaz nominal	[100,320] [Ω]
Corrente nominal no secundário	25 [mA]
Fatores de ganho	1/2/3/4/5:1000
Tensão de alimentação	+/- 15 [V]

Fonte: O autor.

O sensor de medição de velocidade utilizado foi fabricado pela Avago, sendo do modelo HEDS-5500 A11. O dispositivo possui cinco terminais, sendo dois para a alimentação em 5 V, a qual é fornecida pelo próprio DSP. Os outros pinos referem-se à medição de velocidade e de posição do rotor. Esse modelo possui 500 pulsos de rotação. Quando maior a quantidade de pulsos, maior a precisão do sensor.

O modelo de DSP utilizado foi da fabricante Texas Instruments, modelo LAUNCHXL

F28379D. Esse modelo possui 200 MHz de clock master. O dispositivo possui ainda duas unidades CPU independentes. O conversor analógico-digital do modelo é de 16 bits. O modelo possui ainda 8 módulos PWM e 3 timers temporizados.

A especificação completa do modelo é exibida na Tabela 8.

Tabela 8 – Especificação do DSP LAUNCHXL F28379D

Arquitetura Dual-Core
Clock de 200 MHz
512KB (256KW) ou 1MB (512KW) de memória Flash
172KB (86KW) ou 204KB (102KW) de memória RAM
2 osciladores internos de frequência 10 MHz
Portas de I/O de 3,3 V
Comunicação USB 2.0 (MAC+ PHY)
Suporte para interface de porta paralela universal (UPP), 12 pinos, 3,3 V
Dois portas seriais buffer multicanal (McBSPs)
Quatro interfaces de comunicação serial (SCI / UART) (inicializável por pinos)
ADC de 16 bits
DAC de 12 bits
Alta resolução nos canais A e B de 8 módulos PWM

Fonte: O autor.

O programa utilizado para gravação do DSP foi o *Code Composer Studio*. O *software* é uma IDE que suporta sistemas embarcados, a qual possui diversas ferramentas de compilação.

Para efeitos de implementação, a frequência de amostragem foi igual à frequência de chaveamento. Portanto, o tempo de amostragem é $t_s = 160 [\mu s]$.

Os parâmetros do motor já foram apresentados na Tabela 5.

5.1.3 Experimento

O experimento foi realizado utilizando os componentes descritos no ambiente de teste apresentado. A situação do teste propõe duas variações de velocidade, de 600 rpm para 800 rpm e, em seguida, de 800 rpm para 600 rpm. O motor possuía acoplado ao seu eixo uma carga mecânica fixa. O experimento tem uma duração total de 45 s.

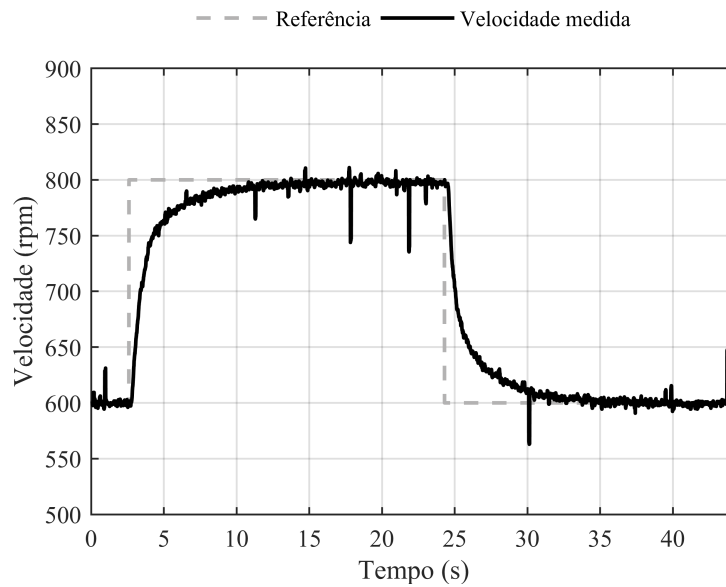
Como durante todo o experimento, a velocidade de referência não ultrapassa a nominal, o fluxo deve ser mantido em seu valor máximo. De acordo com a Figura 39, esse valor é 0,4 Wb.

A velocidade não alcançou a nominal, 1710 rpm, pois, por medida de segurança, o barramento estava em 30% da tensão nominal.

O resultado experimental do controle de velocidade é apresentado na Figura 41. O sinal pontilhado mostra a variação da velocidade de referência e o sinal contínuo a velocidade

medida.

Figura 41 – Resposta do controle de velocidade à aplicação de degrau de velocidade



Fonte: O autor.

O resultado do controle de velocidade mostra que a máquina chega ao regime sem apresentar sobressinal. Pelo critério de 95%, a máquina chega ao regime em pouco mais de 3 s. Além disso, também é perceptível que o erro em regime é desprezável.

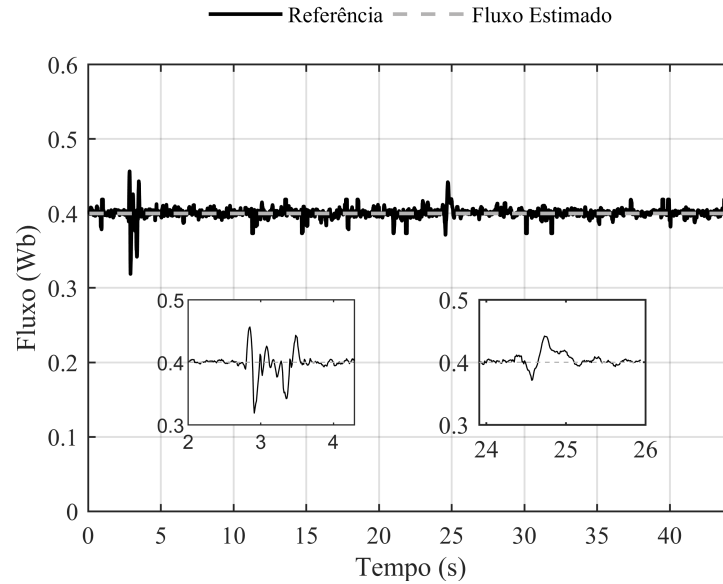
Na Figura 41, são observados ruídos elevados. Esse ruído decorre da medição do *encoder*. Além disso, a bancada possui certa sensibilidade à vibração, o que também ocasiona no aparecimento de ruídos diversos. É importante ressaltar que a velocidade medida é filtrada digitalmente no código implementado no DSP, mas ainda assim alguns ruídos permanecem.

O resultado do controle de fluxo é apresentado na Figura 42. O sinal pontilhado representa o valor desejado de fluxo no eixo d e o sinal contínuo, o fluxo d estimado.

Tal qual esperado, duas oscilações aparecem em destaque no controle do fluxo, ambas no momento da variação de velocidade. O tempo levado para estabilização é um pouco menor que o do controle de velocidade, de acordo com o projeto. Pelo critério de 95%, o tempo de estabilização é em torno de 1,2 s. O *overshoot* máximo apresentado na simulação foi de 10% num curto período de tempo.

A referência de corrente no eixo d é gerada pelo controle de fluxo. Espera-se que o controle de corrente seja mais rápido que o controle de fluxo. O resultado do controle de corrente no eixo d é apresentado na Figura 43. O sinal pontilhado é a referência de corrente gerada pelo

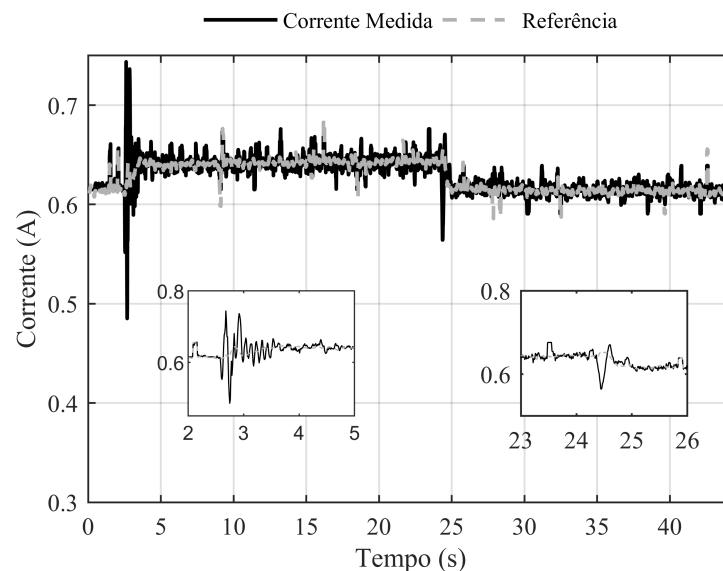
Figura 42 – Resposta do controle de fluxo à aplicação de degrau de velocidade (há destaque para os momentos de variação de velocidade)



Fonte: O autor.

controle de fluxo e o sinal contínuo, a corrente no eixo d medida.

Figura 43 – Resposta do controle de corrente no eixo d à aplicação de degrau de velocidade (há destaque para os momentos de variação de velocidade)



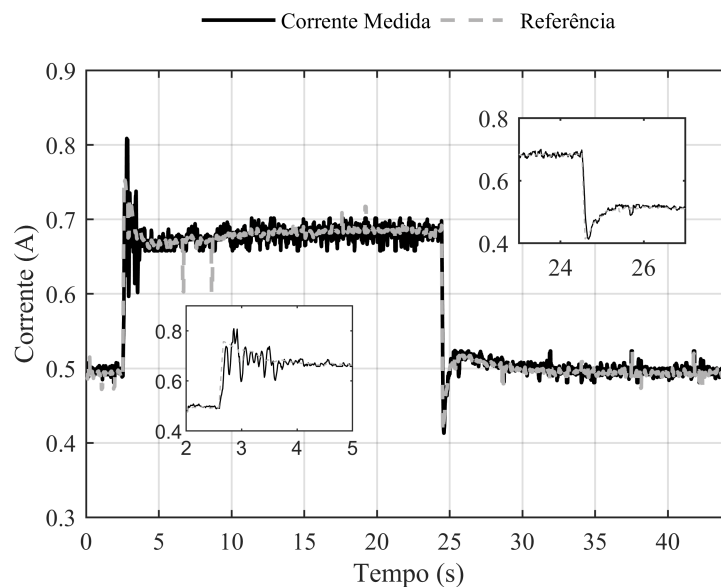
Fonte: O autor.

Analisando a Figura 43, percebe-se que há uma alteração na referência de corrente quando há variação de velocidade. Isso ocorre porque como a referência vem do controle de

fluxo, esta é ajustada de modo que o módulo do fluxo se mantenha no valor máximo. O resultado mostra duas oscilações em destaque, ambas ocorrem na mudança de referência. *Overshoot* máximo apresentado foi de 20% por um curto período de tempo durante a variação de 600 rpm para 800 rpm. Pelo critério de 95%, o tempo de assentamento do controle está em torno de 500 ms. De acordo com o projeto, o controle de corrente é cerca de três vezes mais rápido que o controle de fluxo.

A referência de corrente no eixo q é gerada pelo controle de velocidade. Novamente, o controle de corrente deve ter uma dinâmica mais rápida que o controle de velocidade. O resultados do controle de corrente no eixo q é apresentado na Figura 44.

Figura 44 – Resposta do controle de corrente no eixo q à aplicação de degrau de velocidade (há destaque para os momentos de variação de velocidade)



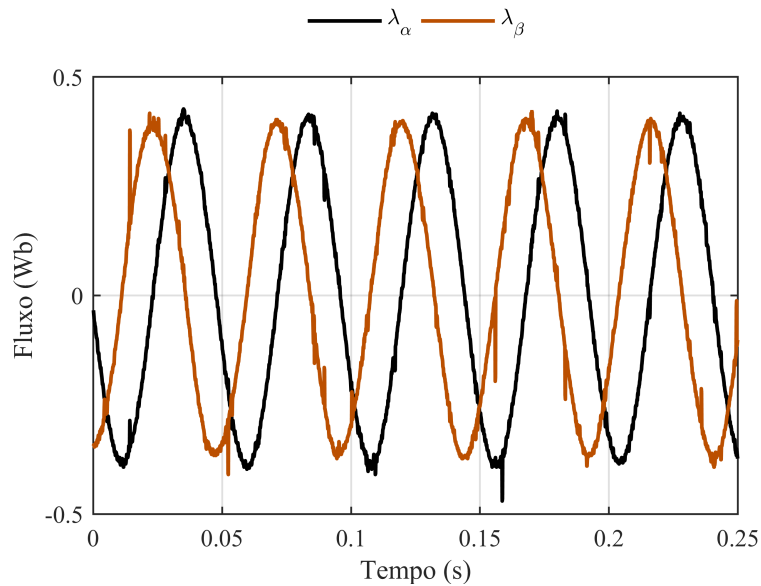
Fonte: O autor.

As variações de referência acontecem nos momentos de variação da referência de velocidade, tal qual esperado. Observa-se que o resultado, em termos de performance, do controle de corrente no eixo q é similar ao controle no eixo d, obtendo tempo de assentamento em torno de 500 ms e *overshoot* máximo de 20%.

O fluxo estimado no eixo $\alpha\beta$ é mostrado na Figura 45 quando a velocidade está em 600 rpm.

Pela Figura 45, é perceptível que a estimação é pouco ruidosa e tem baixo conteúdo harmônico. Para avaliar a dinâmica da estimação, será avaliada a resposta da estimação de fluxo

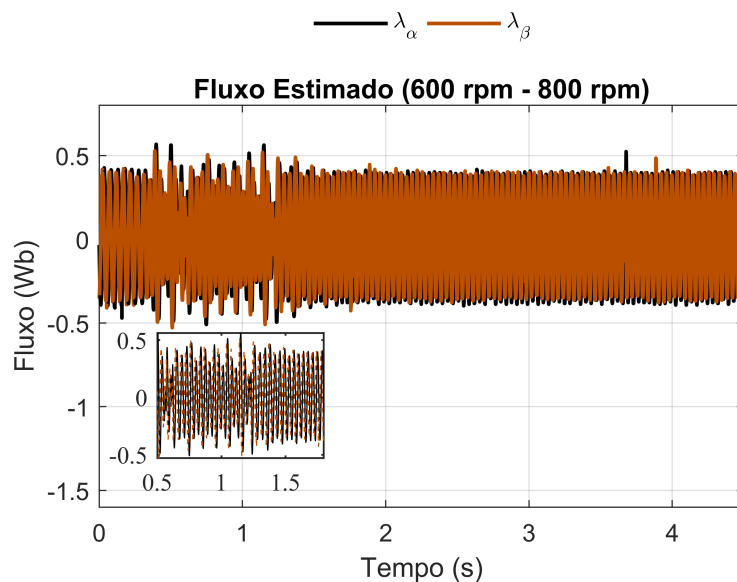
Figura 45 – Resultado do fluxo estimado nas coordenadas $\alpha\beta$ ($\omega_{rm} = 600 \text{ rpm}$)



Fonte: O autor.

com a variação da velocidade. A resposta para a variação de velocidade de 600 para 800 rpm é mostrada na Figura 46. A resposta para variação de 800 para 600 rpm é mostrada na Figura 47.

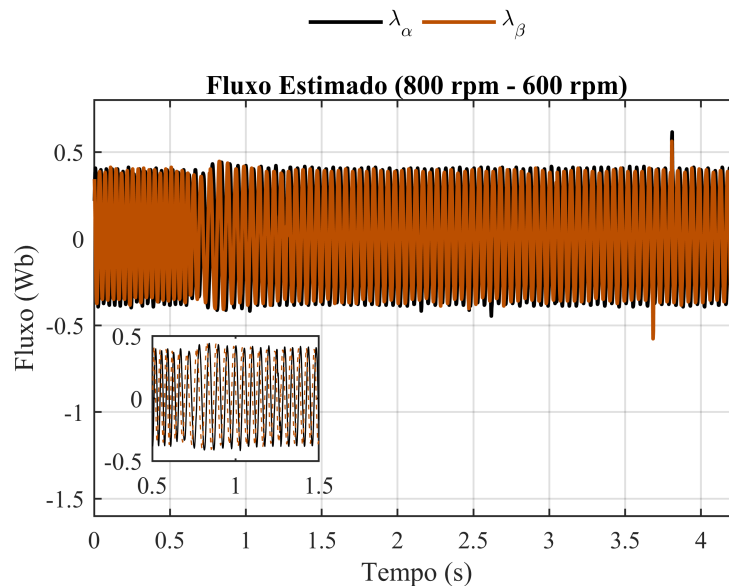
Figura 46 – Resultado do fluxo estimado nas coordenadas $\alpha\beta$ com variação de velocidade de 600 para 800 rpm



Fonte: O autor.

Em ambas as variações de velocidade, a estimação de fluxo apresenta uma oscilação e retorna ao regime permanente. Essa dinâmica ocorre de maneira rápida, de modo que os outros controles não sofram interferência da dinâmica da estimação do módulo e do ângulo do fluxo. O

Figura 47 – Resultado do fluxo estimado nas coordenadas $\alpha\beta$ com variação de velocidade de 800 para 600 rpm



Fonte: O autor.

tempo de assentamento está em torno de 400 ms para a variação de 600 para 800 rpm e 200 ms para a variação de 800 para 600 rpm.

5.2 Resultados de Simulação

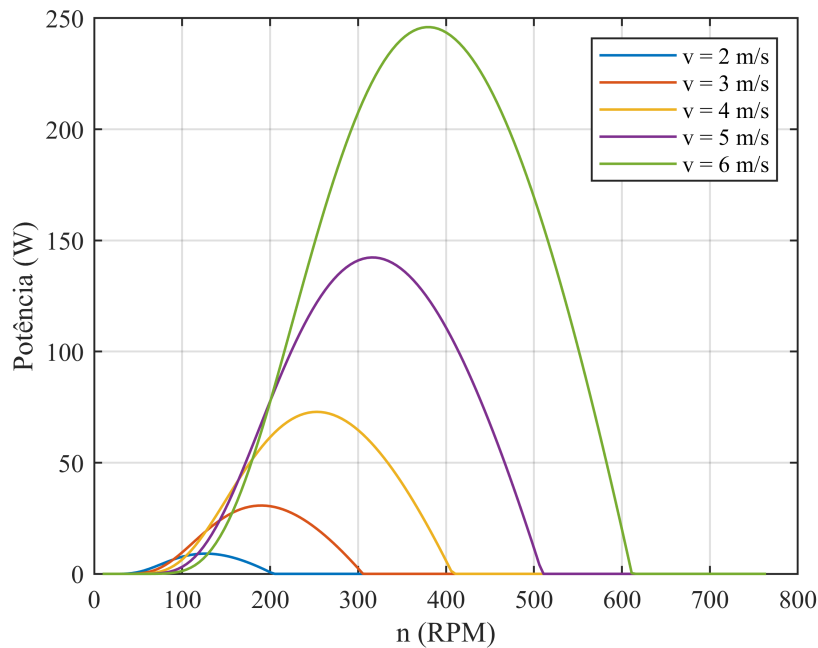
Para a simulação, foi utilizado o *software* PSIM. O *software* foi especialmente desenvolvido para a simulação de circuitos eletrônicos, especialmente utilizado para simulações de conversores de eletrônica de potência e de acionamento de motores. O PSIM contempla os mais diversos componentes elétricos e mecânicos, inclusive de interfaceamento entre os dois.

Como o objetivo é que a simulação seja o mais próximo possível da bancada experimental, todos os parâmetros foram mantidos, inclusive frequência de chaveamento, ganho dos sensores, frequência de amostragem, parâmetros do motor e parâmetros e do inversor. No entanto, a simulação é baseada no controle de torque da máquina, vide Figura 29, e não de velocidade, como foi abordado em bancada experimental.

Os parâmetros da turbina eólica emulada foram apresentados na Tabela 3, Turbina 1, de modo que a potência da turbina emulada fosse compatível com a potência motor de indução. A curva $C_p \times \lambda$ que representa a turbina foi apresentada na Equação (2.3).

A Figura 48 mostra a curva de potência por velocidade para a turbina emulada considerando diferentes velocidades de vento.

Figura 48 – Curvas de potência por velocidade da turbina emulada para diferentes velocidades de vento



Fonte: O autor.

Tal qual esperado, pela Figura 48, a potência nominal da turbina só é atingida quando a velocidade de vento nominal (6 m/s) é atingida.

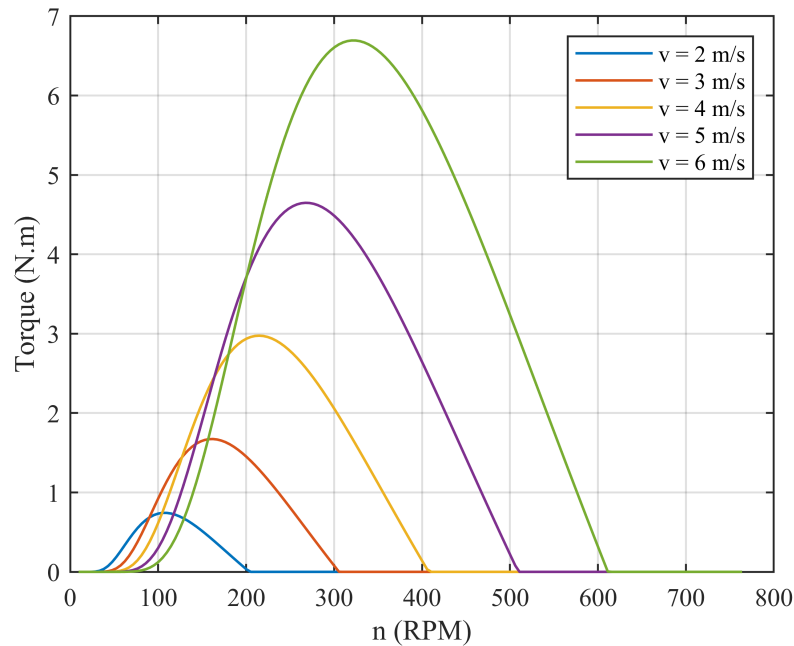
A Figura 49 mostra a curva de torque por velocidade da turbina emulada para diferentes velocidades de vento. A curva é obtida dividindo a curva de potência pela velocidade do rotor.

A simulação é realizado utilizando o modelo completo apresentado na Figura 50, em que a saída é a referência de torque para o motor.

Inicialmente, deseja-se verificar como o momento de inércia do aerogerador influencia na resposta do emulador. Para tal, a primeira simulação é realizada considerando três valores de momento de inércia diferentes, compatíveis com a potência do aerogerador. A máquina é inicialmente partida para uma velocidade de 100 rpm. A partir de então, são verificadas as respostas do emulador para três valores de momento de inércia: $5 \cdot 10^{-3} \text{ kg/m}^2$, $7 \cdot 10^{-3} \text{ kg/m}^2$ e $9 \cdot 10^{-3} \text{ kg/m}^2$. A Figura 51 mostra o resultado da comparação entre os emuladores com diferentes valores de momento de inércia.

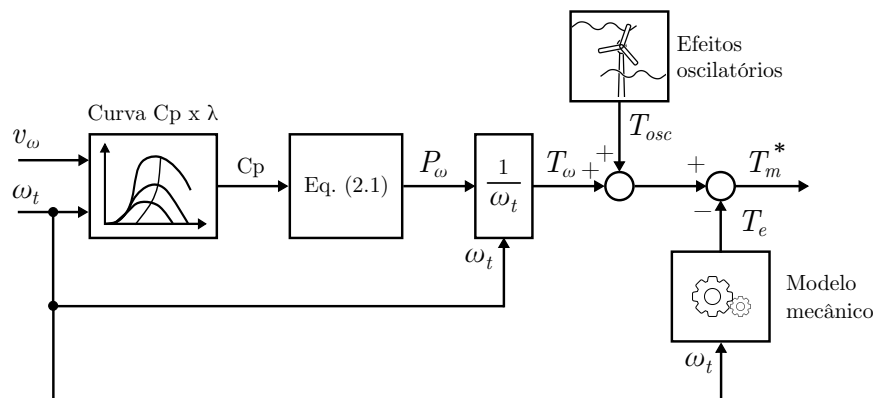
A Figura 51 mostra que quanto maior a inércia, maior o tempo que o emulador demora para acelerar e chegar na velocidade de referência, condizente com a situação real. Mantendo a inércia constante em $5 \cdot 10^{-3} \text{ kg/m}^2$, deseja-se, então, verificar a resposta do emulador para diferentes velocidades de vento: 4 m/s, 5 m/s e 6 m/s. A máquina é partida inicialmente a

Figura 49 – Curvas de torque por velocidade da turbina emulada para diferentes velocidades de vento



Fonte: O autor.

Figura 50 – Modelo do emulador completo implementado em simulação



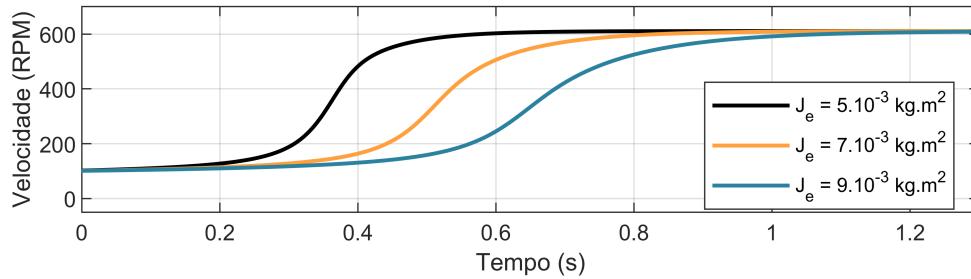
Fonte: O autor.

100 rpm. Em seguida, os diferentes valores de velocidade de vento são aplicados e se observa o coeficiente de potência e a velocidade do rotor ao longo do tempo, apresentados na Figura 52.

É importante perceber na Figura 52 que a curva C_p por velocidade se desloca com a variação da velocidade do vento. Além disso, a velocidade do rotor é diretamente proporcional à velocidade de vento incidente, ou seja, quanto maior a velocidade de vento, maior a velocidade do rotor. Outra observação é que, mesmo mantendo o momento de inércia constante, quanto maior a velocidade de vento, mais tempo o rotor demora para acelerar.

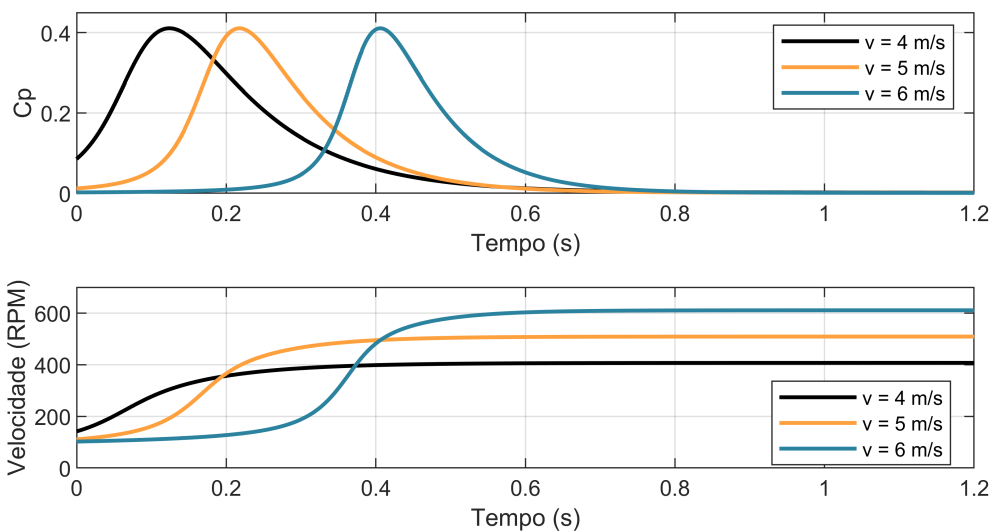
Partindo da análise inicial, é possível, então, realizar simulações do modelo mediante

Figura 51 – Resposta de velocidade do emulador para diferentes valores de momento de inércia



Fonte: O autor.

Figura 52 – Resposta do emulador para diferentes valores de velocidade de vento



Fonte: O autor.

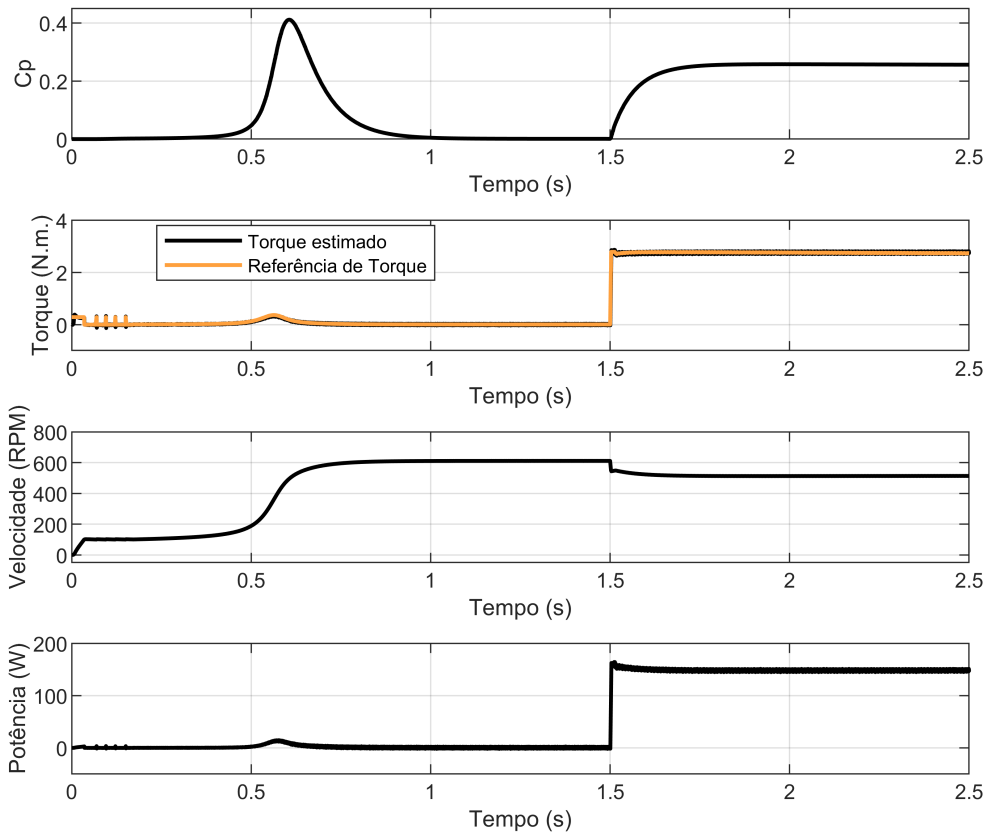
aplicação de carga. Algumas considerações sobre as simulações são feitas abaixo:

- A inércia é mantida em 5.10^{-3} kg/m^2 ;
- A velocidade do vento é mantida constante em 6 m/s;
- A máquina é partida inicialmente até 100 rpm;
- A carga é aplicada em 1,5 s.

A primeira simulação considera uma carga de torque constante. Sendo, assim, instantaneamente, o torque aplicado no eixo do motor irá variar de 0 a 2,8 N.m. A resposta do emulador é mostrada na Figura 53.

Sobre o resultado da Figura 53, até 1,5 s, não há carga no eixo do motor, portanto, após vencer a inércia do sistema, a potência entregue se mantém praticamente nula. A variação do torque em 1,5 s faz o coeficiente de potência aumentar, aumentando também a potência entregue. É importante observar que a potência é variável dependente do torque, respondendo com um pequeno *overshoot* no momento da variação do torque e em seguida estabilizando.

Figura 53 – Resposta do emulador à aplicação de uma carga de torque constante no eixo do motor



Fonte: O autor.

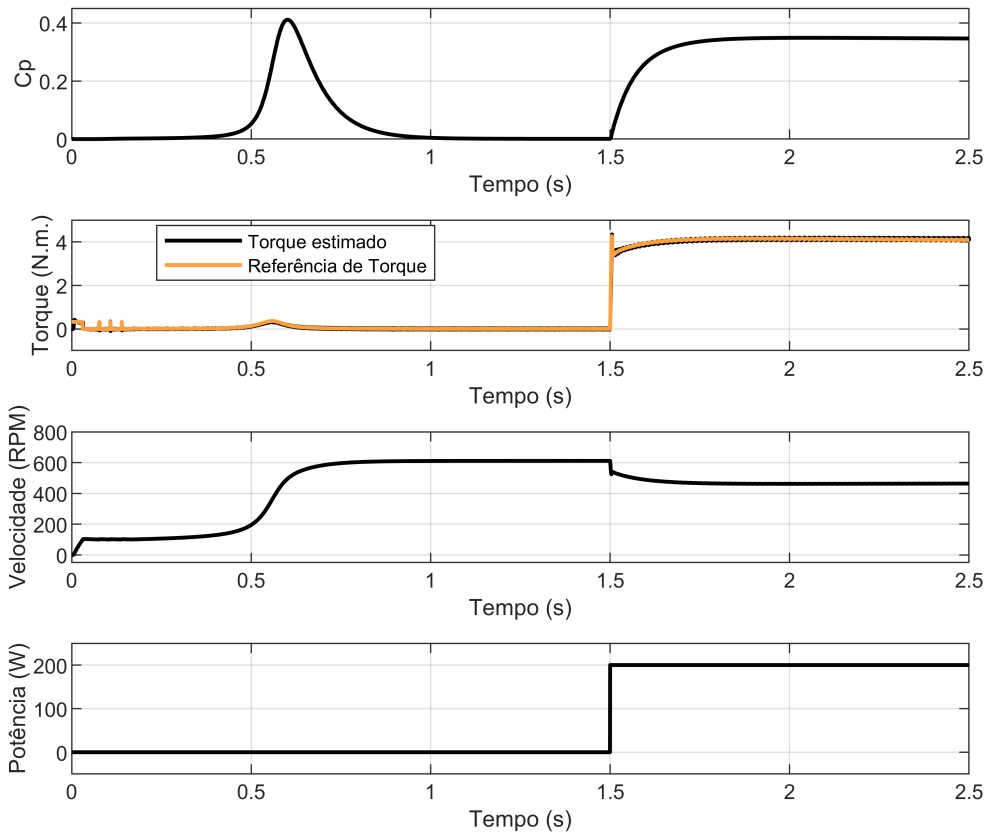
A segunda simulação considera a aplicação de uma carga de potência constante. Portanto, em 1,5 s, a potência aplicada no eixo irá variar de 0 a 200 W, representando 80% de carga. A resposta do emulador à variação de potência no eixo é mostrada na Figura 54. A maior diferença da resposta com torque constante é que com carga de potência constante, o torque é variável.

Na próxima simulação, serão incluídos os efeitos aerodinâmicos no torque emulado. A simulação considera a aplicação de um torque constante no eixo, mas dessa vez incluindo os efeitos aerodinâmicos. Como discutido anteriormente, os efeitos aerodinâmicos para turbinas de pequeno porte são bem menos impactantes do que para turbinas de grande porte.

A Figura 55 mostra a simulação da aplicação de uma carga no motor considerando os efeitos aerodinâmicos.

Apesar de apresentar um pequeno torque de oscilação para esta turbina, os efeitos aerodinâmicos já são capazes de provocar uma elevada oscilação de potência, como mostra a

Figura 54 – Resposta do emulador à aplicação de uma carga de potência constante no eixo do motor



Fonte: O autor.

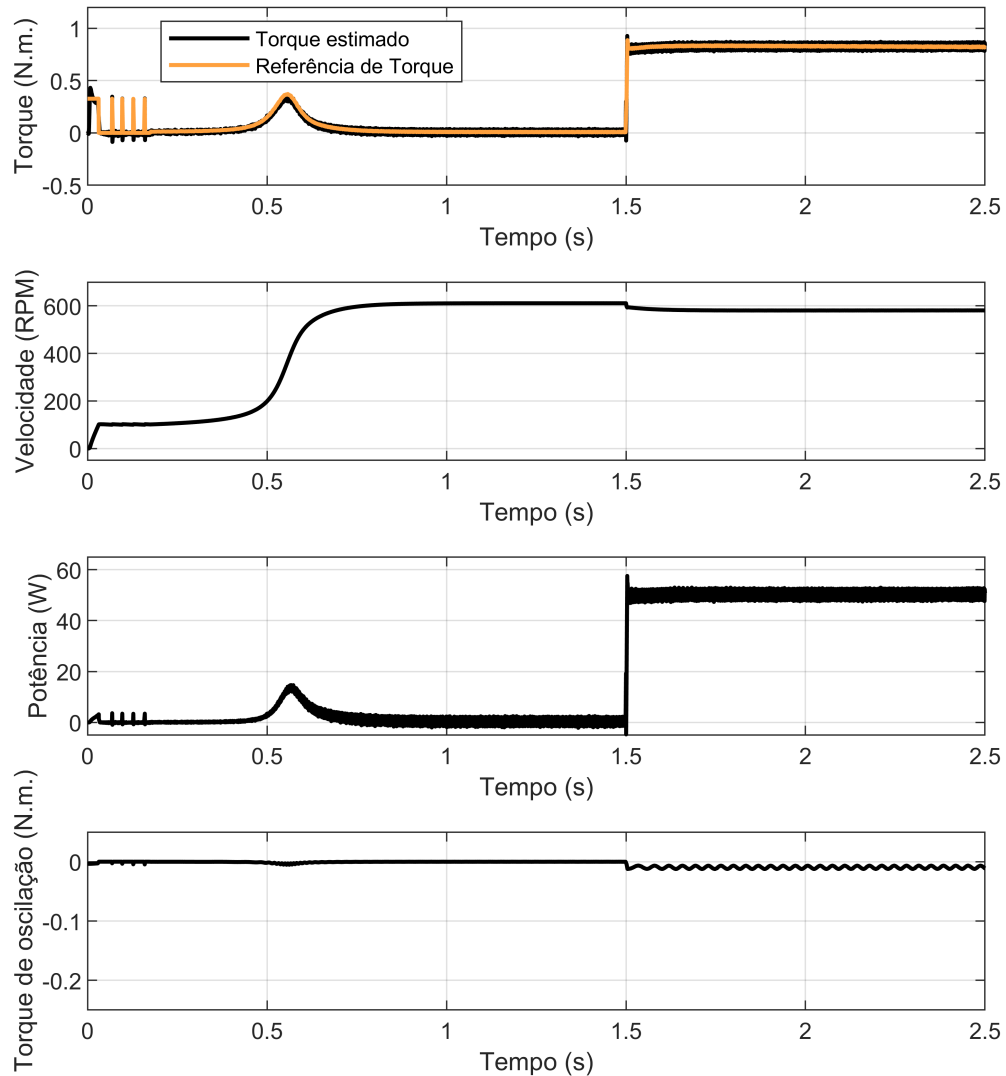
Figura 55. Quando esse efeitos são amplificados, a oscilação na potência e no torque ficam evidentes, como mostra a Figura 56.

Essas oscilações podem ser extremamente prejudiciais para o sistema elétrico e para o controle do gerador. Emular corretamente o efeito dessas oscilações torna capaz de mensurar os possíveis impactos causados em uma rede elétrica.

5.3 Considerações Finais

Neste capítulo, foram apresentados todas as especificações da bancada, contemplando o detalhamento de cada um dos componentes. Em seguida, foi realizado um experimento com duas variações de velocidade, uma crescente e outra decrescente. Os resultados obtidos tiveram coerência com o projeto do sistema de controle, tendo apresentado as dinâmicas projetadas, validando o funcionamento completo do sistema de controle. Foi analisada, ainda, a qualidade

Figura 55 – Resposta do emulador à aplicação de uma carga de torque constante no eixo do motor com efeitos oscilatórios

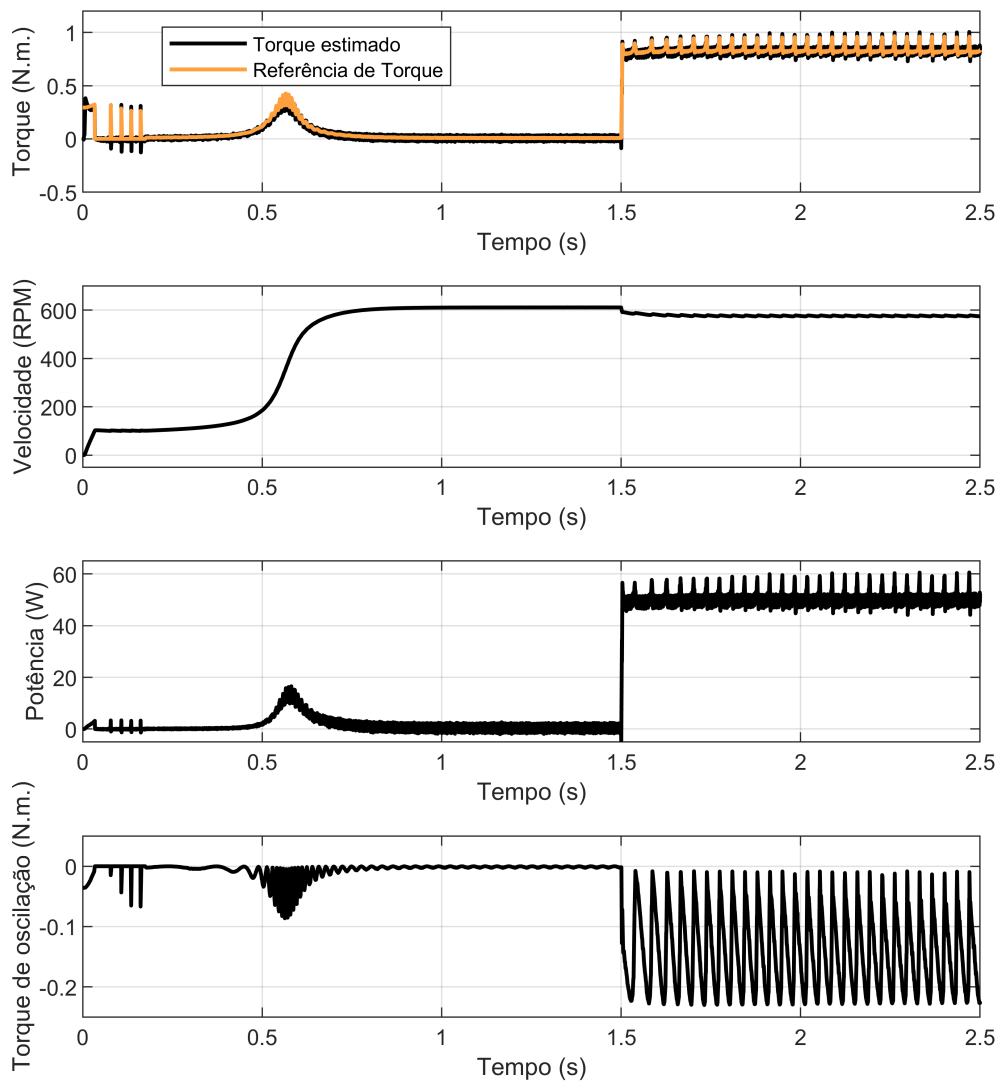


Fonte: O autor.

da estimação de fluxo, tendo sido obtida boa dinâmica para ambas as variações de velocidade, de modo que há interferência mínima nos controles de velocidade, de fluxo e de corrente.

Os resultados de simulação expuseram o efeito do momento de inércia e da velocidade do vento no emulador. Os testes com aplicação de carga demonstraram a resposta do emulador sob variação de potência e torque no eixo. Além disso, os efeitos aerodinâmicos foram simulados, demonstrando o efeito na potência extraída.

Figura 56 – Resposta do emulador à aplicação de uma carga de torque constante no eixo do motor com efeitos oscilatórios amplificados



Fonte: O autor.

6 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho propôs um emulador de turbina eólica capaz de reproduzir a dinâmica dos ventos e os efeitos de sombreamento de torre e de cisalhamento do vento.

A turbina foi emulada por um motor de indução trifásico de rotor gaiola de esquilo, controlado pela técnica de Controle de Campo Orientado Direto (DFOC). O controle vetorial utilizado foi parametrizado, juntamente com o estimador de fluxo. Foram implementadas alterações no estimador, desde o deslocamento do integrador até a retirada dos sensores de tensão.

Para emulação da turbina, os efeitos aerodinâmicos e mecânicos foram modelados e discutidos. Além disso, simulações de cada um dos efeitos foram apresentadas, tendo sido ressaltada que o efeito *tower shadow* tem mais relevância para as oscilações de torque da turbina do que o efeito de *wind shear*.

O trabalho apresentou um experimento em bancada, a qual foi descrita e especificada. O experimento consistiu na aplicação de dois degraus de velocidade. Os resultados dos controladores foram tal qual projetados. Deste modo, os controles de corrente seguiram sem erro de regime e rapidamente a referência recebida dos controles de fluxo e velocidade, de modo que um controle não interferisse no outro. Validou-se, ainda, a estimação de fluxo em regime e sob dinâmica de variação de velocidade. Conclui-se, então, que o controle vetorial da máquina com estimador foi validado experimentalmente.

Foram apresentados, também, resultados de simulação do sistema. Dessa vez, foram incorporados ao sistema de controle da máquina todas as características aerodinâmicas modeladas. Os resultados mostraram como a resposta do emulador é influenciada pela mudança do momento de inércia, bem como à variação da velocidade de vento. Além disso, o emulador foi avaliado sob situação de carga, sendo de torque ou de potência constante.

Os efeitos aerodinâmicos oscilatórios foram incluídos para demonstrar o efeito na potência entregue à rede elétrica. Foi observado que, mesmo sob pequenas oscilações, a potência elétrica sofre influência na qualidade da potência entregue. Essa característica pode provocar diversos efeitos na rede elétrica, como diminuição da qualidade de energia e, em casos extremos, perda de estabilidade. O trabalho demonstrou, então, a importância do desenvolvimento de um ambiente de testes capaz de representar a dinâmica real de um aerogerador.

Visando melhorar o sistema implementado, propõe-se como trabalhos futuros:

- Avaliar a utilização de outras topologias de estimador de fluxo;

- Projetar controlador de ângulo de passo para o modelo da turbina eólica;
- Propor e implementar técnica *sensorless* para tornar desnecessária a utilização de *encoder* de velocidade.

6.1 Trabalhos Submetidos e Publicados

A seguir, segue a lista de trabalhos submetidos (em processo de revisão) e publicados durante o período do desenvolvimento do trabalho:

SOMBRA, ANDRESA K. R.; SGRO, DOMENICO ; LEAO, RUTH P. S.; SAMPAIO, RAIMUNDO F. ; SAMPAIO, FELIPE C. . Modeling and simulation of an emulator of a wind turbine using vector speed control of a three-phase induction motor. In: 2018 Simposio Brasileiro de Sistemas Eletricos (SBSE) [VII Brazilian Electrical Systems Symposium (SBSE)], 2018, Niteroi. 2018 Simposio Brasileiro de Sistemas Eletricos (SBSE), 2018. p. 1.

MESQUITA, V. A. ; TAILERES FILHO, J. ; SOMBRA, A. K. R. ; CORREIA, W. B. ; SILVA, W. A. ; ALMEIDA, R. N. C. ; REIS, L. L. N. ; BARROSO, G. C. . Desenvolvimento de um Simulador para uma Máquina de Relutância Variável tipo 6/4 Projetada em Laboratório. In: XXII Congresso Brasileiro de Automática, 2018, João Pessoa, 2018.

SOMBRA, ANDRESA K. R.; PEREIRA, RENE D.O. ; DE ALMEIDA FILHO, MAGNO P. ; LIMA, THIAGO A. ; TORRICO, BISMARCK C. ; NOGUEIRA, FABRICIO G. . A Dead-Time Compensator With Dead-Beat Disturbance Rejection Response. In: 2019 18th European Control Conference (ECC), 2019, Naples. 2019 18th European Control Conference (ECC), 2019. p. 3613.

SGRÒ, D.; TIBÚRCIO, S. A. S.; TOFOLI, F. L.; LEÃO, R. P. S.; SOMBRA, A. K. R. An Integrated Design Approach of LCL Filters Based on Nonlinear Inductors for Grid-Connected Inverter Applications. Electric Power Systems Research. ISSN 0378-7796.

RODRIGUES, R. C. S; SOMBRA, A. K. R.; TORRICO, B. C.; PEREIRA, R. D. O.; FORTE, M.; ALMEIDA, M. P.; NOGUEIRA, F. Tuning Rules for Unstable Dead-Time Processes. European Journal of Control. ISSN: 0947-3580. (aceito com major revisions).

PEREIRA, R. D. O.; SOMBRA, A. K. R.; TORRICO, B. C.; NOGUEIRA, F. Simplified filtered Smith predictor for non-minimum phase processes. ISA Transactions. ISSN: 0019-0578. (aceito com major revisions).

REFERÊNCIAS

- ABAD, G.; LÓPEZ, J.; RODRÍGUEZ, M.; MARROYO, L.; IWANSKI, G. Introduction to a wind energy generation system. In: _____. **Doubly Fed Induction Machine: Modeling and Control for Wind Energy Generation Applications**. [S.l.]: IEEE, 2011. p. 1–85. ISBN 0470768657.
- ABEEÓLICA. **Relatório Anual**. 2018. Disponível em: <<http://abeeolica.org.br/wp-content/uploads/2019/07/Relatório-Anual2018.pdf>>. Acesso em: 5 set. 2019.
- ACKERMANN, T. **Wind Power in Power Systems**. [S. l.]: Wiley, 2012. 692 p.
- ALMADA, J. B. **Modelagem, controle e gerenciamento da operação de microrredes com fontes Renováveis**. 2013. 218 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Ceará, Fortaleza, 2013.
- BENVENUTI, R. A. **Plataforma para simulação e implementação de técnicas de controle de máquinas de indução trifásicas e pentafásicas**. 2014. 158 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2014.
- BERRIEL, R. C. d. O. **Emulação dinâmica de fontes alternativas de energia utilizando um motor de indução**. 2019. 72 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2019.
- BLASCHKE, F. The principle of field orientation applied to the new transvector closed loop control system for rot. **Siemens Review**, v. 34, n. 3, p. 217–220, 1972.
- CHENG, M.; ZHU, Y. The state of the art of wind energy conversion systems and technologies: A review. **Energy Conversion and Management**, v. 88, p. 332 – 347, 2014.
- DAHBI, A.; HACHEMI, M.; NAIT-SAID, N.; NAIT-SAID, M.-S. Realization and control of a wind turbine connected to the grid by using PMSG. **Energy Conversion and Management**, v. 84, p. 346 – 353, 2014.
- DAHER, S. **Um sistema baseado em gerador de indução trifásico para aproveitamento da energia eólica**. 1997. 139 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Ceará, Fortaleza, 1997.
- DOLAN, D. S. L.; LEHN, P. W. Simulation model of wind turbine 3p torque oscillations due to wind shear and tower shadow. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 21, n. 3, p. 717–724, Sep. 2006.
- GAN, L. K.; SHEK, J. K. H.; MUELLER, M. A. Modeling and characterization of downwind tower shadow effects using a wind turbine emulator. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 9, p. 7087–7097, Sep. 2017.
- GURU, B. S.; HIZIROLGU, H. R. **Electric Machinery and Transformers**. [S. l.]: Oxford University Press, 2001.

GWEC. **Global Wind Report 2018**. 2018. Disponível em: <<http://abeeolica.org.br/wp-content/uploads/2019/07/GWEC2018-compactado.pdf>>. Acesso em: 15 set. 2019.

HANNAN, M.; ALI, J. A.; MOHAMED, A.; HUSSAIN, A. Optimization techniques to enhance the performance of induction motor drives: A review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 81, p. 1611 – 1626, 2018.

IEA. **Key World Energy Statistics**. 2018. Disponível em: <https://webstore.iea.org/download/direct/2291?fileName=Key_World_2018.pdf>. Acesso em: 5 set. 2019.

ISHIHARA, T.; QIAN, G.-W. A new gaussian-based analytical wake model for wind turbines considering ambient turbulence intensities and thrust coefficient effects. **Journal of Wind Engineering and Industrial Aerodynamics**, v. 177, p. 275 – 292, 2018.

JHA, A. R. **Wind Turbine Technology**. Boca Raton: CRC Press, 2011. 260 p.

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

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, Jan 2000.

LI, H.; CHEN, Z. Overview of different wind generator systems and their comparisons. **IET Renewable Power Generation**, v. 2, n. 2, p. 123–138, June 2008.

LOPES, L. A.; LHUILIER, J.; KHOKAR, M. F.; MUKHERJEE, A. A wind turbine emulator that represents the dynamics of the wind turbine rotor and drive train. In: **2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 2005. p. 2092–2097.

LUO, Y.-C.; CHEN, W.-X. Sensorless stator field orientation controlled induction motor drive with a fuzzy speed controller. **Computers Mathematics with Applications**, v. 64, n. 5, p. 1206 – 1216, 2012.

MARTINELLO, D. **Sistema de emulação de aerogeradores para aplicação em geração distribuída de energia elétrica**. 2015. 117 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, 2015.

MILFONT, L. D. **Controlador GPC aplicado à malha de velocidade de um motor de indução trifásico**. 2019. 133 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Centro de Tecnologia, Programa de Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Natal, 2019.

MOHAMMADI, E.; FADAEINEDJAD, R.; NAJI, H. R. Using a new wind turbine emulator to analyze tower shadow and yaw error effects. **Energy Conversion and Management**, Elsevier, v. 174, p. 378–387, 2018.

MONFARED, M.; KOJABADI, H. M.; RASTEGAR, H. Static and dynamic wind turbine simulator using a converter controlled dc motor. **Renewable Energy**, v. 33, n. 5, p. 906 – 913, 2008.

MOUSSA, I.; BOUALLEGUE, A.; KHEDHER, A. New wind turbine emulator based on dc machine: hardware implementation using fpga board for an open-loop operation. **IET Circuits, Devices Systems**, v. 13, n. 6, p. 896–902, 2019.

MUNICH RE. **Equipment Connection**. 2016. Disponível em: <<https://blog.hsb.com/2016/09/08/wind-turbine-parts/>>. Acesso em: 30 set. 2016.

NEILL, S. P.; HASHEMI, M. R. Chapter 4 - offshore wind. In: NEILL, S. P.; HASHEMI, M. R. (Ed.). **Fundamentals of Ocean Renewable Energy**. [S.l.]: Academic Press, 2018. p. 83 – 106. ISBN 978-0-12-810448-4.

PEREIRA, R. B. S. **Active stall control of horizontal axis wind turbines: a dedicated study with emphasis on DBD plasma actuators**. 2016. 184 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — TU Delft University, Delft, Netherlands, 2016.

REHMAN, H. Design of voltage model flux observer. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, v. 151, n. 2, p. 129–134, March 2004.

REZA, C.; ISLAM, M. D.; MEKHILEF, S. A review of reliable and energy efficient direct torque controlled induction motor drives. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 37, p. 919 – 932, 2014. ISSN 1364-0321.

RODRIGUES, P. R. **Energia Eólica em Energias Renováveis**. [S. l.]: JELARE, 2011.

RONCONI, I. A. **Controle vetorial (fasorial) de um motor assíncrono trifásico usando DSP's** 2006. 184 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica.) — Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Institut für Regelungstechnik Braunschweig, Brunsvique, Alemanha, 2006.

SAHOO, S. K.; MONDAL, S.; KASTHA, D.; SINHA, A. K.; KISHORE, N. K. Wind turbine emulation using doubly fed induction motor. In: **2016 21st Century Energy Needs - Materials, Systems and Applications (ICTFCEN)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–5.

SANTOS, O. W. P. dos. **Comparação entre motor de indução e motor de ímãs permanentes**. 2015. 52 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Centro de Tecnologia, Programa de Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2015.

SEMIKRON. **Semistack - IGBT - SKS 18G B6CI 11 V12**. [S.l.], 2012.

SEMKEN, R. S.; POLIKARPOVA, M.; RÖYTTÄ, P.; ALEXANDROVA, J.; PYRHÖNEN, J.; NERG, J.; MIKKOLA, A.; BACKMAN, J. Direct-drive permanent magnet generators for high-power wind turbines: benefits and limiting factors. **IET Renewable Power Generation**, v. 6, n. 1, p. 1–8, 2012.

SOLTOSKI, J. C. F.; SANTOS, P. T. P. dos; FONT, C. H. I. Development of a small scale wind turbine emulator work bench. In: **2016 12th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–8.

TAVEIROS, F. E. V. **Sistema de conversão de energia eólica baseado no gerador de indução duplamente alimentado: análise e contribuição ao controle da máquina**. 2014. 136 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2014.

TAWFIQ, K. B.; MANSOUR, A. S.; RAMADAN, H. S.; BECHERIF, M.; EL-KHOLY, E. Wind energy conversion system topologies and converters: Comparative review. **Energy Procedia**, v. 162, p. 38 – 47, 2019.

THAKUR, D.; JIANG, J. Design and construction of a wind turbine simulator for integration to a microgrid with renewable energy sources. **Electric Power Components and Systems**, Taylor Francis, v. 45, n. 9, p. 949–963, 2017.

WU, B.; LANG, Y.; ZARGARI, N.; KOURO, S. Doubly fed induction generator based wecs. In: _____. **Power Conversion and Control of Wind Energy Systems**. [S.l.]: IEEE, 2011. p. 237–274. ISBN 97811180289889781118028995.

XU, L.; CARTWRIGHT, P. Direct active and reactive power control of dfig for wind energy generation. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 21, n. 3, p. 750–758, Sep. 2006.

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.

ZBEDE, Y. B.; GADOUE, S. M.; ATKINSON, D. J. Model predictive mras estimator for sensorless induction motor drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 6, p. 3511–3521, June 2016.

APÊNDICE A – CÓDIGOS-FONTES DE IMPLEMENTAÇÃO

Código-fonte 1 – Código Gravado no DSP

```
1 //CODIGO PARA CONTROLE DE VELOCIDADE DE UM MIT
2 //DISSERTACAO DE MESTRADO
3 //AUTOR: ANDRESA K. R. SOMBRA
4
5 // INCLUDE FILES.
6 #include <math.h>
7 #include <stdio.h>
8 #include "F28x_Project.h"
9
10 //VARIABLES GLOBAIS.
11
12 float t = 0; //Variavel para medicao de tempo.
13 int saida =0; //Variavel para controle do loop principal.
14 float b,c,d=0; // Valores de moduladora para PWM em malha
    aberta.
15 float theta_atual_ma=0; //angulo para aplicacao das
    transformadas de eixo em malha aberta.
16 float theta_ant_ma=0; // Armazena valor anterior do ngulo
    para aplicacao das transformadsa de eixo em malha
    aberta.
17 float theta_ant=0; // Armazena valor anterior do ngulo
    para aplicacao das transformadsa de eixo em malha
    fechada.
18 float theta_atual=0; // Armazena valor anterior do ngulo
    para aplicacao das transformadsa de eixo em malha
    feecheda.
19
20 //Variaveis de auxilio para aplicacao das transformadas de
    eixo.
```

```
21 float A1;
22 float B1;
23 float C1;
24 float A2;
25 float B2;
26 float C2;
27 float A3;
28 float B3;
29 float A4;
30 float B4;
31 float A5;
32 float B5;
33 int pin12=0,cont_zero=0; //Variaveis de controle gerias.
34 int I_ZERO_A[5] = {0,0,0,0,0}; //Zero sensores correntes Ia
    , Ib, Ic.
35 int I_ZERO_B[5] = {0,0,0,0,0};
36 int I_ZERO_C[5] = {0,0,0,0,0};
37 int16 Ia_med , Ib_med , Ic_med , Ia_med0 , Ib_med0 ,
    Ic_med0 , Ia_off , Ib_off , Ic_off,I_d_AD,I_q_AD; //
    Tratamento das vari veis medidas no conversor AD.
38 float Ia_g , Ib_g , Ic_g , I_a , I_b , I_c;
39
40 //Correntes de referencia nos eixos d/q.
41 float I_d =0;
42 float I_q =0;
43 float erro_cd =0; //Erro para o controlador (eixo d).
44 float erro_cq =0; //Erro para o controlador (eixo q).
45 float erro_cd_ant1 =0; //Erro para o controlador uma
    amostra anterior (eixo d).
46 float erro_cq_ant1 =0; //Erro para o controladoruma
    amostra anterior (eixo q).
```

```
47 float v_atual_d =0; //Saida de tensao atual do controlador
    (eixo d).
48 float v_atual_q =0; //Saida de tensao atual do controlador
    (eixo q).
49 float v_d_ant =0; //Saida de tensao do controlador uma
    amostra anteriorr (eixo d).
50 float v_q_ant =0; //Saida de tensao do controlador uma
    amostra anterior (eixo q).
51 float I_atual_d=0; //Saida de corrente da planta controlada
    (eixo d).
52 float I_atual_q=0; //Saida de corrente da planta controlada
    (eixo q).
53 float I_d_ant =0; //Saida de corrente do controlador uma
    amostra anteriorr (eixo d).
54 float I_q_ant =0; //Saida de corrente do controlador uma
    amostra anterior (eixo q).
55
56 float Va =0; //tensoes de sa da do modulador.
57 float Vb =0;
58 float Vc =0;
59 float theta_rad; // angulo calculado no integrador.
60 float ref_kd =0.4; //Valores de referencia para os eixos d
    e q.
61 float ref_kq =0;
62 int ref_kd_AD =0; //Valores de referencia para os eixos d e
    q em valores digitais.
63 int ref_kq_AD =0;
64 float ref_kq_ant =0; //Valores passados para a referencia de
    corrente no eixo q.
65
66 //Parametros da maquina
67
```

```
68 float Rs = 35.58;
69 float Rr = 87.44;
70 float Ls = 0.16, Lr = 0.16;
71 float Lm = 0.884;
72 float ts = 0.00016;
73 float tr = 0.0119396157365050320219579;
74 float sig = 0.283025792340101;
75 float Kr = 0.846743295019157;
76
77 //Variaveis gerais.
78 float T = 0; //Constante de tempo do rotor.
79 float w=0; //Velocidade mec nica do rotor em rad/s.
80 float w_eletrica=0; // Velocidade angular eletrica medida
    em rad/s.
81 int Posicao_ADC = 0; //Leitura da velocidade no m dulo
    eqep.
82 float Rotor_Posicao = 0; //Posi o angular do rotor.
83 float Rotor_Posicao_Ant = 0; //Mem ria da posicao angular
    do rotor.
84 float delta_posicao =0; //Varia o da posicao angular do
    rotor.
85 float delta_posicao_1 =0; //Varia o da posicao angular
    do rotor (vari vel auxiliar).
86 float Velo = 0; //Medida de velocidade mec nica do rotor
    em RPM.
87 float Velo_avg =0; //Leitura filtrada de velocidade.
88 int Velo_ADC =0 ; //Medida digital da velocidade.
89 float Velo_aux = 0; //Variavel auxiliar para controle de
    velocidade.
90 float wsl=0; //Velocidade de escorregamento do rotor.
91 float w_tot =0; //Velocidade eletrica do rotor em rad/s.
92 float w_avg =0; //Velocidade angular depois do filtro.
```

```
93 float ref_Velo =600; //Referencia de velocidade para o
    controle do motor.
94 int ref_Velo_AD =0; //Referencia digital de velocidade.
95 int ref = 1; //Escolha do tipo de referencia de
    velocidade.
96 float ref_Velo1 =0; //Referencia de velocidade para o
    controle do motor.
97 float cont_velo =0; //Contador para a malha de velocidade.
98 float cont_velo_aux =0; //Contador para a referencia de
    velocidade.
99 float erro_Velo =0; // Erro para a malha de velocidade.
100 float erro_Velo_ant1 =0; //Valores passados para o erro da
    malha de velocidade.
101 float Velo_ant1 =0; //Valores passados para a velocidade do
    motor.
102
103 float auxa, auxb;
104
105 // Variaveis para as Transformadas
106 float k2 = 0.6666666666666667;
107 float raiz32 = 0.866025403784439;
108
109 // Referencia de tensao no eixo alpha-beta
110 float Valp = 0, Vbet = 0;
111 // Correntes medidas no eixo alpha-beta
112 float Ialp, Ibet;
113 // Inicializa valor das tensoes
114 float V_a = 0, V_b=0, V_c = 0;
115
116 // Variaveis para estimacao de fluxo de rotor
117 float U_alp_int = 0, U_alp_int_k1 =0;
118 float U_bet_int = 0, U_bet_int_k1 =0;
```



```
119 float i_alp_int=0, i_alp_int_k1=0;
120 float i_bet_int=0, i_bet_int_k1=0;
121 float delta_V_a = 0;
122 float flux_a = 0;
123 int flux_a_DA = 0;
124 float ref_a = 0;
125 float delta_V_b = 0;
126 float flux_b = 0;
127 int flux_b_DA = 0;
128 float ref_b= 0;
129 float flux_a_cf = 0, flux_b_cf = 0;
130 float flux_a_k1 = 0, flux_b_k1 = 0;
131 float flux_a_k2=0, flux_b_k2=0, flux_a_cf_k1 = 0,
    flux_a_cf_k2 = 0, flux_b_cf_k1 = 0, flux_b_cf_k2 = 0;
132 float y_a = 0, y_b = 0;
133 float e_a = 0, e_b = 0;
134 float e_a_k1 = 0, e_b_k1 = 0;
135 float e_a_int = 0, e_a_int_k1 = 0;
136 float e_b_int = 0, e_b_int_k1 = 0;
137 float u_a = 0, u_a_k1 = 0;
138 float u_b = 0, u_b_k1 = 0;
139 float theta_r= 0;
140 float flux_r = 0;
141 int flux_r_DA = 0;
142
143 // Variaveis para controle de fluxo
144 float ref_flux, e_flux = 0, e_flux_ant = 0;
145 float ref_kd_ant = 0;
146
147 // FUNCTIONS
148 void InitEPwmS(void);
149 void LigaEPWMs(void);
```

```
150 void SetupTimers(void);
151 void ConfigureDAC(void);
152 void SetupADC(void);
153 void zero_sensores(void);
154 void SetupEQEP1(void);
155 __interrupt void adca1_isr(void);
156
157 // MAIN
158 void main(void)
159
160 {
161     //INICIALIZACAO DO CONTROLE DO SISTEMA.
162
163
164
165     InitSysCtrl();
166
167     //CONFIGURACAO DOS PINOS DE ENTRADA E SAIDA.
168     EALLOW;
169
170     //CONFIGURACAO DOS PINOS DO PWM E CONTROLE DAS 6 CHAVES
171     DO INVERSOR.
172
173     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO0 = 0; //S1.
174     GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO0 = 1;
175
176     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO1 = 0; //S2
177     GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO1 = 1;
178
179     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO2 = 0; //S3
180     GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO2 = 1;
```

```
181 GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO3 = 0; //S4
182 GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO3 = 1;
183
184 GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO4 = 0; //S5
185 GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO4 = 1;
186
187 GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO5 = 0; //S6
188 GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO5 = 1;
189
190 //CHAVE CONTROLADOR.
191 GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO14 = 0;
192 GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO14 = 1;
193
194 //MUDA_REFERENCIA.
195
196 GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO15 = 0;
197 GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO15 = 1;
198
199 //EQEP.
200 InitEqep1Gpio();
201
202 EDIS;
203
204 // HABILITANDO PWM1, PWM2, PWM3, PWM4, PWM5, PWM6,
    PWM7, PWM8, EPWM9 e EPWM10
205
206 CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM1=1; CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.
    EPWM2=1; CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM3=1; //
    CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM4=1;
207 //CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM5=1; //CpuSysRegs.PCLKCR2.
    bit.EPWM6=1; //CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM7=1; //
    CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM8=1;
```

```
208 //CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM9=1;
209
210 //
211 //
212 // Step 3. Clear all interrupts and initialize PIE
    vector table:
213 // Disable CPU interrupts
214 //
215 DINT;
216
217 //
218 // Initialize the PIE control registers to their
    default state.
219 // The default state is all PIE interrupts disabled and
    flags
220 // are cleared.
221 // This function is found in the F2837xD_PieCtrl.c file
    .
222 //
223 InitPieCtrl();
224
225 //
226 // Disable CPU interrupts and clear all CPU interrupt
    flags:
227 //
228 IER = 0x0000;
229 IFR = 0x0000;
230
231 //
232 // Initialize the PIE vector table with pointers to the
    shell Interrupt
233 // Service Routines (ISR).
```

```
234 // This will populate the entire table, even if the
      interrupt
235 // is not used in this example. This is useful for
      debug purposes.
236 // The shell ISR routines are found in
      F2837xD_DefaultIsr.c.
237 // This function is found in F2837xD_PieVect.c.
238 //
239 InitPieVectTable();
240
241 // Interrupts that are used in this example are re-
      mapped to
242 // ISR functions found within this file.
243
244 DINT; //step1
245 PieCtrlRegs.PIECTRL.bit.ENPIE = 1; // Enable
      the PIE block //step2
246 PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx1 = 1;
247 EALLOW;
248
249 // AS INTERRUPT ES QUE S O USADAS S O REMAPEADAS.
250 EALLOW;
251 PieVectTable.ADCA1_INT = &adca1_isr;
252 EDIS;
253
254 // Step 4. Initialize the Device Peripherals:
255 //
256 EALLOW;
257 CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC =0;
258 EDIS;
259 ConfigureDAC();
260 SetupEQEP1();
```

```

261     InitEPwmS();
262     SetupTimers();
263     SetupADC();
264     EALLOW;
265     CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC =1;
266     EDIS;
267
268     // Enable CPU INT3 which is connected to EPWM1-3 INT:
269     IER |= M_INT1;
270     PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx1 = 1;
271     PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx2 = 1;
272     PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx3 = 1;
273 // Enable global Interrupts and higher priority real-time
    debug events:
274     EINT; // Enable Global interrupt INTM
275     ERTM; // Enable Global realtime interrupt DBGM
276
277     LigaEPWMs();
278
279 // Step 6. IDLE loop. Just sit and loop forever (optional):
280
281
282     while(1)
283     {
284
285         //PINO DE CONTROLE PARA O CONTROLADOR.
286         pin12 = GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO14;
287
288         //MODULADORA SENOIDAL PARA PWM EM MALHA ABERTA.
289         b=2000 + 1600*__sin(theta_atual_ma);
290         c=2000 + 1600*__sin(theta_atual_ma -
                ((2*3.1415926535897932384626433832795)/3));

```

```
291     d=2000 + 1600*__sin(theta_atual_ma -
292         ((4*3.1415926535897932384626433832795)/3));
293
294     //LOOP.
295     for(;;)
296     {
297         if(saida==1)
298         {
299             break;
300         }
301     }
302     saida = 0;
303 }
304 }
305
306 // INICIALIZACAO DOS PWMS.
307 void InitEPwmS()
308 {
309     // ePWM 1
310     -----
311     //
312     -----
313
314     EPwm1Regs.TBPRD = 4000;           //
315         Set timer period 6kHz
316     EPwm1Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0;   //
317         Phase is 0
318     EPwm1Regs.TBCTR = 0x0000;       //
319         Clear counter
```

```
315
316 // Setup TBCLK
317 EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN;
    // Count up/down
318 EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; //
    Disable phase loading
319 EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = 1; // Dire o
    Phase 1 Positivo - 0 Negativo
320 EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = TB_CTR_ZERO; //
    EPWMxSYNCSI / SWFSYNC
321 EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1; // Clock
    ratio to SYSCLKOUT: dividido por 1
322 EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1; // Clock
    ratio to SYSCLKOUT: dividido por 1
323
324
325 EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW; //
    Load registers every ZERO
326 EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
327 EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
328 EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;
329
330
331 // Set actions
332 EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
333 EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
334 EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_SET;
335 EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_CLEAR;
336
337 // Active Low PWMs - Setup Deadband
338 EPwm1Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
339 EPwm1Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
```



```

340     EPwm1Regs.DBCTL.bit.IN_MODE   = DBA_ALL;
341     EPwm1Regs.DBCTL.bit.OUTSWAP  = 0x3;
342     EPwm1Regs.DBRED.bit.DBRED    = 20;
343     EPwm1Regs.DBFED.bit.DBFED    = 20;
344
345
346 // ePWM 2
-----
347 //
-----

348
349     EPwm2Regs.TBPRD = 4000;           //
        Set timer period 6kHz
350     EPwm2Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0;   //
        Phase is 0
351     EPwm2Regs.TBCTR = 0x0000;       //
        Clear counter
352
353 // Setup TBCLK
354     EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE    = TB_COUNT_UPDOWN;
        // Count up/down
355     EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN      = TB_DISABLE; //
        Disable phase loading
356     EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSDIR    = 1; // Dire  o
        Phase 1 Positivo - 0 Negativo
357     EPwm2Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL  = TB_CTR_ZERO; //
        EPWMxSYNCl / SWFSYNCl
358     EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1; // Clock
        ratio to SYSCLKOUT: dividido por 1

```

```
359     EPwm2Regs.TBCTL.bit.CLKDIV      = TB_DIV1; // Clock
        ratio to SYSCLKOUT: dividido por 1
360
361     EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW; //
        Load registers every ZERO
362     EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
363     EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
364     EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;
365
366     // Set actions
367     EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
368     EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
369     EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_SET;
370     EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_CLEAR;
371
372     // Active Low PWMs - Setup Deadband
373     EPwm2Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
374     EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
375     EPwm2Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
376     EPwm2Regs.DBCTL.bit.OUTSWAP = 0x3;
377     EPwm2Regs.DBRED.bit.DBRED = 20;
378     EPwm2Regs.DBFED.bit.DBFED = 20;
379
380     // ePWM 3
        -----
381     //
        -----
382
383
```

```
384 EPwm3Regs.TBPRD = 4000; //
    Set timer period 6kHz
385 EPwm3Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0; //
    Phase is 0
386 EPwm3Regs.TBCTR = 0x0000; //
    Clear counter
387
388 // Setup TBCLK
389 EPwm3Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN;
    // Count up/down
390 EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; //
    Disable phase loading
391 EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = 1; // Dire o
    Phase 1 Positivo - 0 Negativo
392 EPwm3Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = TB_CTR_ZERO; //
    EPWMxSYNCI / SWFSYNC
393 EPwm3Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1; // Clock
    ratio to SYSCLKOUT: dividido por 1
394 EPwm3Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1; // Clock
    ratio to SYSCLKOUT: dividido por 1
395
396
397 EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW; //
    Load registers every ZERO
398 EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
399 EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
400 EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;
401
402 // Set actions
403 EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
404 EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
405 EPwm3Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_SET;
```

```

406     EPwm3Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_CLEAR;
407
408     // Active Low PWMs - Setup Deadband
409     EPwm3Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
410     EPwm3Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
411     EPwm3Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
412     EPwm3Regs.DBCTL.bit.OUTSWAP = 0x3;
413     EPwm3Regs.DBRED.bit.DBRED = 20;
414     EPwm3Regs.DBFED.bit.DBFED = 20;
415 }
416 // LIGA PWMS
-----
417 void LigaEPWMs()
418 {
419     EALLOW;
420     GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO0 = 0; // Enable
         Pullup // PWM1A
421     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO0 = 1; // GPIO0 =
         PWM
422     GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO0 = 1; // GPIO0 =
         output
423     GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO1 = 0; // Enable
         Pullup // PWM1B
424     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO1 = 1; // GPIO1 =
         PWM
425     GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO1 = 1; // GPIO1 =
         output
426
427     GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO2 = 0; // Enable
         Pullup // PWM2A

```

```
428     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO2    = 1;      // GPIO2 =
        PWM
429     GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO2    = 1;      // GPIO2 =
        output
430     GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO3    = 0;      // Enable
        Pullup // PWM2B
431     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO3    = 1;      // GPIO3 =
        PWM
432     GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO3    = 1;      // GPIO3 =
        output
433
434     GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO4    = 0;      // Enable
        Pullup // PWM3A
435     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO4    = 1;      // GPIO4 =
        PWM
436     GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO4    = 1;      // GPIO4 =
        output
437     GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO5    = 0;      // Enable
        Pullup // PWM3B
438     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO5    = 1;      // GPIO5 =
        PWM
439     GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO5    = 1;      // GPIO5 =
        output
440
441
442     EDIS;
443 }
444
445 //CONFIGURACAO DO TIMER 1.
446
447 void SetupTimers(void)
448 {
```

```
449     //
450 // Step 4. Initialize the Device Peripheral. This
      function can be
451 //         found in F2837xD_CpuTimers.c
452 //
453     InitCpuTimers(); // For this example, only
      initialize the Cpu Timers
454
455 //
456 // Configure CPU-Timer 0, 1, and 2 to interrupt every
      second:
457 // 200MHz CPU Freq, 1 second Period (in uSeconds)
458 //
459     //ConfigCpuTimer(&CpuTimer0, 200, 1000000);
460     ConfigCpuTimer(&CpuTimer1, 200, 80);
461     //ConfigCpuTimer(&CpuTimer2, 200, 1000000);
462
463 //
464 // To ensure precise timing, use write-only
      instructions to write to the
465 // entire register. Therefore, if any of the
      configuration bits are changed in
466 // ConfigCpuTimer and InitCpuTimers (in
      F2837xD_cputimervars.h), the below
467 // settings must also be updated.
468 //
469     //CpuTimer0Regs.TCR.all = 0x4000;
470     CpuTimer1Regs.TCR.all = 0x4000;
471     //CpuTimer2Regs.TCR.all = 0x4000;
472
473 //
474 }
```

```
475
476 //CONFIGURACAO DO ADC.
477
478 void SetupADC(void)
479 {
480     EALLOW;
481
482     //write configurations
483     AdcaRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE = 7; //set ADCCLK
         divider to /4.5
484     AdcbRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE = 7; //set ADCCLK
         divider to /4.5
485     AdccRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE = 7; //set ADCCLK
         divider to /4.5
486     AdcdRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE = 7; //set ADCCLK
         divider to /4.5
487
488     AdcaRegs.ADCCTL2.bit.RESOLUTION = 0;
489     AdcaRegs.ADCCTL2.bit.SIGNALMODE = 0;
490     AdcaRegs.ADCOFFTRIM.bit.OFFTRIM = 0;
491
492     AdcbRegs.ADCCTL2.bit.RESOLUTION = 0;
493     AdcbRegs.ADCCTL2.bit.SIGNALMODE = 0;
494     AdcbRegs.ADCOFFTRIM.bit.OFFTRIM = 0;
495
496     AdccRegs.ADCCTL2.bit.RESOLUTION = 0;
497     AdccRegs.ADCCTL2.bit.SIGNALMODE = 0;
498     AdccRegs.ADCOFFTRIM.bit.OFFTRIM = 0;
499
500     AdcdRegs.ADCCTL2.bit.RESOLUTION = 0;
501     AdcdRegs.ADCCTL2.bit.SIGNALMODE = 0;
502     AdcdRegs.ADCOFFTRIM.bit.OFFTRIM = 0;
```

```
503
504 //Set pulse positions to late
505 AdcaRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1;
506 AdcbRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1;
507 AdccRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1;
508 AdcdRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1;
509
510 //power up the ADCs
511 AdcaRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1;
512 AdcbRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1;
513 AdccRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1;
514 AdcdRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1;
515
516
517 EDIS;
518
519 DELAY_US(2000);
520
521 EALLOW;
522
523 //Configura o ADC-A
524 AdcaRegs.ADCSOCCTL.bit.CHSEL = 3; //SOC0 will
    convert pin A3
525 AdcaRegs.ADCSOCCTL.bit.ACQPS = 28;
526 AdcaRegs.ADCSOCCTL.bit.TRIGSEL = 2; //trigger on
    Timer1 SOCA/C
527
528 AdcaRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1SEL = 0; //end of SOC0
    will set INT1 flag
529 AdcaRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1E = 1; //enable INT1
    flag
```



```
530     AdcaRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1; //make sure
        INT1 flag is cleared
531
532
533 // //Configura o ADC-B
534     AdcbRegs.ADCSOC1CTL.bit.CHSEL = 3; //SOC1 will
        convert pin B3
535     AdcbRegs.ADCSOC1CTL.bit.ACQPS = 28;
536     AdcbRegs.ADCSOC1CTL.bit.TRIGSEL = 2; //trigger on
        TIMER1 SOCA/C
537
538
539
540 // //Configura o ADC-C
541     AdccRegs.ADCSOC2CTL.bit.CHSEL = 3; //SOC2 will
        convert pin C3
542     AdccRegs.ADCSOC2CTL.bit.ACQPS = 28;
543     AdccRegs.ADCSOC2CTL.bit.TRIGSEL = 2; //trigger on
        Timer1 SOCA
544
545 //// //Configura o ADC-D
546     AdcdRegs.ADCSOC3CTL.bit.CHSEL = 14; //SOC3 will
        convert pin 14
547     AdcdRegs.ADCSOC3CTL.bit.ACQPS = 28;
548     AdcdRegs.ADCSOC3CTL.bit.TRIGSEL = 2; //trigger on
        Timer1 SOCA
549
550     EDIS;
551 }
552
553 //CONFIGURACAO DO DAC.
554
```

```
555 void ConfigureDAC()
556 {
557     EALLOW;
558
559     //DAC-B
560
561     DacbRegs.DACCTL.bit.DACREFSEL = 1;           // Use
562     ADC references
563     DacbRegs.DACCTL.bit.LOADMODE = 0;           // Load
564     on next SYSCLK
565     DacbRegs.DACVALS.all = 0x0800;             // Set
566     mid-range
567     DacbRegs.DACOUTEN.bit.DACOUTEN = 1;         //
568     Enable DAC
569
570     //DAC -A
571
572     DacaRegs.DACCTL.bit.DACREFSEL = 1;           // Use
573     ADC references
574     DacaRegs.DACCTL.bit.LOADMODE = 0;           // Load
575     on next SYSCLK
576     DacaRegs.DACVALS.all = 0x0800;             // Set
577     mid-range
578     DacaRegs.DACOUTEN.bit.DACOUTEN = 1;         //
579     Enable DAC
580
581     EDIS;
582 }
583
584 __interrupt void adca1_isr(void)
585 {
```

```
579 //CONDICAO INICIAL PARA O CALCULO DOS ZEROS DOS SENSORES
.
580 if (cont_zero<=5)
581 {
582     zero_sensores();
583 }
584
585 //CALCULO DOS ZEROS DOS SENSORES.
586 if (cont_zero==5)
587 {
588     Ia_med0 = (I_ZERO_A[0] + I_ZERO_A[1] + I_ZERO_A[2] +
589               I_ZERO_A[3] + I_ZERO_A[4])/5;
590     Ib_med0 = (I_ZERO_B[0] + I_ZERO_B[1] + I_ZERO_B[2] +
591               I_ZERO_B[3] + I_ZERO_B[4])/5;
592     Ic_med0 = (I_ZERO_C[0] + I_ZERO_C[1] + I_ZERO_C[2] +
593               I_ZERO_C[3] + I_ZERO_C[4])/5;
594     cont_zero = cont_zero+1;
595 }
596
597 theta_atual_ma = ((0.000160
598 *2*3.1415926535897932384626433832795*20) +
599 theta_ant_ma; // Integrador discreto.
600 theta_ant_ma = theta_atual_ma;
601
602 if(theta_atual_ma > 6.2831853)
603 {
604     theta_atual_ma = theta_atual_ma -6.2831853;
605     theta_ant_ma = theta_atual_ma;// Controle para
606     manter Theta
607 }
608 if(theta_atual_ma < 0)
609 {
```

```
604         theta_atual_ma = theta_atual_ma +6.2831853;
605         theta_ant_ma = theta_atual_ma;// Controle para
           manter Theta
606     }
607
608     //LEITURA EQEP -POSICAO.
609
610     Posicao_ADC = (int)(EQep1Regs.QPOSCNT);
611
612     //POSICAO ANGULAR.
613
614     Rotor_Posicao = (float)(Posicao_ADC
           *2*3.1415926535897932384626433832795)/(2048);
615
616
617     delta_posicao = Rotor_Posicao - Rotor_Posicao_Ant;
618
619
620     //ROTOR PARADO ??
621
622     if(delta_posicao ==0||Velo == 0)
623     {
624         Velo_aux = Velo;
625     }
626
627     //VELOCIDADE NEGATIVA??
628
629     if (delta_posicao <0 || Velo<0)
630     {
631         delta_posicao = delta_posicao_1;
632     }
633
```

```
634 //VELOCIDADE POSITIVA.
635
636 if (delta_posicao>0 || Velo>0)
637 {
638
639 //DERIVADA DISCRETA DA POSICAO = VELOCIDADE.
640
641 w = (float)((delta_posicao)/(0.000160));
642
643
644 Velo = (float)(w
645          *(60/(2*3.1415926535897932384626433832795)));
646
647 // Filtro passa baixa para f32f
648
649 Velo_avg = Velo_avg + 0.000160*(Velo - Velo_avg);
650
651 w_avg = (Velo_avg
652          *2*3.1415926535897932384626433832795)/(60);
653
654 //Velocidade medida em valores digitais.
655
656 Velo_ADC = (int)(2.048*Velo_avg);
657
658 Rotor_Posicao_Ant = Rotor_Posicao;
659
660 Velo_ant1 = Velo_avg;
661
662 // SAIDA DOS DACs
663
```

```
664     DacbRegs.DACVALS.all = flux_a_DA;
665     DacaRegs.DACVALS.all = flux_b_DA;
666
667 // IN CIO DA MALHA DE CONTROLE.
668 if (cont_zero>5)
669 {
670     if (pin12==1)
671     {
672
673         //LEITURA DO CONVERSOR AD.
674
675         Ic_med = AdcdResultRegs.ADCRESULT3;
676         Ib_med = AdcbResultRegs.ADCRESULT1;
677         Ia_med = AdccResultRegs.ADCRESULT2;
678
679         //CORRECAO DOS VALORES;
680
681         Ic_off = Ic_med - Ic_med0;//Offset
682         Ib_off = Ib_med - Ib_med0;//Offset
683         Ia_off = Ia_med - Ia_med0;//Offset
684
685         //VALORES REAIS - TENS 0;
686
687         Ic_g = (float)(Ic_off*0.0008056640625); //ganho do ad
           3.3/4096
688         Ib_g = (float)(Ib_off*0.0008056640625); //ganho do ad
           3.3/4095
689         Ia_g = (float)(Ia_off*0.0008056640625); //ganho do ad
           3.3/4096
690
691 //VALORES REAIS - CORRENTE
692
```

```
693 I_c = (float)(Ic_g*1.33);
694 I_b = (float)(Ib_g*1.33);
695 I_a = (float)(Ia_g*1.33);
696
697
698 // TRANSFORMADA abc - alpha_beta
699
700 Ialp = 0.6666666666666667*(I_a-0.5*I_b-0.5*I_c);
701 Ibet =0.6666666666666667*raiz32*(I_b-I_c);
702
703 Valp = 0.6666666666666667*(V_a-0.5*V_b-0.5*V_c);
704 Vbet = 0.6666666666666667*raiz32*(V_b-V_c);
705
706 // ESTIMACAO DO FLUXO DO ROTOR
707
708 // modelo do estator
709 U_alp_int = (160e-6)*Valp + U_alp_int_k1;
710 i_alp_int = (160e-6)*Ialp*Rs + i_alp_int_k1;
711
712 U_bet_int = (160e-6)*Vbet + U_bet_int_k1;
713 i_bet_int = (160e-6)*Ibet*Rs + i_bet_int_k1;
714
715 delta_V_a = (1/Kr)*(U_alp_int - i_alp_int+u_a);
716 flux_a = delta_V_a - (sig*(Ls+Lm)/Kr)*Ialp;
717 ref_a = Lm*Ialp;
718
719 delta_V_b = (1/Kr)*(U_bet_int - i_bet_int+u_b);
720 flux_b = delta_V_b - (sig*(Ls+Lm)/Kr)*Ibet;
721 ref_b = Lm*Ibet;
722
723 // modelo do rotor
```

```
724 flux_a_cf = 149.7977312077128*flux_a+ 1.9940435300641*
      flux_a_k1 - 147.8036876776487*flux_a_k2 -
      1.994039088505832*flux_a_cf_k1 - 0.994047971622293*
      flux_a_cf_k2;
725 flux_b_cf = 149.7977312077128*flux_b+ 1.9940435300641*
      flux_b_k1 - 147.8036876776487*flux_b_k2 -
      1.994039088505832*flux_b_cf_k1 - 0.994047971622293*
      flux_b_cf_k2;

726
727 y_a = flux_a_cf + w*tr*flux_b;
728 y_b = flux_b_cf - w*tr*flux_a;
729
730 // controle
731 e_a = ref_a - y_a;
732 e_a_int = (80e-6)*(e_a + e_a_k1) + e_a_int_k1;
733 u_a = 37.094784000000004*(e_a_int + e_a_int_k1) + u_a_k1;
734
735 e_b = ref_b - y_b;
736 e_b_int = (80e-6)*(e_b + e_b_k1) + e_b_int_k1;
737 u_b = 37.094784000000004*(e_b_int + e_b_int_k1) + u_b_k1;
738
739 theta_r = atan2(flux_b,flux_a);
740 flux_r = sqrt((flux_a*flux_a)+(flux_b*flux_b));
741
742 //Fluxo em valores digitais
743 flux_r_DA = (int)(1365*flux_r); // max = 3.0
744
745 // atualiza o de variaveis
746 U_alp_int_k1 = U_alp_int;
747 U_bet_int_k1 = U_bet_int;
748 i_alp_int_k1 = i_alp_int;
749 i_bet_int_k1 = i_bet_int;
```



```
750
751 flux_a_k2 = flux_a_k1;
752 flux_a_k1 = flux_a;
753 flux_b_k2 = flux_b_k1;
754 flux_b_k1 = flux_b;
755
756 flux_a_cf_k2 = flux_a_cf_k1;
757 flux_a_cf_k1 = flux_a_cf;
758 flux_b_cf_k2 = flux_b_cf_k1;
759 flux_b_cf_k1 = flux_b_cf;
760
761 e_a_int_k1 = e_a_int;
762 e_a_k1 = e_a;
763 e_b_int_k1 = e_b_int;
764 e_b_k1 = e_b;
765
766 u_a_k1 = u_a;
767 u_b_k1 = u_b;
768
769 // 2 - park.
770
771 theta_atual = theta_r;
772 theta_ant = theta_atual;
773
774 if(theta_atual > 6.2831853)
775     {
776         theta_atual = theta_atual -6.2831853;
777         theta_ant = theta_atual;// Controle para manter
778             Theta
779     }
780     if(theta_atual < 0)
781     {
```

```
781     theta_atual = theta_atual +6.2831853;
782     theta_ant = theta_atual;// Controle para manter
       Theta
783 }
784
785
786 // APLICA O DAS TRANSFORMADAS DE EIXO DE CLARKE E PARK
       .
787
788 // 2 - park.
789 theta_rad = theta_atual;
790
791 if(theta_rad > 6.2831853)
792     {
793         theta_rad = theta_rad - 6.2831853;
794     }
795 if(theta_rad < -6.2831853)
796     {
797         theta_rad = theta_rad + 6.2831853;
798     }
799
800 A1=I_a*__cos(theta_rad);
801 B1 = I_b*__cos(theta_rad -
       ((2*3.1415926535897932384626433832795)/3));
802 C1 =I_c*__cos(theta_rad
       -((4*3.1415926535897932384626433832795)/3));
803 A2=-I_a*__sin(theta_rad);
804 B2 =- I_b*__sin(theta_rad -
       ((2*3.1415926535897932384626433832795)/3));
805 C2 =-I_c*__sin(theta_rad
       -((4*3.1415926535897932384626433832795)/3));
806
```

```
807 I_d = 0.81649658092772603273242802490196*(A1 + B1 + C1);
808 I_q = 0.81649658092772603273242802490196*(A2 + B2 + C2);
809
810 I_atual_d = I_d;
811 I_atual_q = I_q;
812
813 //Correntes d e q em valores digitais.
814
815 I_d_AD = (int)(1024*I_d) + 2048;
816 I_q_AD = (int)(1024*I_q) + 2048;
817
818 flux_a_DA = (int)(1024*flux_a) + 2048;
819 flux_b_DA = (int)(1024*flux_b) + 2048;
820
821 // MALHA DE VELOCIDADE
822     erro_Velo = ref_Velo - Velo_avg;
823
824     ref_kq =0.00135055986218777*erro_Velo
825           -0.0013504496124031*erro_Velo_ant1 + ref_kq_ant;
826
827     ref_kq_ant= ref_kq;
828     erro_Velo_ant1 = erro_Velo;
829
830 // MALHA DE FLUXO
831     ref_flux = 0.4;
832     e_flux = ref_flux - flux_r;
833     ref_kd =0.02166802248*0.07*e_flux
834           -0.01168997752*0.07*e_flux_ant + ref_kd_ant;
835
836     e_flux_ant = e_flux;
837     ref_kd_ant = ref_kd;
```

```
837 //REFER NCIAS EIXO D E Q:
838
839 ref_kd_AD = (int)(1024*ref_kd) + 2048;
840 ref_kq_AD = (int)(1024*ref_kq) + 2048;
841
842 //CALCULO DOS ERROS
843
844 erro_cd = ref_kd - I_d;
845 erro_cq = ref_kq - I_q;
846
847
848 //CONTROLE DE CORRENTE
849
850 //Controladores eixo d e q.
851
852 v_atual_d =103*1.2*erro_cd -100.4*1.2* erro_cd_ant1 +
      v_d_ant ;
853
854 v_atual_q =103*1.2*erro_cq -100.4*1.2* erro_cq_ant1 +
      v_q_ant ;
855
856
857 //Atualiza o das vari veis.
858
859 erro_cd_ant1 = erro_cd;
860
861 erro_cq_ant1 = erro_cq;
862
863 I_q_ant = I_atual_q;
864
865 v_d_ant = v_atual_d;
866
```

```
867 v_q_ant = v_atual_q;
868
869 // APLICA O DAS TRANSFORMADAS INVERSAS DE CLARKE E PARK:
870
871 A3 = v_atual_d*__cos(theta_rad);
872 B3 = - v_atual_q*__sin(theta_rad);
873 A4 = v_atual_d*__cos(theta_rad -
      ((2*3.1415926535897932384626433832795)/3));
874 B4 =- v_atual_q*__sin(theta_rad -
      ((2*3.1415926535897932384626433832795)/3));
875 A5 = v_atual_d*__cos(theta_rad -
      ((4*3.1415926535897932384626433832795)/3));
876 B5 =- v_atual_q*__sin(theta_rad -
      ((4*3.1415926535897932384626433832795)/3));
877 Va = 0.81649658092772603273242802490196*(A3 + B3);
878 Vb = 0.81649658092772603273242802490196*(A4 + B4);
879 Vc = 0.81649658092772603273242802490196*(A5 + B5);
880
881 V_a = Va;
882 V_b = Vb;
883 V_c = Vc;
884 //GANHO DE MODULA O :
885
886 Va = Va*8;
887 Vb = Vb*8;
888 Vc = Vc*8;
889
890 //OFFSET:
891
892 Va = Va + 2000;
893 Vb = Vb + 2000;
894 Vc = Vc + 2000;
```

```
895
896 //Saturador.
897
898 if (Va>=3950 )
899     {
900         Va =3950;
901         V_a = 246.875;
902     }
903
904     if (Va<=50 )
905     {
906         Va = 50;
907         V_a = -246.875;
908     }
909
910     if (Vb>=3950)
911     {
912         Vb = 3950;
913         V_b = 246.875;
914     }
915
916     if (Vb<=50 )
917     {
918         Vb = 50;
919         V_b = -246.875;
920     }
921
922     if (Vc>=3950)
923     {
924         Vc = 3950;
925         V_c = 246.875;
926     }
```

```
927
928  if (Vc<=50 )
929  {
930      Vc = 50;
931  V_c = -246.875;
932  }
933
934  //MODULA 0:
935
936      EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = Vc; // adjust duty for output
          EPWM1A
937      EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = Vb; // adjust duty for output
          EPWM2A
938      EPwm3Regs.CMPA.bit.CMPA = Va; // adjust duty for output
          EPWM3A
939  //SEQUENCIA CORRETA DE CIMA PRA BAIXO C,B,A
940  }
941
942  if (pin12==0)
943  {
944
945      // Run Time (Note: Example execution of one run-time
          instant)
946      //
          =====
947      EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = d; // adjust duty for
          output EPWM1A
948      EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = c; // adjust duty for
          output EPWM2A
949      EPwm3Regs.CMPA.bit.CMPA = b; // adjust duty for
          output EPWM3A
```

```
950     }
951
952     saida =1;
953 }
954
955     AdcaRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1; //clear INT1
956     flag
957     PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
958 }
959
960 void zero_sensores()
961 {
962     I_ZERO_C[cont_zero] = AdcdResultRegs.ADCRESULT3 ;
963     I_ZERO_B[cont_zero] = AdcbResultRegs.ADCRESULT1 ;
964     I_ZERO_A[cont_zero] = AdccResultRegs.ADCRESULT2 ;
965     cont_zero = cont_zero + 1;
966 }
967
968 void SetupEQEP1()
969 {
970     EALLOW;
971     EQep1Regs.QUPRD = 2000000;           // Unit Timer for
972                                         // 100Hz at 200 MHz
973                                         // SYSCLKOUT
974     EQep1Regs.QDECCTL.bit.QSRC = 00;    // QEP quadrature
975     count mode
976     EQep1Regs.QEPCTL.bit.FREE_SOFT = 2;
977     EQep1Regs.QEPCTL.bit.PCRM = 01;     // PCRM=01 mode
978     - QPOSCNT reset on maximum position
979     EQep1Regs.QEPCTL.bit.UTE = 1;      // Unit Timeout
980     Enable
```



```
977 EQep1Regs.QEPCTL.bit.QCLM = 1;           // Latch on unit
      time out
978 EQep1Regs.QPOSMAX = 0x7ff;               //0x7ff = 2048
      contagens
979 EQep1Regs.QDECCTL.bit.SWAP = 1;          // troca o
      sentido da contagem
980 EQep1Regs.QEPCTL.bit.QPEN = 1;          // QEP enable
981 EQep1Regs.QCAPCTL.bit.UPPS = 5;         // 1/32 for unit
      position
982 EQep1Regs.QCAPCTL.bit.CCPS = 7;         // 1/128 for CAP
      clock
983 EQep1Regs.QCAPCTL.bit.CEN = 1;          // QEP Capture
      Enable
984 EDIS;
985 }
```

APÊNDICE B – TRANSFORMAÇÕES DE COORDENADAS

Neste anexo, serão apresentadas as transformações de coordenadas utilizadas na modelagem da máquina e no controle.

As definições utilizadas foram baseadas em Krause *et al.* (2002). A transformada de Park é definida, tal qual Equação (B.1).

$$f_{qd0s} = K_s f_{abc}, \quad (\text{B.1})$$

em que f_{qd0s} representa o vetor de sinais da Equação (B.2) no eixo $qd0$ e f_{abc} representa o vetor de sinais da Equação (B.3) no eixo abc .

$$(f_{dq0s})^T = \begin{bmatrix} f_{qs} & f_{ds} & f_{0s} \end{bmatrix} \quad (\text{B.2})$$

$$(f_{abc})^T = \begin{bmatrix} f_a & f_b & f_c \end{bmatrix} \quad (\text{B.3})$$

A matriz de transformação de Park K_s é dada pela Equação (B.4).

$$K_s = \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \text{sen} \theta & \text{sen} \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \text{sen} \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{B.4})$$

Para a transformada inversa de Park, a matriz inversa é dada pela Equação (B.5).

$$(K_s)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \text{sen} \theta & 1 \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \text{sen} \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \text{sen} \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{B.5})$$

A transformada de Clarke é definida, tal qual Equação (B.6).

$$f_{\alpha\beta 0} = K_{\alpha\beta} f_{abc}, \quad (\text{B.6})$$

em que $f_{\alpha\beta 0}$ representa o vetor de sinais da Equação (B.7) no eixo $\alpha\beta 0$.

$$(f_{\alpha\beta 0})^T = \begin{bmatrix} f_\alpha & f_\beta & f_0 \end{bmatrix} \quad (\text{B.7})$$

A matriz de transformação de Clarke $K_{\alpha\beta}$ é dada pela Equação (B.8).

$$K_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \quad (\text{B.8})$$

Para a transformada inversa de Clarke, a matriz inversa é dada pela Equação (B.9).

$$(K_{\alpha\beta})^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{B.9})$$