



UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO NORTE
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E
DE COMPUTAÇÃO



Contribuições para a Estratégia de Controle Aplicadas ao Regulador Eletromagnético de Frequência (REF)

Evandro Ailson de Freitas Nunes

Orientador: Prof. Dr. Andres Ortiz Salazar

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN (área de concentração: Automação e Sistemas) como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Ciências.

Natal, RN, 23 de abril de 2021

Universidade Federal do Rio Grande do Norte - UFRN
Sistema de Bibliotecas - SISBI
Catalogação de Publicação na Fonte. UFRN - Biblioteca Central Zila Mamede

Nunes, Evandro Ailson de Freitas.

Contribuições para a Estratégia de Controle Aplicadas ao Regulador Eletromagnético de Frequência (REF) / Evandro Ailson de Freitas Nunes. - 2021.

109 f.: il.

Tese (Doutorado) - Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação (PPGEEC), Natal, 2021.

Orientador: Dr. Andres Ortiz Salazar.

1. Multiplicação de Velocidade - Tese. 2. Regulador Eletromagnético de Frequência - Tese. 3. Sistemas Eólicos - Tese. 4. Controlador Fuzzy-PI - Tese. I. Salazar, Andres Ortiz. II. Título.

RN/UF/BCZM

CDU 621.3

Contribuições para a Estratégia de Controle Aplicadas ao Regulador Eletromagnético de Frequência (REF)

Evandro Ailson de Freitas Nunes

Tese de Doutorado

Prof. Dr. Andres Ortiz Salazar (Orientador) UFRN

Prof. Dr. Ricardo Ferreira Pinheiro UFRN

Prof. Dr. Paulo Vitor Silva IFRN

Prof. Dr. Fabio Meneghetti Ugulino De Araujo UFRN

Prof. Dr. Darlan Alexandria Fernandes UFPB

*Aos meus pais Irani Alexandre de
Freitas e Erinaldo Nunes do
Nascimento, aos meus irmãos e
sobrinhos pelo apoio durante essa
jornada.*

Agradecimentos

A Deus, por tudo.

Ao meu orientador, professor Andres Ortiz Salar por ter oferecido a oportunidade de trabalhar com os principais sistemas de geração de energias renováveis e compartilhar sua experiência comigo.

À minha família, em especial à minha mãe, que me ofereceu todo o apoio necessário durante essa jornada.

Aos amigos Werbet Luiz Almeida da Silva e Guilherme Afonso Pillon de Carvalho Alves Pessoa pela valiosa cooperação e pelas críticas e sugestões durante minha estadia no LAMP.

A CAPES, pelo apoio financeiro durante parte da execução do trabalho.

Resumo

A multiplicação de velocidade é uma das etapas mais importantes nos sistemas de geração de energia eólica e, tradicionalmente, é realizada por meio de caixas de engrenagens mecânicas. Contudo, devido à sua reduzida vida útil, elevado índice de falhas e por ser considerada uma fonte intermitente de ruídos, a busca por novos meios de multiplicação de velocidade para a substituição das caixas de engrenagens se tornou uma área de pesquisa importante para o aumento da eficiência de sistemas eólicos. O Regulador Eletromagnético de Frequência (REF) é um exemplo de aplicação alternativa que possibilita um elevado ganho de velocidade ao passo que faz uso das principais vantagens de uma máquina de indução com rotor do tipo gaiola de esquilo. O atual sistema de controle do REF consiste na estratégia PID convencional, que possui diversas limitações amplamente discutidas na literatura. A referida estratégia também limita a atuação do REF em diferentes pontos de operação. Com isso, nesse trabalho é proposto um modelo elementar do REF para que ilustre seu funcionamento e serão adotadas estratégias de controle baseadas em inteligência artificial (IA) de lógica *fuzzy* para a regulação de velocidade de um protótipo do REF, objetivando eliminar a dependência do sistema de controle em relação ao conhecimento dos parâmetros físicos do protótipo. O protótipo do REF utilizado possui 2,2 kW de potência nominal com frequência nominal de 60 Hz e 2 polos. Resultados experimentais serão apresentados para a validação da eficiência da estratégia de controle proposta.

Palavras-chave: Controle de Velocidade, Controlador *Fuzzy*, Regulador Eletromagnético de Frequência, Energia Eólica, Multiplicação de Velocidade.

Abstract

Speed multiplication is one of the most important stages in wind power generation systems and it is traditionally performed by means of mechanical gearboxes. However, due to its reduced service life, high failure ratio and because it is considered an intermittent noise source, the search for new speed multiplication devices for gearboxes replacement has become an important research topic to increase the efficiency of wind power systems. Electromagnetic Frequency Regulator (EFR) is an example of an alternative application that allows a high speed gain while making use of the main advantages of a squirrel cage rotor induction machine. The current control system of the EFR consists of the conventional PID strategy, which has several limitations widely discussed in the literature. This strategy also limits EFR performance at different points of operation. In this work, an elementary model is proposed and a control strategy based on artificial intelligence (AI) of fuzzy logic will be adopted for EFR speed regulation, with the aim of eliminate the dependence of the control system in relation to the physical parameters of the prototype. Experimental results will be presented for efficiency validation of the proposed control strategy.

Keywords: Speed Control, Fuzzy Controller, Electromagnetic Frequency Regulator, Wind Power System, Speed Multiplication.

Sumário

Sumário	i
Lista de Figuras	iii
Lista de Tabelas	v
Lista de Símbolos	viii
Lista de Abreviaturas e Siglas	x
1 Introdução	1
1.1 Motivação	6
1.2 Objetivos	7
1.3 Metodologia	7
1.4 Organização do Trabalho	8
2 Estado da Arte	9
2.1 Controle Tradicional de Motores de Indução	9
2.2 Controladores <i>Fuzzy</i>	11
2.3 Regulação de Velocidade do REF	12
2.4 Síntese do Capítulo	14
3 Descrição do Sistema	15
3.1 Descrição Geral do Protótipo de Geração	15
3.2 Emulação do Perfil de Vento	17
3.3 Estágio de Adequação de Velocidade	18
3.4 Geração e Consumo de Energia Elétrica do Sistema	20
3.5 Medição, Condicionamento e Supervisão do Sistema	21
3.6 Síntese do Capítulo	24

4	Modelagem Elementar e Simulação do REF	25
4.1	Modelagem Elementar do REF	25
4.2	Simulação do Modelo Elementar	26
4.3	Síntese do Capítulo	30
5	Lógica Fuzzy	31
5.1	Introdução	31
5.2	O Raciocínio <i>Fuzzy</i> e Suas Características	31
5.3	Princípios Básicos da Lógica <i>Fuzzy</i>	33
5.3.1	Funções de Pertinência	33
5.3.2	Fuzzyficador	35
5.3.3	Mecanismo de Inferência	35
5.3.4	Base de Regras e Base de Dados <i>Fuzzy</i>	35
5.3.5	Defuzzificador	36
5.3.6	Controladores <i>Fuzzy</i> Sugeno	36
5.3.7	Controladores <i>Fuzzy</i> -PID	37
5.4	Índices de Desempenho	40
5.5	Síntese do Capítulo	40
6	Estratégia de Controle	41
6.1	Controle Orientado por Fluxo Rotórico	41
6.2	Síntese do Capítulo	45
7	Resultados Experimentais	46
7.1	Descrição dos Cenários de Operação	46
7.2	Tração do Gerador Síncrono em Vazio	47
7.2.1	Regulação de Velocidade em Malha Aberta	47
7.2.2	Regulação de Velocidade por Controle FOC	49
7.2.3	Regulação de Velocidade por Controle <i>Fuzzy</i>	52
7.2.4	Comparação das Estratégias de Controle por Meio dos Indicadores de Desempenho	54
7.3	Tração do Gerador Síncrono sob Carga	54
7.3.1	Regulação de Velocidade por Controle FOC	55
7.3.2	Regulação de Velocidade por Controle <i>Fuzzy</i>	57
7.3.3	Análise Comparativa Baseada em Todos os Setores	59
7.3.4	Síntese do Capítulo	60

8	Conclusões	61
8.1	Conclusões Gerais	61
8.2	Trabalhos Futuros	62
	Referências bibliográficas	63
A	Condicionamento de Sinais de Velocidade Mecânica	68
B	Desempenho Térmico do REF	69
C	Disponibilização do Código Implementado	71

Lista de Figuras

1.1	Evolução da potência instalada de sistemas de geração baseados em fontes renováveis ao redor do mundo.	2
1.2	Quantitativo de trabalhos referentes à palavra-chave <i>wind power system</i> (pesquisa realizada em 03/11/2019).	3
1.3	Perfil da energia gerada por sistemas eólicos no Brasil.	4
1.4	Perfil do crescimento das turbinas eólicas comerciais ao longo dos anos.	5
1.5	Estrutura organizacional desta tese de doutorado.	8
3.1	Esquema do protótipo de geração eólica para alimentação de uma carga trifásica resistiva isolada.	16
3.2	Aspecto Construtivo do REF.	17
3.3	Segmento responsável pela emulação do perfil de vento.	18
3.4	Segmento do protótipo responsável pela multiplicação de velocidade.	19
3.5	Segmento do protótipo responsável pela geração e consumo de energia.	21
3.6	DSP e placas de circuito impresso responsáveis pela medição e condicionamento de sinais.	22
3.7	Posicionamento do encoder rotativo e suporte do transdutor de velocidade.	23
3.8	Interface de avaliação de variáveis em tempo real do sistema supervisorio.	24
4.1	Diagrama de blocos da influência da velocidade do RAS.	27
4.2	Análise de simulação para o modelo elementar do REF com ilustração da a) velocidade do RS, b) da velocidade do RAS, c) das correntes no RS e d) das correntes no RAS.	29
5.1	Representação de valores (a) absolutamente verdadeiros ou falsos e (b) parcialmente verdadeiros e falsos (<i>fuzzy</i>).	32
5.2	Diagrama de blocos da lógica <i>fuzzy</i>	33
5.3	Algumas funções de pertinências tradicionais e suas equações características.	34

6.1	Controle orientado por fluxo rotórico com regulação de velocidade convencional.	42
6.2	Controle orientado por fluxo rotórico com regulação <i>Fuzzy</i> de velocidade.	43
6.3	Funções de pertinência associadas ao sinal de erro de velocidade.	43
6.4	Funções de pertinência associadas ao sinal da derivada do erro de velocidade.	44
6.5	Quadro de regras <i>fuzzy</i> para a regulação de velocidade do REF.	45
7.1	Análise do ganho de velocidades em malha aberta com ilustração do desempenho da a) velocidade do RS, b) das tensões de saída do gerador e da c) velocidade do RAS.	48
7.2	Análise do ganho de velocidades pela regulação convencional com ilustração do desempenho da a) velocidade do RS, b) das tensões de saída do gerador e da c) velocidade do RAS.	51
7.3	Análise do ganho de velocidades pela regulação <i>Fuzzy</i> com ilustração do desempenho da a) velocidade do RS, b) das tensões de saída do gerador e da c) velocidade do RAS.	53
7.4	Análise de fluxo de potência com regulação convencional de velocidade com ilustração dos a) perfis do R_S e R_{AS} , b) tensões e c) correntes consumidas pelo REF, d) tensões e e) correntes consumidas pela carga resistiva, f) potência elétrica dos dispositivos e o g) fator de potência do REF e eficiência global do protótipo.	56
7.5	Análise de fluxo de potência com regulação <i>Fuzzy</i> de velocidade com ilustração dos a) perfis do R_S e R_{AS} , b) tensões e c) correntes consumidas pelo REF, d) tensões, e) correntes consumidas pela carga resistiva, f) potência elétrica dos dispositivos e o g) fator de potência do REF e eficiência global do protótipo.	58
7.6	Comportamento médio do a) fator de potência e b) eficiência médios para todos os setores de avaliação de desempenho.	59
A.1	Condicionamento de sinais de velocidade mecânica.	68
B.1	Fotografias térmicas para duas situações analisadas para o REF.	70
B.2	Perfil térmico do RAS.	70

Lista de Tabelas

2.1	Resumo do estado da arte referente ao acionamento do REF.	14
3.1	Parâmetros Nominais do Motor CC.	18
3.2	Parâmetros Nominais do REF.	20
3.3	Parâmetros Nominais do Gerador Síncrono.	21
4.1	Especificações para a simulação do modelo elementar do REF.	28
5.1	Parâmetros Sugeno de saída.	37
6.1	Parâmetros das Funções de Pertinência e_w e de_w	44
7.1	Especificações técnicas para os cenários de operação.	47
7.2	Parâmetros do regulador de corrente no referencial síncrono $R_{idq}(s)$	49
7.3	Parâmetros do regulador do fluxo rotórico $R_\phi(s)$	50
7.4	Parâmetros do regulador de velocidade $R_w(s)$	50
7.5	Ganhos do controlador <i>Fuzzy</i> após adequação empírica.	52
7.6	Comparativo dos indicadores de desempenho para as estratégias de controle. .	54

Lista de Símbolos

C	Capacitor do barramento CC
$i_{r_{abc}}$	Corrente estatórica trifásica consumida pelo REF
v_{bar}	Tensão do barramento CC
w_{rs}	Velocidade rotórica síncrona
v_g	Tensão de saída do gerador síncrono
i_g	Corrente de saída do gerador síncrono
l_c	Indutância do filtro indutivo
A	Conjunto <i>fuzzy</i>
μ_A	Função de pertinência
σ	Desvio padrão da distribuição gaussiana
K_p	Ganho proporcional
K_i	Ganho integral
K_d	Ganho derivativo
$u(t)$	Sinal de controle aplicado ao sistema
$e(t)$	Sinal de erro
E_i	Variável linguística atribuída à variável $e(t)$
U_i	Variável linguística atribuída à variável $u(t)$
$\frac{du(t)}{dt}$	Derivada do sinal de controle
$\frac{de(t)}{dt}$	Derivada do sinal de erro
$\frac{de^2(t)}{dt}$	Derivada segunda do sinal de erro
dE_i	Derivada do sinal $e(t)$
dU_i	Derivada do sinal $u(t)$
T	Período de avaliação
$r(t)$	Sinal de referência
$y(t)$	Sinal de saída do sistema
ρ	Ângulo rotórico
I_{sd}	Corrente de eixo direto
I_{sq}	Corrente de eixo em quadratura
R_{id}	Regulador de corrente referente ao fluxo rotórico
R_{iq}	Regulador de corrente referente ao conjugado

V_{fabc}^*	Tensões de referência para a modulação PWM
w	Velocidade mecânica
T_{ref}	Conjugado de referência
R_w	Regulador de velocidade
i_{sqref}^*	Corrente de referência para obtenção do conjugado desejado
i_{sdref}^*	Corrente de referência para obtenção do fluxo rotórico desejado
w_{ref}^*	Velocidade mecânica de referência
w_s	Velocidade do campo síncrono
w_{sa}	Velocidade resultante da turbina com o campo síncrono
V_{sd}	Tensão de eixo direto
V_{sq}	Tensão de eixo em quadratura
I_{fabc}	Corrente trifásica consumida pelo REF
$\mu_A(e_w)$	Função de pertinência do erro de velocidade
$\mu_A(de_w)$	Função de pertinência da derivada do erro de velocidade
e_w	Universo de discurso do sinal de erro de velocidade
de_w	Universo de discurso do sinal de da derivada do erro de velocidade
a_1	limite esquerdo da função EN
a_2	limite esquerdo da função EZ
a_3	limite esquerdo da função EP
a_4	limite esquerdo da função DN
a_5	limite esquerdo da função DZ
a_6	limite esquerdo da função DP
b_1	Valor central da base da função EN
b_2	Valor central da base da função EZ
b_3	Valor central da base da função EP
b_4	Valor central da base da função DN
b_5	Valor central da base da função DZ
b_6	Valor central da base da função DP
c_1	limite direito da função EN
c_2	limite direito da função EZ
c_3	limite direito da função EP
c_4	limite direito da função DN
c_5	limite direito da função DZ
c_6	limite direito da função DP

Lista de Abreviaturas e Siglas

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>
BIG	Banco de Informações da Geração
REF	Regulador Eletromagnético de Frequência
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
PID	<i>Proportional Integral Derivative</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
MI	Motor de Indução
FOC	<i>Field-Oriented Control</i>
DTC,	<i>Direct Torque Control</i>
V/F	<i>Voltage-Frequency</i>
PWM	Pulse Width Modulation
DTFC	<i>Direct Torque and Flux Control</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>
DCA	Departamento de Computação e Automação
RS	Rotor Síncrono
RAS	Rotor Assíncrono
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
DAQ	Dispositivo de Aquisição Digital
IAE	<i>Integral of the Absolute Magnitude of the Error</i>
ITAE	<i>Integral of Time multiplied by the Absolute Error</i>
EN	Erro Negativo
EZ	Erro Zero
EP	Erro Positivo
DZ	Derivada Zero
DP	Derivada Positiva
DN	Derivada Negativa
RPM	rotações por Minuto

Capítulo 1

Introdução

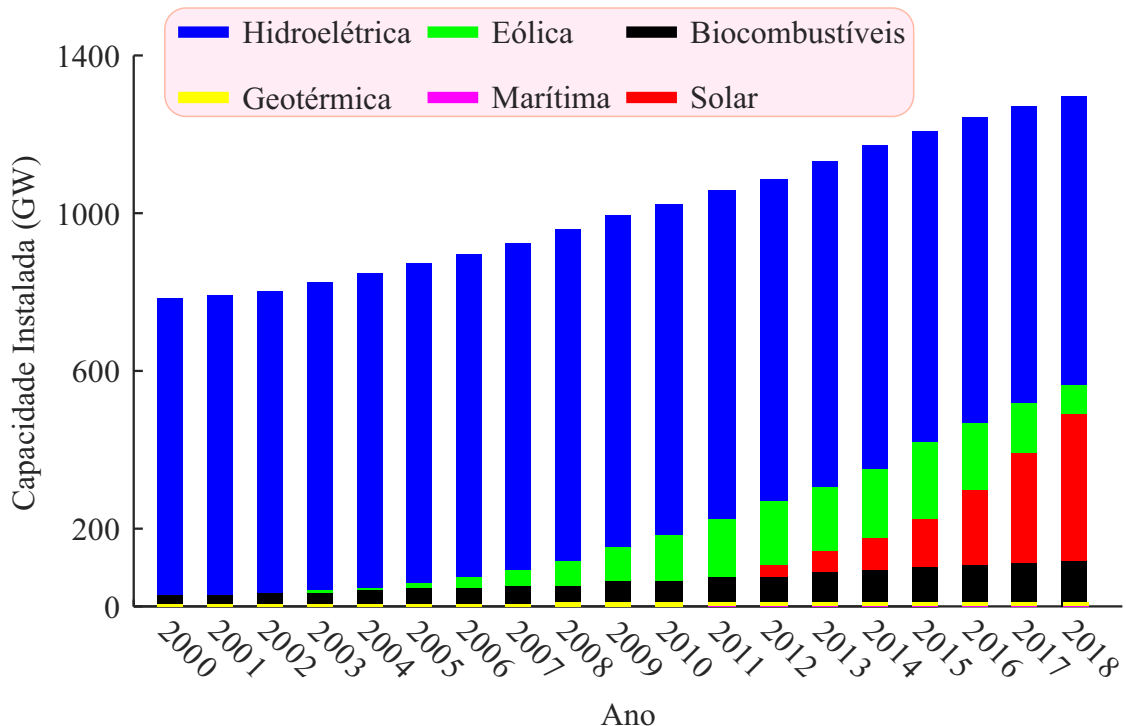
O ser humano utiliza a energia elétrica para inúmeras atividades, pois a mesma pode ser convertida em luz, calor, movimento e informação e, com o crescimento demográfico, cada vez mais pessoas têm acesso à energia elétrica. Isso causa um aumento na demanda energética (WANG, 2010) que, devido a previsão da saturação das fontes tradicionais de energia, se tornou uma realidade preocupante para a sociedade.

A queima de combustíveis fósseis libera gases do efeito estufa que contribuem para o aquecimento global e, por isso, deve ser limitada para evitar mudanças climáticas capazes de alterar a temperatura ambiente do planeta e todas as suas consequências. Com o objetivo de evitar um agravamento deste cenário, a busca por fontes de energia elétrica que utilizam geração renovável como fonte primária ganhou força nos últimos anos em todo o mundo.

O aumento da representatividade das fontes renováveis em relação à tradicional matriz energética mundial pode ser observado na Figura 1.1. A potência instalada de geradores que usam fontes renováveis ao redor do mundo vem experimentando um crescimento sustentável e consolidado nos últimos anos que, desde o início dessa década, atinge uma faixa de 8-9% ao ano (IRENA, 2019). Essa taxa de crescimento é mais que o dobro do crescimento médio das fontes não-renováveis.

Ainda de acordo com a Figura 1.1, no ano de 2018, foi registrado um montante de mais de 2470 GW de potência instalada de caráter renovável em todo o mundo. Essa quantidade é suficiente para suprir a demanda energética de um país do tamanho do Brasil em um ano. Geograficamente, a Ásia demonstrou o aumento mais intenso em geração por fontes renováveis nos últimos anos, respondendo agora por mais de 43% da capacidade instalada global de geração por fonte renovável, seguida pela Europa e América do Norte. Os aumentos na energia eólica e solar são particularmente notáveis, tendo crescido quase três e dez vezes, respectivamente desde 2010 (IRENA, 2019).

Figura 1.1: Evolução da potência instalada de sistemas de geração baseados em fontes renováveis ao redor do mundo.

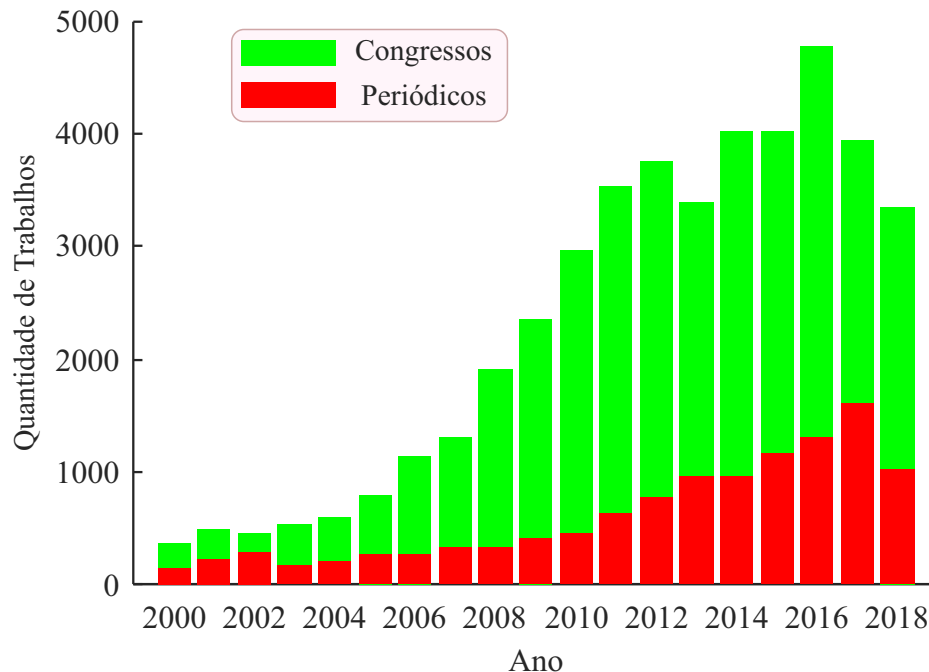


Fonte: Adaptado de IRENA (2019).

Dentre todas as fontes de energia renováveis, a energia eólica vem se tornando a mais atrativa e competitiva quando comparada com as demais fontes convencionais de energia (PAO; JOHNSON, 2011). O cumulativo da potência instalada de energia eólica aumentou exponencialmente de 180,8 GW em 2010 para 563,6 GW até o ano de 2019, conforme ilustrado na Figura 1.1.

Nos últimos anos, a comunidade científica tem intensificado esforços em pesquisas relacionadas aos sistemas eólicos. Essa característica pode ser confirmada por meio de uma busca em uma das maiores plataformas de divulgação de pesquisa em engenharia: *IEEE Xplore* do *Institute of Electrical and Electronic Engineers* (IEEE). Ao utilizar a palavra-chave *wind power system* e filtrar a busca para os últimos 19 anos, é possível observar um perfil crescente de trabalhos realizados no período, conforme Figura 1.2. A indústria de energia eólica também fornece diversas oportunidades diretas e indiretas de emprego e, com isso, passa a ser considerada um significativo estímulo para o desenvolvimento econômico de um país.

Figura 1.2: Quantitativo de trabalhos referentes à palavra-chave *wind power system* (pesquisa realizada em 03/11/2019).



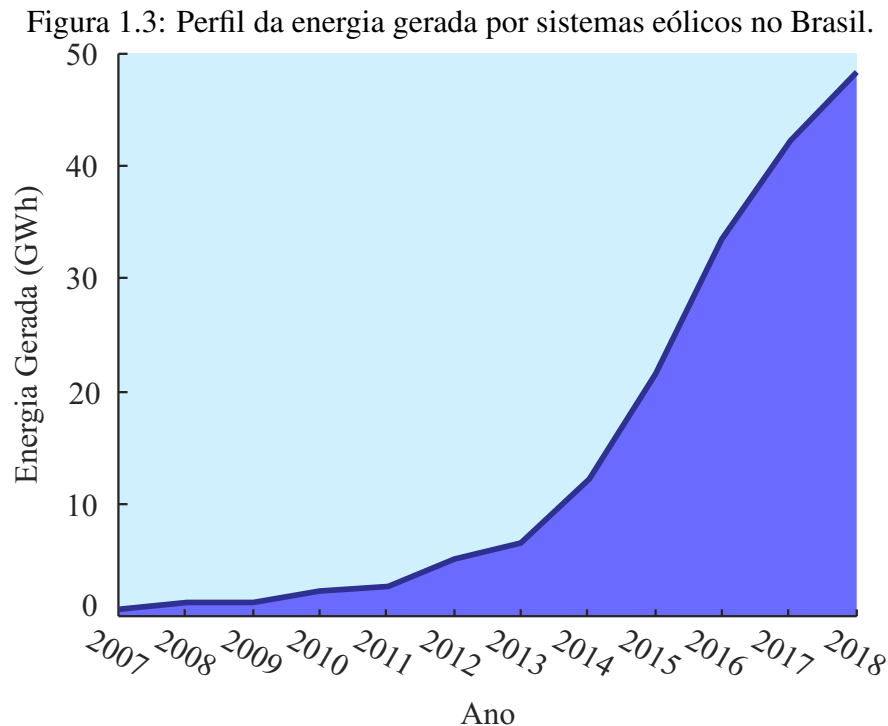
Fonte: Autoria Própria, 2019.

Já no Brasil, a produção de eletricidade a partir da fonte eólica alcançou 48.475 GWh em 2018, caracterizando um aumento de 54,9% em relação ao aumento observado ano anterior, quando a geração eólica atingiu 42.373 GWh, conforme ilustrado na Figura 1.3. Em 2018, a potência instalada de sistemas de geração eólica no país expandiu em 17,1%. Segundo o Banco de Informações da Geração (BIG), da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), o parque eólico nacional cresceu 2.491 MW, alcançando 14.390 MW ao final de 2018 (EPE, 2019).

A energia proveniente dos ventos tem sido aproveitada pela humanidade por milênios para transportar navios através dos oceanos e, mais tarde, para bombear água e moer grãos. A conversão de energia cinética do vento para energia elétrica começou durante o ano de 1887 com uma turbina eólica automatizada equipada com um gerador de corrente contínua com 12 kW de potência nominal.

Em 1980, a tecnologia eólica atingiu um nível de maturidade suficiente para ser transmitida a níveis de consumo com o comissionamento da primeira turbina com 50 kW de potência nominal (THOMAS; LENNART, 2000). Contudo, para gerar eletricidade a partir turbinas eólicas de forma mais eficiente, confiável e de forma competitiva com as usinas de energia à base de combustíveis fósseis, muitas melhorias têm sido implementadas

no projeto de turbinas eólicas, tanto do ponto de vista mecânico quanto elétrico.



Fonte: Autorial Própria, 2019.

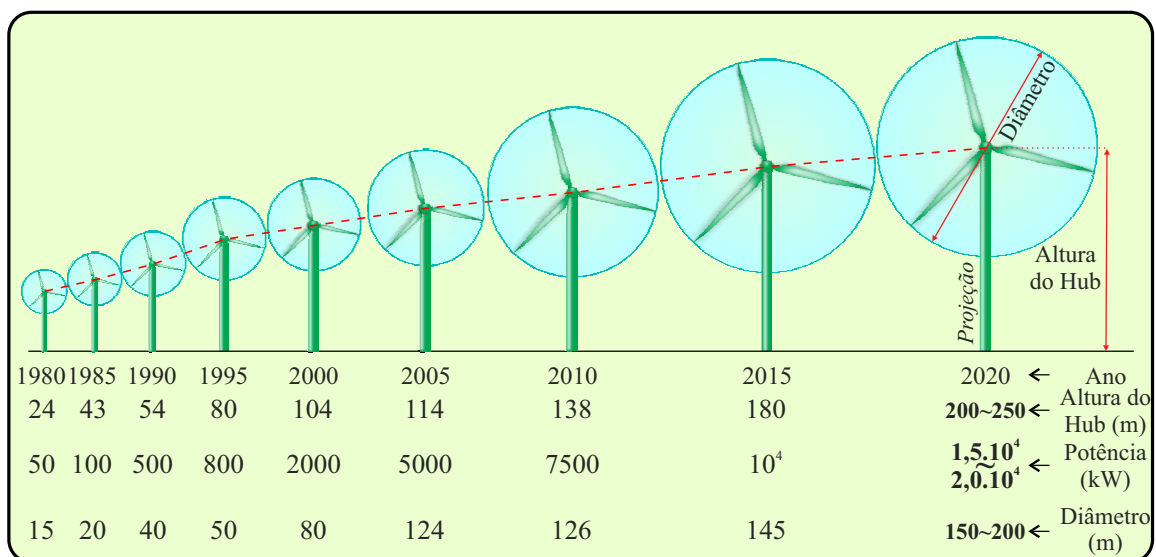
De acordo com as propriedades aerodinâmicas, a potência de saída de uma turbina eólica é proporcional ao quadrado do diâmetro rotórico e ao cubo da velocidade do vento (PAO; JOHNSON, 2011). Grandes turbinas podem capturar maior energia eólica com menores custos de instalação e de manutenção em relação ao grupo de pequenas turbinas. Com base nisso, o tamanho de turbinas eólicas comerciais vem aumentando exponencialmente ao longo dos últimos 30 anos. Geralmente a noção de tamanho da turbina eólica é representado por sua potência nominal.

A potência nominal das turbinas eólicas aumentou de 50 kW em 1980 para 7,5 MW em 2010 (JAMMAL; RONG, 2013) enquanto o diâmetro dos rotores da turbina eólica passaram de 15 m em 1980 para 126 m no ano de 2010. A maior turbina eólica reportada em 2018 possui potência nominal de 10 MW com um diâmetro de 164 m (Vestas V164-10), e já está sendo comercializada, com as primeiras unidades a serem entregues em 2021 (ENERGIA, 2018).

A GE Energy é uma fabricante do ramo eólico que tem planos ambiciosos de desenvolver turbinas de 15 MW com o diâmetro rotórico de 180 m (BOOKMAN, 2005). De acordo com Bookman (2005), a tecnologia *offshore* (localizadas no mar) é outra importante força motriz por trás desse incrível crescimento dimensional das turbinas eólicas.

Por meio de pesquisas de mercado percebe-se que o diâmetro do rotor e as classificações de potência das turbinas eólicas *offshore* são maiores em comparação com turbinas eólicas *onshore* (localizado na terra). Em 2013, a potência nominal média de turbinas *onshore* e *offshore* eram de 1.926 e 3.613 MW, respectivamente. A tendência de mercado, ilustrada na Figura 1.4, também indica que turbinas de 10-20 MW estarão operacionais no futuro próximo com diâmetros rotóricos superiores a 150 m, aproximadamente duas vezes o comprimento de um Boeing 747 (NAVIGANT, 2017).

Figura 1.4: Perfil do crescimento das turbinas eólicas comerciais ao longo dos anos.



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

Um dos estágios mais importantes de um sistema de geração eólico é aquele responsável pela multiplicação de velocidades, que compatibiliza a velocidade angular do eixo de baixa rotação com a do eixo de alta rotação que traciona o gerador elétrico. O elemento principal desse estágio é a caixa de engrenagem (POLINDER et al., 2013).

Inicialmente, as caixas de engrenagens eram construídas com dentes retos que forneciam uma elevada densidade de potência mecânica (HERBERT et al., 2007). Contudo, devido a elevada emissão de ruídos e baixa capacidade de operação em sobrecarga (THRESHER; ROBINSON; VEERS, 2007), novos modelos foram desenvolvidos, dentre os quais podem se destacar as engrenagens com dentes helicoidais (JAMMAL; RONG, 2013) e baseados em sistemas planetários (DANESHI-FAR; CAPOLINO; HE-NAO, 2012), (WANG, 2010), (SUN et al., 2013).

Ainda que algumas dificuldades tenham sido superadas, as atuais caixas de engrenagens ainda apresentam uma constante necessidade de manutenção (MCKENNA; LEYE;

FICHTNER, 2016), (ALHMOUD; WANG, 2018), (AZEVEDO; A.; BOUCHONNEAU, 2016) e uma vida útil muito pequena, quando comparadas aos demais elementos de um sistema de geração eólica (RIBRANT; BERTLING, 2007), (PEREZ et al., 2013).

Com o objetivo de superar essas limitações, existem duas linhas de pesquisa que vêm recebendo especial atenção da comunidade científica: aquelas que buscam eliminar a dependência das caixas de engrenagens, dando origem aos sistemas de conexão direta (MALINOWSKI et al., 2015), (DUAN; HARLEY, 2009) e outras que buscam substituí-las por sistemas de transmissão alternativos menos problemáticos (TRONCOSO; MANTZ; BATTAIOTTO, 2017), (POLINDER et al., 2006), (TLALI; WANG; GERBER, 2014) e (HUANG et al., 2008).

Dentre os trabalhos que se enquadram na segunda linha de tendência, o Regulador Eletromagnético de Frequência (REF) é um dispositivo com desempenho promissor (SILVA, 2015), (SILVA et al., 2015b). O REF consiste numa máquina de indução com adaptações e objetiva substituir o sistema tradicional de transmissão e multiplicação de velocidade, geralmente realizado por caixas de engrenagens mecânicas. De acordo com Silva et al. (2015b), o REF é um dispositivo composto por dois rotores distintos: um rotor assíncrono (RAS) que gira conforme movimento da turbina e um rotor síncrono (RS) que define a frequência das tensões geradas. O REF se destaca dos demais dispositivos por fazer uso da robustez das máquinas de indução com rotor em gaiola de esquilo, vida útil prolongada para operações em condição adequada e por reduzir a quantidade de manutenções periódicas necessárias.

1.1 Motivação

De acordo com as estimativas de crescimento da capacidade instalada de sistemas de geração eólica no território brasileiro, torna-se necessário e extremamente importante a realização de estudos que forneçam alternativas mais viáveis, do ponto de vista econômico e ambiental, para a implementação efetiva dessa tecnologia. Com base nisso, a principal motivação desse trabalho é identificar o perfil do fluxo de potência do REF, além de ampliar a aplicabilidade do dispositivo REF, tornando mais competitivo dentre os equipamentos mais empregados no setor de geração de energia eólica.

1.2 Objetivos

O objetivo geral deste trabalho é realizar a implementação de uma estratégia de controle baseada na teoria *Fuzzy* que é uma das vertentes da área de inteligência artificial, aplicada ao REF na multiplicação de velocidade em sistemas de geração eólicos para um sistema isolado.

Os objetivos específicos são:

- Propor um modelo elementar do REF que possua a característica de transferência de velocidades entre rotores;
- Desenvolver a estratégia de controle *fuzzy* via procedimentos empíricos para adequação da ferramenta.
- Implementar a estratégia de controle proposta em um DSP para validação experimental do funcionamento com REF.
- Comparar o desempenho da estratégia de controle proposta com o controle tradicional, inicialmente aplicado no REF, do ponto de vista dos regimes transitório e permanente.

1.3 Metodologia

O trabalho proposto nesta tese de doutorado foi desenvolvido de acordo com a seguinte metodologia:

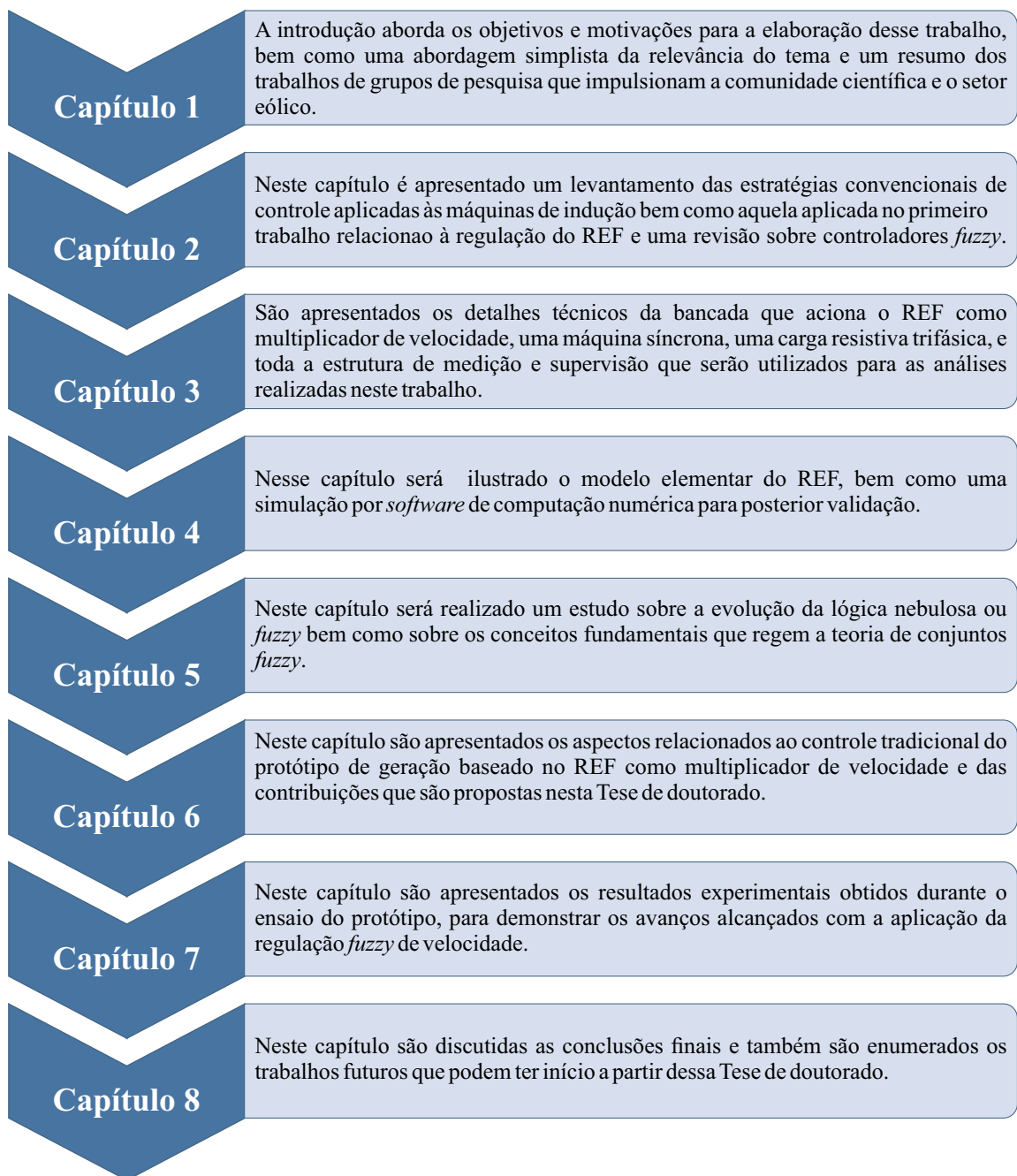
- Levantamento bibliográfico do estado da arte dos principais esquemas de controle baseados em lógica *fuzzy* utilizados em ações de controle aplicadas às máquinas CC, síncrona e assíncrona convencionais.
- Desenvolvimento do modelo elementar do REF a partir do modelo convencional de uma máquina de indução trifásica com posterior validação por meio de *software* de computação numérica.
- Implementação da estratégia de controle convencional do REF, por meio de reguladores PI juntamente com a estratégia de controle *fuzzy* em uma plataforma experimental do REF utilizando um processador digital de sinais, de ponto flutuante, modelo TMS320F28335.
- Levantamento de indicadores de desempenho para o protótipo de geração baseado na eficiência global e no fator de potência do REF.
- Levantamento de fatores construtivos que prejudicam o desempenho global do protótipo de geração baseado no REF.

- Avaliação de resultados experimentais obtidos para a estrutura proposta.

1.4 Organização do Trabalho

Esta tese de doutorado está organizada conforme Figura 1.5.

Figura 1.5: Estrutura organizacional desta tese de doutorado.



Fonte: Autoria Própria, 2020.

Capítulo 2

Estado da Arte

Devido à semelhança existente entre o REF e as máquinas de indução, as estratégias de controle experimentadas inicialmente no REF são as mesmas abordadas tradicionalmente na literatura. Neste capítulo é apresentado um levantamento das estratégias convencionais de controle aplicadas às máquinas de indução bem como aquela aplicada no primeiro trabalho relacionado à regulação do REF e uma revisão sobre controladores *fuzzy* aplicados no controle de máquinas de indução.

2.1 Controle Tradicional de Motores de Indução

O motor de indução (MI) é geralmente usado no acionamento industrial devido à sua simples construção, robustez, alta eficiência, simples manuseio e por ser menos dispendioso em termos energéticos. Ainda que os MIs sejam mais indicados para aplicações de média e alta potência, o comportamento desses dispositivos é não linear. Com isso, diferentes algoritmos de controle são desenvolvidos com o objetivo de dissociar e linearizar o controle dessas máquinas.

Os vários métodos de controle de velocidade de MIs tipo gaiola, por meio de conversores baseados em semicondutores, são abordados em (BOSE, 2000) e (BOSE, 2006) e podem ser classificados em controle escalar, controle vetorial, também conhecido por controle orientado ao campo (FOC, do inglês *Field-Oriented Control*) e controle direto de torque (DTC, do inglês *Direct Torque Control*).

O controle independente das grandezas de fluxo e torque faz com que seja possível a linearização do torque e, com isso, o MI pode operar similarmente a uma máquina de corrente contínua (CC), com excitação independente, cujo modelo é amplamente conhecido e validado, tanto pela comunidade científica quanto pelo setor industrial.

O controle escalar, também chamado de controle V/F (do inglês, *Voltage-Frequency*), é a estratégia mais simples e mais amplamente utilizada, com maioria das aplicações

voltadas para o setor da indústria (BOSE, 2000). Seu funcionamento consiste na imposição de uma relação constante entre tensão e frequência, de modo a fornecer fluxo quase constante em ampla faixa de variação de velocidade (BOSE, 2006). Além disso, a imposição da constante *volts/hertz* mantém o fluxo estatórico constante em regime permanente mesmo sem garantir o desacoplamento entre o fluxo e o torque (CHAPUIS; ROYE; DAVOINE, 1995).

Contudo, esse controlador não atinge uma boa precisão em respostas de velocidade e de torque, principalmente devido ao fato de que o fluxo e o torque não são controlados diretamente. Mesmo assim, desde que os parâmetros sejam identificados, a precisão na velocidade pode ser de 2% e a resposta dinâmica pode ser aproximadamente em torno de 50 ms (BOSE, 2000), (BOSE, 2006). A precisão de velocidade não se aplica a operação em baixa velocidade.

No início da década de 80, Blaschke propõe um esquema que objetiva controlar o MI similarmente a um motor CC que opera com excitação independente e, com isso, deu-se origem ao FOC ou controle vetorial (KHAMBADKONE; HOLTZ, 1991). No esquema proposto, o MI é analisado a partir de um referencial que gira à velocidade síncrona, de forma que todas as variáveis fundamentais apresentam um comportamento contínuo, como na máquina CC. O torque e as componentes de fluxo das correntes são identificados e controlados sem acoplamento com a obtenção de uma boa resposta dinâmica (KHAMBADKONE; HOLTZ, 1991) e (VAS, 1998).

Os controladores mais difundidos nessa estratégia de controle são os que incorporam alguma transformação vetorial, seja ela de Park ou Ku. No entanto, há uma constante necessidade de transformação das variáveis do referencial síncrono ao referencial estatórico ou natural, para afetar efetivamente o controle das correntes e tensões do sistema real (VAS, 1998). Além disso, essas transformações também requerem o valor do ângulo do vetor de fluxo que, em geral, é um valor aproximado e calculado por meio do escorregamento ou do ângulo rotórico, quando empregado o controle vetorial indireto, ou pela estimação do ângulo de fluxo diretamente por meio de um observador de fluxo, para o controle vetorial direto (VAS, 1998).

Estima-se que a precisão dessa estratégia de controle pode atingir valores como 0,5% em relação ao sinal de referência de velocidade e 2% em relação à referência de torque. Dentre as desvantagens encontradas na implementação dessa estratégia de controle, destacam-se o elevado consumo computacional e a necessidade de uma boa identificação, e obrigatória, dos parâmetros do MI (BUJA; KAZMIERKOWSKI, 2004).

Estratégias de controle avançadas em MIs que utilizam conversores baseados em modulação PWM têm sido desenvolvidas por meio da análise de espaços vetoriais, em que

o MI pode ser direta e independentemente controlado sem qualquer transformação de coordenadas (BUJA; KAZMIERKOWSKI, 2004). Um dos métodos que recebe especial atenção na comunidade científica é o controle direto de fluxo e torque (DTFC, do inglês *Direct Torque and Flux Control*).

No DTFC, o torque do motor e o fluxo são calculados a partir de variáveis primárias (tensão e corrente) e eles são controlados direta e independentemente pela seleção do chaveamento ótimo do conversor (BOSE, 2000), (BOSE, 2006) e (KHAMBADKONE; HOLTZ, 1991). Essa estratégia de controle proporciona uma rápida resposta em torque durante períodos transitórios e uma melhoria na eficiência durante o regime permanente, quando relacionados com o controle escalar e vetorial (MARINO; D'INCECCO; VISCIANO, 2001).

As principais vantagens dessa estratégia de controle são o controle direto de fluxo e torque, controle indireto das correntes e tensões estatóricas, fornecimento de sinais quase senoidais para o fluxo estatórico e correntes estatóricas. Entretanto, vários fatores comprometem o perfeito funcionamento dessa estratégia de controle, dentre os quais possuem mais relevância os possíveis problemas durante a partida, a exigência de estimadores de torque e fluxo, necessitando da identificação dos parâmetros do MI e oscilações no fluxo estatórico (BUJA; KAZMIERKOWSKI, 2004) e (BUJA; CASADEI; SERRA, 1997).

2.2 Controladores *Fuzzy*

O controle baseado em lógica *fuzzy* tem se mostrado como uma das áreas mais ativas e promissoras de aplicação da teoria dos conjuntos *fuzzy* (SUGENO, 1985). Os trabalhos iniciais referentes à aplicações *fuzzy* foram realizados por Mamdani e Assilian (1975) motivados pelos artigos sobre a abordagem linguística e sistema de análise baseada na teoria de conjuntos *fuzzy* de Zadeh (ZADEH, 1965).

Em seguida, aplicações de controle de nível e qualidade da água, sistemas ferroviários automáticos, controle de elevador e controle de transmissão em automóveis elucidaram uma utilização efetiva do controle *fuzzy* no contexto de processos complexos com modelos indefinidos, que podem ser controlados por um operador humano qualificado sem o profundo conhecimento de sua dinâmica (ARIAS et al., 2000).

Em aplicações de acionamento de MIs, os controles baseados em lógica *fuzzy* fornecem diversas soluções. Por exemplo, as oscilações de torque e fluxo existentes no controle DTC ocorrem porque nenhum dos estados de comutação do conversor tipo fonte de tensão (VSI, do inglês *Voltage Source Inverter*) é capaz de gerar o exato valor de tensão necessário para sintetizar valores nulos o erro de torque eletromagnético e de fluxo estatórico.

Uma solução é proposta no trabalho realizado por Arias et al. (2000), que sugere aplicar ao VSI estados ativos apenas por um período de tempo suficiente para atingir o valores de referência de torque fluxo. Durante o resto do período de comutação um estado nulo é selecionado para que ocorra o mínimo de alteração no torque e fluxo. O sistema *fuzzy* sugerido é dividido em dois controladores. O primeiro atua a cada instante em que o estado ativo do VSI é alterado. O segundo controlador atua em situações opostas, ou seja, quando o estado ativo do VSI é o mesmo que o anterior. Por meio de simulações, os autores validaram que não houve apenas a redução das oscilações, mas também do consumo energético do sistema de controle.

Rafa et al. (2014) propõem uma outra solução simples baseada na lógica *fuzzy* clássica. Para isso, utilizam um sistema *fuzzy* em tempo real com quatro entradas: a velocidade, o torque eletromagnético, a variação do fluxo eletromagnético e o fluxo rotórico. As saídas desses sistemas são as mesmas de um sistema FOC. A validade da técnica de controle proposta foi estabelecida por meio de simulação e experiência com protótipo em diferentes condições de operação. O controle foi capaz de manter o desacoplamento das variáveis e fornecer um desempenho dinâmico e estatístico. A substituição dos reguladores de corrente no referencial síncrono fez com que o sistema apresentasse menor carga computacional e como consequência uma melhor eficiência, quando comparada à estratégia convencional do FOC.

Quando operadas na forma de gerador, as máquinas de indução possuem aplicações específicas em sistemas de geração eólicos e possuem as mesmas limitações tratadas neste capítulo. Nessa área de aplicação, Kaur et al. (2008) sugerem a utilização de controladores *fuzzy* no seguimento de máxima potência, na melhoria da eficiência sob baixa carga do fluxo rotórico do gerador e na regulação de velocidade do gerador. Ainda que os autores necessitem validar experimentalmente as estratégias propostas, as simulações comprovaram a robustez dos controladores frente à condições de aquisição de sinais ruidosos, variações paramétricas dos conversores e elementos de filtragem LC.

2.3 Regulação de Velocidade do REF

No trabalho realizado por Silva (2015), a estratégia de controle adotada durante a concepção do REF foi o controle em quadratura com referencial no fluxo rotórico, que consiste numa vertente do controle proposto por Jacobina e Lima (1996). As ações de atuação foram implementadas por meio de controladores do tipo PI, tanto para a regulação da malha interna, que controla as correntes estatóricas, quanto para a regulação da malha externa, que controla a velocidade e do fluxo estatórico (SILVA et al., 2015a), (SILVA et

al., 2015b) e (SILVA et al., 2015c).

Devido à indisponibilidade de um modelo consolidado e validado para o REF, os ganhos dos referidos controladores foram calculados com base no modelo de uma máquina de indução adaptado. A adaptação realizada consiste na adição de uma velocidade não-nula para o estator que caracteriza o RAS (SILVA et al., 2015b). Durante a operação do sistema, a estratégia de controle apresentou desempenho satisfatório para uma pequena faixa de operação de velocidades, mas não obteve o mesmo desempenho em variações mais abruptas dos valores de referência de velocidade. Além disso, não foi avaliado o comportamento do sistema para baixos valores de velocidade no RAS, nos quais geralmente são acometidas as turbinas eólicas (6-20 rpm).

Atualmente, a obtenção de um modelo que represente o comportamento dinâmico do REF passou a ser objeto de estudo de diversos pesquisadores, dentre os quais se destaca o trabalho realizado por Maniçoba (2018), que realizou um levantamento dos aspectos construtivos do REF e, por meio da aplicação do método de elementos finitos aliado ao poderoso software de simulação COMSOL Multiphysics, conseguiu elaborar um modelo computacional para a distribuição eletromagnética na estrutura do protótipo.

Já no trabalho realizado por Ramos (2019), o autor apresenta uma nova aplicação para o REF que, em vez de usar um gerador com velocidade constante (síncrona), acoplado ao seu eixo, sugere o uso de um gerador de indução que possibilita o rastreamento do ponto de extração máxima de potência do vento. O autor desenvolve um modelo computacional capaz de representar o comportamento do REF para condições de regime permanente e o valida por meio de simulações (RAMOS et al., 2019). Entretanto, o autor se limita às aplicações de grande porte nas quais o REF realizaria a transmissão entre geradores em torno de 2 MW de potência instalada. Com isso, o modelo desenvolvido ainda carece de aprimoramento para regimes transitórios e adequação para o primeiro protótipo criado por Silva et al. (2015b).

Desse modo, para dar início a uma nova linha de pesquisa com o REF, esse trabalho tem como proposta o fornecimento de uma simulação elementar do REF, com aplicação de regime transitório e permanente, além de realizar a aplicação das estratégias de controle baseadas em lógica *fuzzy* para validar sua aplicabilidade no protótipo, comparar seu desempenho em relação a atual estratégia de controle do REF e também entre os controladores *fuzzy* mais discutidos na literatura.

2.4 Síntese do Capítulo

Neste capítulo foram ilustradas as principais estratégias de controle aplicadas em máquinas assíncronas de indução e que são passíveis de aplicação no REF. Dentre elas, foi destacada aquela inicialmente implementada no protótipo com uma breve discussão sobre seu desempenho e dificuldades encontradas durante sua operação.

Devido ao recente surgimento do primeiro protótipo do REF, os trabalhos relacionados ao aperfeiçoamento do desempenho desse sistema de regulação de velocidade ainda somam um pequeno número e podem ser sumarizados na Tabela 2.1.

Tabela 2.1: Resumo do estado da arte referente ao acionamento do REF.

Referência	Principal Contribuição	Validação	
		Simulação	Experimental
Silva (2015)	Concepção do primeiro protótipo do		
Silva et al. (2015a)	REF acionado por meio do controle	✓	✓
Silva et al. (2015b)	em quadratura com o fluxo		
Silva et al. (2015c)	rotórico.		
Maniçoba (2018)	Modelagem do comportamento eletromagnético do REF.	✓	-
Ramos (2019)	Modelagem computacional em regime permanente do REF	✓	-
Ramos et al. (2019)	para potências elevadas.		

Capítulo 3

Descrição do Sistema

Para se realizar a avaliação do desempenho do protótipo de geração eólica que contém o REF, é necessário conhecer todos os detalhes físicos, parâmetros elétricos, modos de conexão e operação dos dispositivos que compõem o sistema proposto. Desse modo, neste capítulo são apresentados os detalhes técnicos da bancada desenvolvida no Departamento de Computação e Automação (DCA) da UFRN, que integra um emulador de vento, um conversor de tensão que aciona o REF como multiplicador de velocidade, uma máquina síncrona e uma carga resistiva trifásica, que serão utilizados para as análises realizadas neste trabalho.

3.1 Descrição Geral do Protótipo de Geração

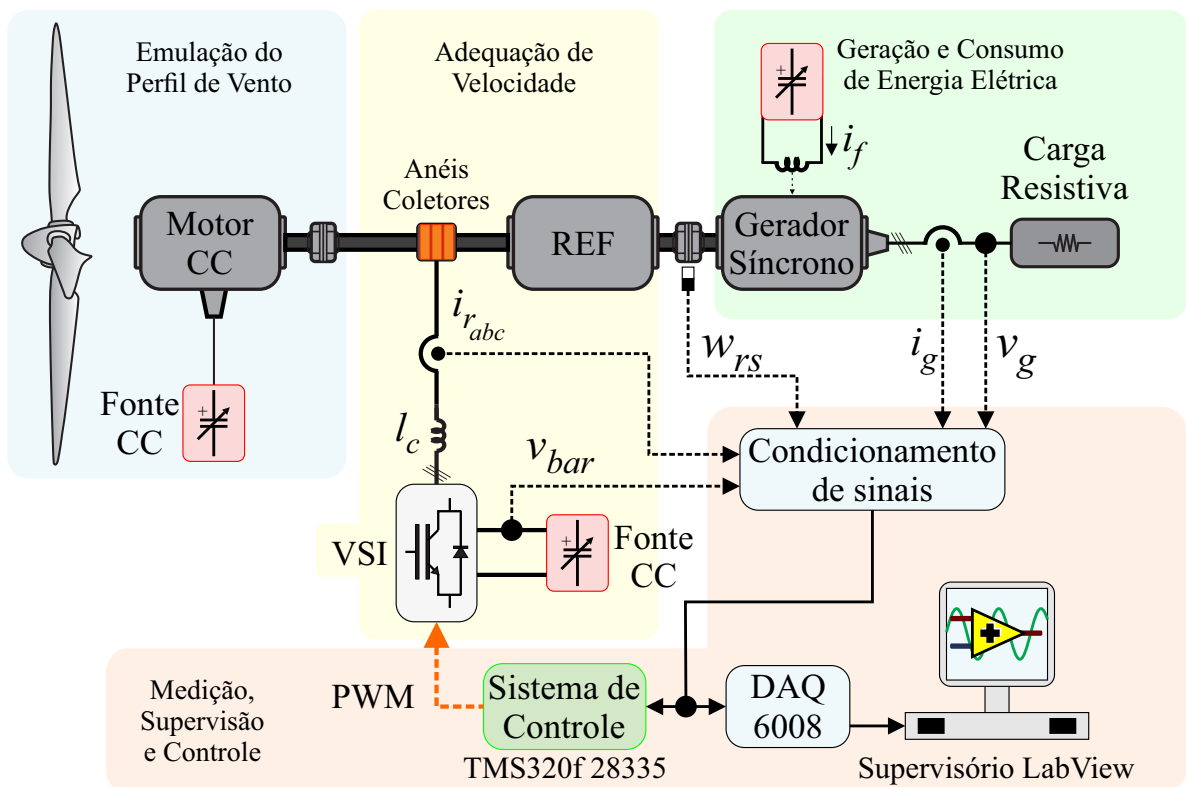
O diagrama esquemático do protótipo do sistema de geração eólica com multiplicação de velocidade realizado pelo REF pode ser observado na Figura 3.1. A plataforma é constituída de uma fonte de corrente contínua que alimenta uma máquina CC utilizado para emular o comportamento de um cubo rotórico, que é responsável por concentrar toda a energia cinética, das pás de uma turbina eólica, e transmití-la por meio do eixo de baixa rotação. Esse eixo é representado pelo rotor da máquina CC e se conecta ao REF por meio de um acoplador mecânico, ambos sustentados por um mancal mecânico. Por sua vez, o REF se conecta ao gerador síncrono por meio de acoplamento mecânico que possibilita a transmissão de torque ao seu eixo. Por fim, uma carga trifásica resistiva simétrica é inserida na saída do gerador e caracteriza o consumo da energia fornecida pelo sistema completo.

As correntes consumidas pelo REF ($i_{r_{abc}}$), a tensão do barramento CC (v_{bar}), a velocidade do RS (w_{rs}) e a tensão e corrente de saída do gerador (v_g e i_g , respectivamente) são medidas e enviadas para um sistema de aquisição de dados do tipo DSP (do inglês, *Digital Signal Processor*), modelo TMS320F28335, da Texas Instruments, que é responsável

por todas as rotinas de controle do protótipo. A atuação do DSP se dá por meio de uma modulação PWM escalar que aciona as chaves de um VSI responsável por sintetizar as correntes necessárias à operação adequada do REF. A conexão do VSI ao REF é realizada por meio de filtro indutivo do tipo L (l_c), com o objetivo de reduzir o conteúdo harmônico, oriundo do chaveamento dos semicondutores, que é enviado aos enrolamentos do REF.

O sistema de monitoramento pode ser dividido em três etapas específicas que visam a avaliação completa das variáveis do sistema. A primeira consiste em medir variáveis de tensão e corrente de sistemas CC e CA. A segunda é responsável pela medição da variável de velocidade mecânica. Essas etapas são realizadas por meio de transdutores. Já a última etapa emprega um sistema de aquisição de dados e um supervisor para realizar estimativas, registrar perfis de formas de onda e seus dados quantitativos, além de permitir a análise de resultados em tempo real.

Figura 3.1: Esquema do protótipo de geração eólica para alimentação de uma carga trifásica resistiva isolada.

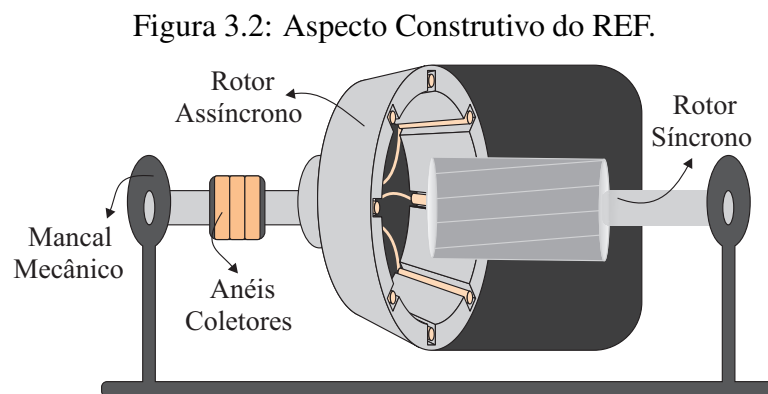


Fonte: Autoria Própria, 2019.

O aspecto construtivo do REF é ilustrado na Figura 3.2. O RAS consiste num "estator convencional" de uma máquina de indução com adaptações que lhe permitem rotacionar

em torno do seu eixo. Na forma de operação adotada neste trabalho, o RAS é conectado ao eixo de baixa velocidade do motor para que experimente as variações de torque impostas pelo motor CC. Outra característica que deve ser ressaltada, é que o contato elétrico às bobinas desse rotor é realizado por meio de anéis coletores, que possibilitam a injeção e monitoramento das correntes que fluem pelos enrolamentos do REF.

O RS consiste num rotor tipo gaiola de esquilo (em curto-circuito) e caracteriza a saída de velocidade do REF que, por sua vez, traciona a máquina síncrona. A junção e a sustentação do RS com o rotor da máquina síncrona são realizadas por meio de acoplador e mancal mecânicos, respectivamente. Dessa forma, o RS é responsável pela manutenção da estabilidade de tensão e frequência da energia fornecida à carga resistiva.

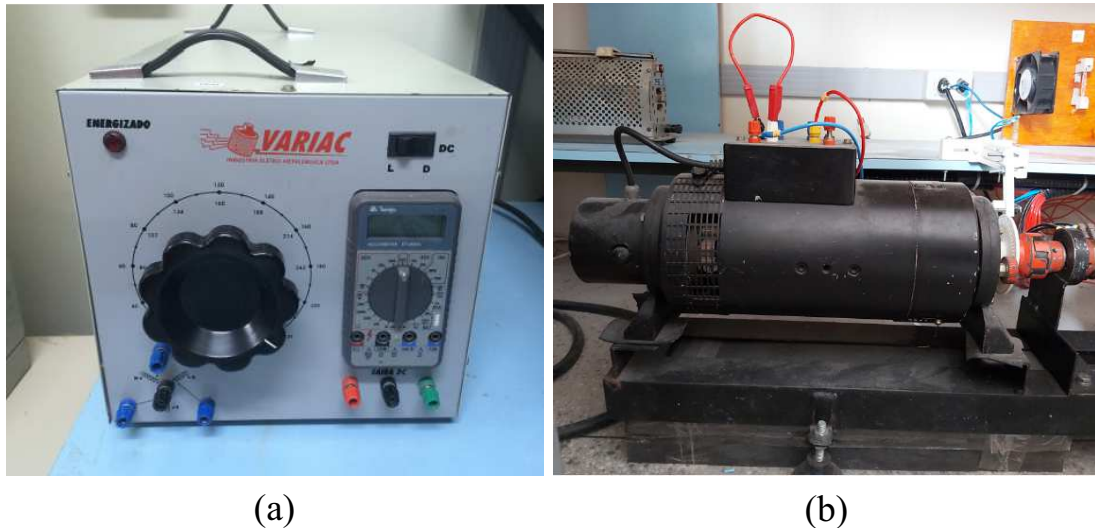


Fonte: Autoria Própria, 2019.

3.2 Emulação do Perfil de Vento

A estrutura responsável pela emulação do vento é ilustrada na Figura 3.3 e conta com um Variador de tensão POL 236, da Politerm, que disponibiliza a saída de um retificador trifásico a diodo, conforme Figura 3.3.(a). Esse dispositivo é capaz de fornecer 6,0 kVA de potência nominal quando alimentado por uma tensão de até 380 V. A tensão CC, oriunda da retificação, é então aplicada ao motor CC (ver Figura 3.3.(b)), que possui seus enrolamentos de campo e de armadura conectados em série. Um resumo das características mais importantes do motor é sumarizado na Tabela 3.1.

Figura 3.3: Segmento responsável pela emulação do perfil de vento.



Fonte: Autoria Própria, 2019.

Tabela 3.1: Parâmetros Nominais do Motor CC.

Parâmetro	Valor
Potência	1,5 cv
Velocidade	1800 rpm
Tensão	180 V
Corrente	6,0 A

3.3 Estágio de Adequação de Velocidade

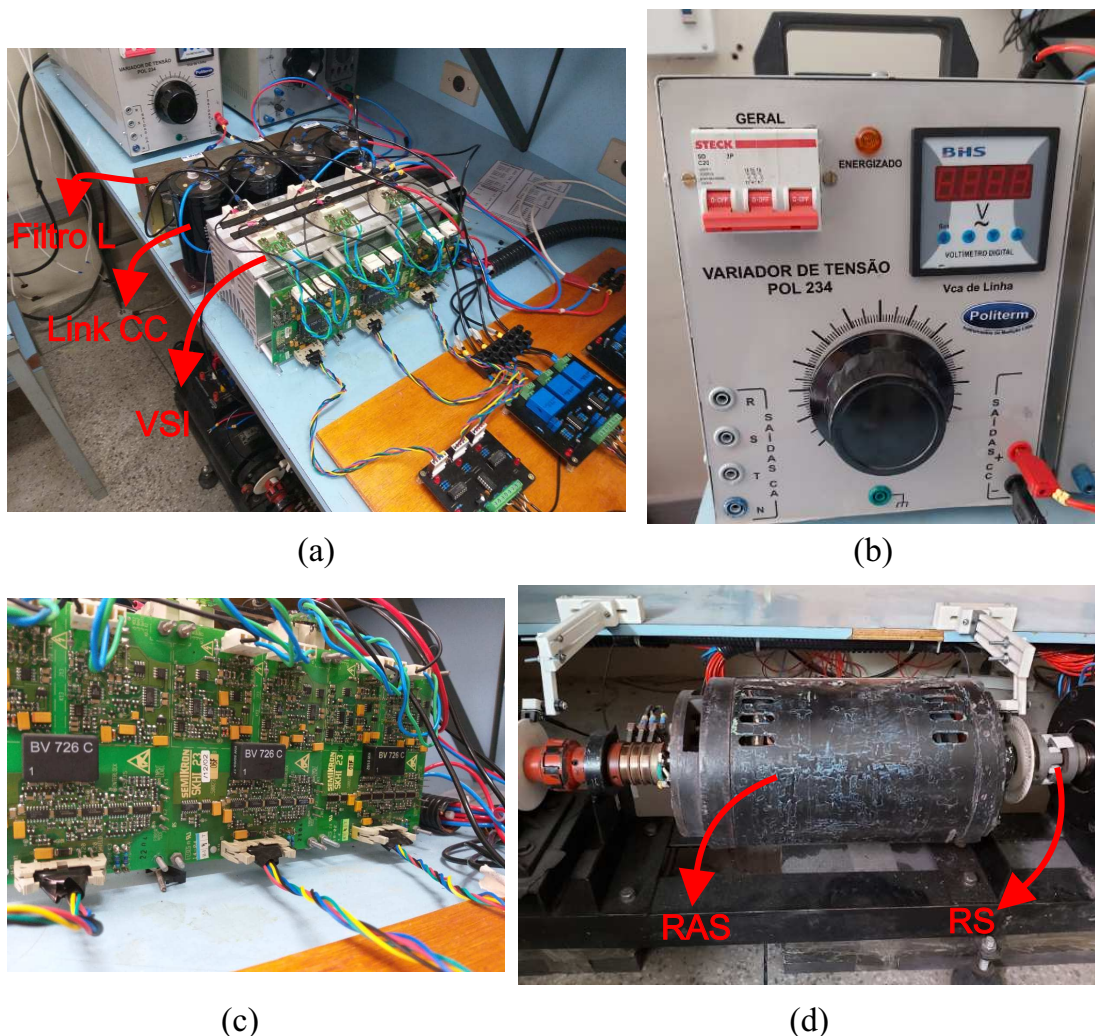
A estrutura responsável pelo estágio de adequação de velocidade do protótipo é ilustrada na Figura 3.4. O VSI utilizado na planta trifásica é implementado por uma estrutura de conversão SEMIKRON, modelo B6I+E11F+B6C 900 VCC. Essa estrutura é composta por três braços bidirecionais em corrente, por empregarem pontes de semicondutores IGBTs modelo SKM100GB12T4, conforme Figura 3.4.(a). Cada braço contém duas chaves semicondutoras. As referidas chaves têm valores nominais de 1.200 V e 100 A. A saída de cada braço do VSI é então conectada na entrada de um filtro indutivo do L com indutância de 500 μ H por fase, cuja saída é diretamente conectada ao REF.

Ainda na mesma figura, é possível observar a conexão do barramento CC que possui 900 V de tensão nominal. Essa tensão é conseguida pela associação de quatro capacitores

eletrolíticos divididos em dois ramos paralelos conectados em série. A alimentação do barramento CC é realizada pela saída do retificador a diodo de um Variador de tensão POL 236, da Politerm, cuja potência nominal é 6,0 kVA e tensão nominal de 380 V. Conforme ilustrado na Figura 3.4.(b).

Os braços do conversor de tensão são acionados por módulos inteligentes de comando SKHI-22B que utilizam lógica TTL. Esses módulos podem ser observados na Figura 3.4.(c). Estes módulos operam com uma lógica de comando baseada no inter-travamento entre os sinais de controle das chaves superiores e inferiores de cada braço. Além disso, os referidos módulos possuem esquemas de proteções contra curto-circuito, sobretensão, subtensão, bem como monitoramento do nível de estresse da chave, por meio da medição do tempo de desligamento das referidas chaves.

Figura 3.4: Segmento do protótipo responsável pela multiplicação de velocidade.



Fonte: Autoria Própria, 2019.

O protótipo inicial do REF desenvolvido por Silva et al. (2015b) pode ser observado na Figura 3.4.(d). O RAS foi construído com aberturas ao longo de sua superfície com o objetivo de facilitar o arrefecimento durante a operação. O fornecimento de energia ao dispositivo é realizado por meio de anéis coletores que são acessados por escovas de grafite. Um resumo dos parâmetros fundamentais do REF são disponibilizados por Silva et al. (2015b) e sumarizados na Tabela 3.2.

Tabela 3.2: Parâmetros Nominiais do REF.

Parâmetro	Valor
Potência	3,0 cv
Velocidade	3600 rpm
Nº de polos	2
Tensão	220 V
Resistência do RS e RA	2,3 e 2,8 Ω
Reatância do RS e RA	3,7 e 3,9 Ω
Indutância Mútua	220 mH

3.4 Geração e Consumo de Energia Elétrica do Sistema

Os elementos responsáveis pela geração e consumo de energia do protótipo são ilustrados na Figura 3.5. Uma máquina síncrona de polos lisos desempenha o papel de gerador síncrono, com sua armadura conectada em delta que possibilita o fornecimento de tensão de linha equivalente a 220 V. O enrolamento de campo é alimentado com um variador de tensão para a regulação de sua corrente de campo. Essa conexão pode ser observada na Figura 3.5.(a). A carga trifásica conectada ao sistema consiste numa associação estrela de lâmpadas incandescentes cuja potência pode superar 600 W por fase, conforme Figura 3.5.(b).

Figura 3.5: Segmento do protótipo responsável pela geração e consumo de energia.



Fonte: Autoria Própria, 2019.

Tabela 3.3: Parâmetros Nominais do Gerador Síncrono.

Parâmetro	Valor
Potência	1,0 kW
Velocidade	1800 rpm
Nº de polos	4
Resistência e Reatância Síncrona	1,7 e 4,1 Ω
Resistência e Reatância de Campo	1,1 e 2,8 Ω
Indutância Mútua	300 mH

3.5 Medição, Condicionamento e Supervisão do Sistema

A bancada do sistema que realiza a medição, condicionamento, supervisão e controle das variáveis de interesse do protótipo é ilustrada na Figura 3.6. A etapa de medição e condicionamento é responsável pela aquisição e conversão de variáveis elétricas de potência em sinais de baixa amplitude adequados para serem quantificados e amostrados. Para a medição das correntes elétricas necessárias ao controle das estruturas são utilizados sensores de efeito *hall* do tipo LAH-25-NP. Para a medição das tensões elétricas são usados sensores de tensão do tipo LV20-P (PESSOA et al., 2018).

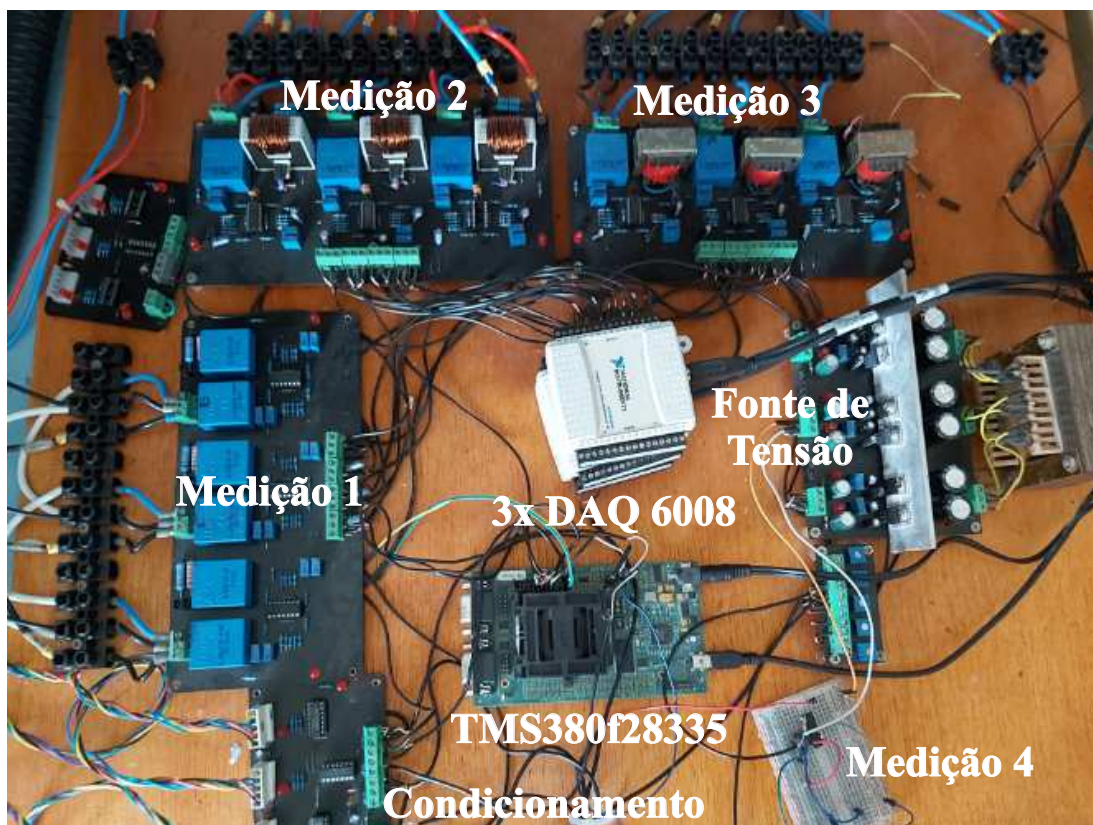
Esses transdutores funcionam com boas taxas de erro relativo abaixo de 1% e são representados pelas placas de medição 1, 2 e 3. A placa de condicionamento de sinais é utilizada para converter os sinais medidos a níveis adequados para a leitura do bloco A/D do DSP, cuja faixa de tensão tolerável é de 0-3,3 V.

Para o acionamento dos IGBTs do VSI, é utilizada a modulação PWM, que tem como

objetivo gerar os pulsos que comutam os estados dos semicondutores do VSI por meio das tensões de referência (também denominadas sinais modulantes) que são sintetizadas pelas ações de controle, implementadas no DSP.

O condicionamento desses sinais ocorre pela adequação à tensão nominal do driver IGBT, que opera na faixa de 15 a -7,5 V. Adicionalmente, o condicionamento também é responsável por gerar o complemento do sinal, para diminuir o número de saídas oriundas do DSP e evitar uma condição acidental de curto-circuito no barramento CC.

Figura 3.6: DSP e placas de circuito impresso responsáveis pela medição e condicionamento de sinais.

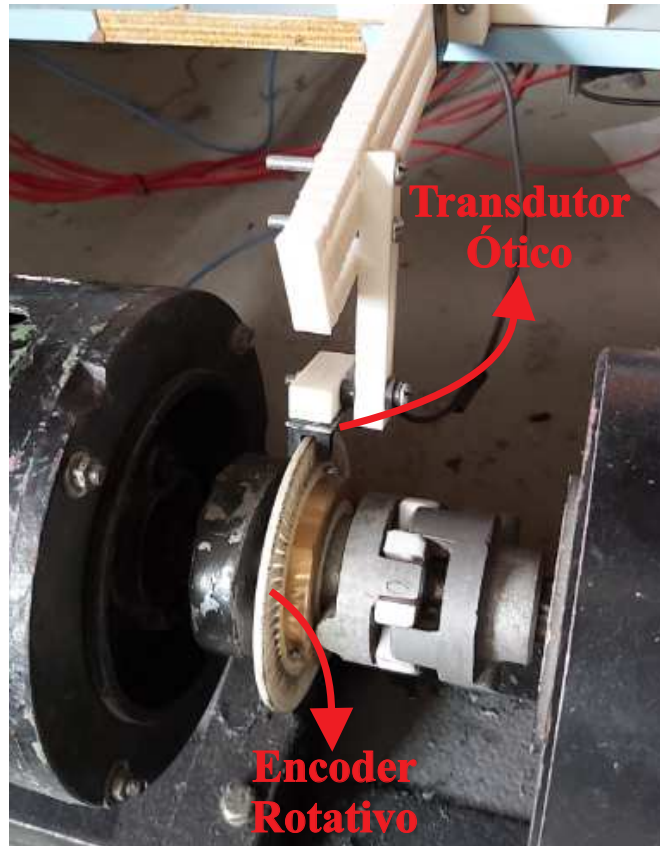


Fonte: Autoria Própria, 2019.

Para a medição de velocidade mecânica do RS (Medição 4) é utilizada a combinação de um encoder rotativo e um transdutor óptico, conforme Figura 3.7. O circuito confeccionado para a medição de velocidades mecânicas pode ser observado no Apêndice A. O suporte do transdutor óptico projetado no software de criação de modelos 3D SketchUp e impresso por meio de filamento do tipo PLA. O transdutor está posicionado próximo ao eixo da máquina que está sob monitoramento. Além disso, um sensor de barreira óptica é fixado tangencialmente ao disco de 60 ranhuras do encoder rotativo, que também foi im-

presso com filamento PLA. A expressão que descreve o funcionamento do encoder pode ser obtida no trabalho realizado por Pessoa et al. (2018).

Figura 3.7: Posicionamento do encoder rotativo e suporte do transdutor de velocidade.

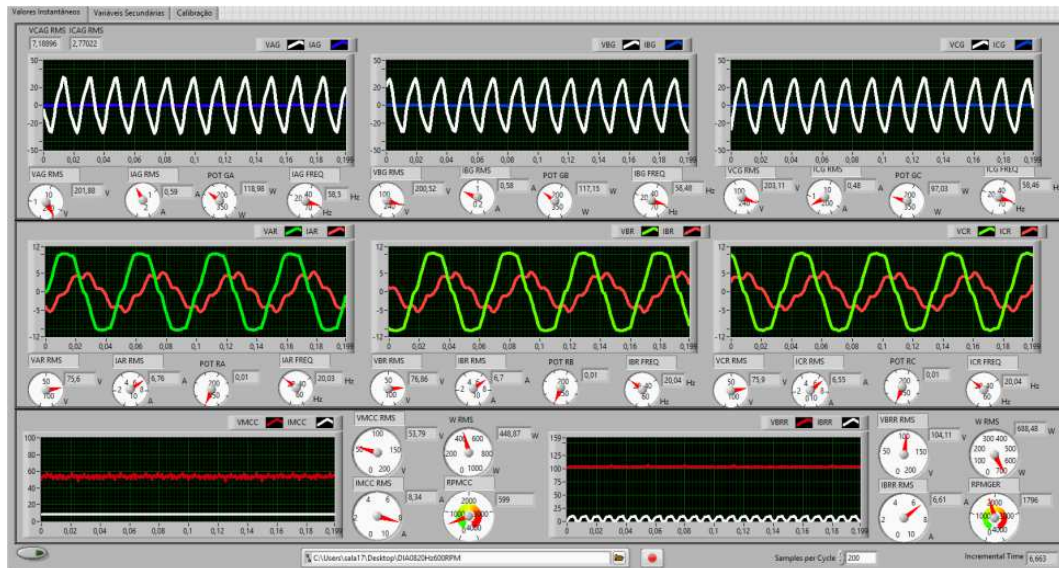


Fonte: Aatoria Própria, 2019.

O sistema de supervisão foi desenvolvido por meio de três dispositivos de aquisição digital DAQ-6008 e uma linguagem de programação baseada em LabView, ambos da National Instruments. A operação paralela dos DAQs permite uma visualização em tempo real de até vinte sinais, dentre os quais nove são usados para medição de sinais de tensão CA, CC ou pulsada.

Outras nove entradas são usadas para medir sinais de corrente CA, CC ou pulsada e, por fim, as duas entradas restantes destinam-se para adquirir velocidades angulares (PESSOA et al., 2018). Com base nas medições, uma série de cálculos é realizada na rotina de programação e outra série de resultados disponibilizada ao operador, como por exemplo, o valor eficaz, valor médio, potência instantânea, variáveis de sequência, entre outros. Uma das interfaces do sistema supervisor pode ser observada na Figura 3.8.

Figura 3.8: Interface de avaliação de variáveis em tempo real do sistema supervisorio.



Fonte: Autoria Própria, 2019.

3.6 Síntese do Capítulo

Neste capítulo foram levantadas as características físicas do protótipo de geração de energia eólica desenvolvida no DCA, bem como a maneira de conexão eletromecânica entre seus elementos.

Capítulo 4

Modelagem Elementar e Simulação do REF

Ainda que o REF não possua um modelo dinâmico consolidado, o ganho de velocidade já pode ser observado ao se realizar algumas adequações no modelo de uma máquina de indução com rotor em gaiola de esquilo. Nesse capítulo é ilustrado o modelo elementar do REF, bem como uma simulação por *software* de computação numérica para posterior validação.

4.1 Modelagem Elementar do REF

Devido à inexistência de um modelo dinâmico validado, Silva et al. (2015b) consideram as equações diferenciais no referencial síncrono de uma máquina de indução, com a adição de velocidade ao estator. As tensões e os fluxos estatóricos e rotóricos são descritos a partir da Eq. 4.1 a 4.8.

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\lambda_{sd}}{dt} - \omega_s \lambda_q \quad (4.1)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\lambda_{sq}}{dt} + \omega_s \lambda_d \quad (4.2)$$

$$\lambda_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad (4.3)$$

$$\lambda_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad (4.4)$$

$$v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\lambda_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \lambda_{rq} \quad (4.5)$$

$$v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\lambda_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_r)\lambda_{rd} \quad (4.6)$$

$$\lambda_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \quad (4.7)$$

$$\lambda_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \quad (4.8)$$

Em que v_{sdq} , v_{rsq} , i_{sdq} , i_{rdq} , λ_{sdq} , λ_{rdq} representam as tensões estatóricas e rotóricas, correntes estatóricas e rotóricas e fluxo concatenado do estator e rotor, respectivamente.

O torque eletromagnético é a variável que funciona como o elo de conexão entre o sistema elétrico e o mecânico do REF e pode ser descrito pela Eq. 4.9. Nesta equação é possível observar que, caso i_{sd} seja mantida em zero, todo o conjugado eletromagnético pode ser obtido apenas pela regulação de i_{sq} .

$$T_{REF} = p(\lambda_{sd} \cdot i_{sq} - \lambda_{sq} \cdot i_{sd}) \quad (4.9)$$

A Eq. 4.10 descreve o comportamento mecânico do REF, com J_m , F_m , T_m , ω_r sendo o momento de inércia de toda a massa conectada ao RS, o coeficiente de atrito do RS, o conjugado resistente da carga acoplada ao eixo do motor e a velocidade angular do RS.

$$J_m \frac{d\omega_r}{dt} = T_{REF} - T_m - F_m \omega_r \quad (4.10)$$

A partir do aspecto construtivo do protótipo com o REF, sabe-se que o RAS é livre para rotacionar favorável ao movimento da força motriz mecânica, emulada pelo motor CC. Com isso, esse movimento também possui um comportamento mecânico, conforme Eq. 4.11.

$$J_a \frac{d\omega_{ra}}{dt} = T_v - T_{REF} - F_a \omega_{ra} \quad (4.11)$$

Em que J_a , F_a , T_v , ω_{ra} representam o momento de inércia de toda a massa conectada ao RAS, coeficiente de atrito do RAS, conjugado imposto pela emulação do vento e velocidade angular do RAS. As Eqs 4.10 e 4.11 demonstram que o T_{REF} realiza o intermédio entre as velocidades do RS e RAS.

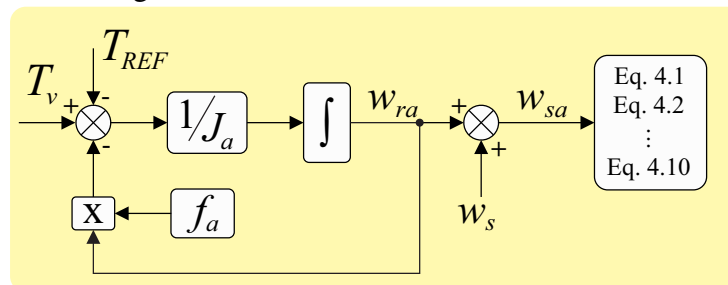
4.2 Simulação do Modelo Elementar

Para a validação por meio de simulação é utilizado o *software* Simulink/Matlab. Inicialmente, o modelo da máquina de indução é implementado de forma tradicional pelas Eqs

4.1 à 4.10. Entretanto, a incorporação do comportamento mecânico do RAS ao modelo, gera uma alteração que merece ser mencionada.

A velocidade síncrona depende somente da frequência da tensões aplicadas ao estator da máquina. Assim, a velocidade angular do RAS atua como uma perturbação a essa variável, incrementando ou decrementando o campo líquido do rotor. Assim, para que esse efeito seja percebido pelo RS, o diagrama de blocos, ilustrado na Figura 4.1, é inserido no código do modelo da máquina de indução. Outra alteração é referente às Eqs. 4.1, 4.2, 4.5 e 4.6, que ao invés de receberem ω_s diretamente, agora recebem ω_{sa} na entrada de seus blocos, que representa a velocidade angular resultante da soma de ω_{ra} e ω_s .

Figura 4.1: Diagrama de blocos da influência da velocidade do RAS.



Fonte: Autoria Própria, 2020.

Com o objetivo de aproximar a simulação ao cenário real com o REF foi utilizada uma máquina de indução com potência nominal idêntica a do REF e com dimensões similares. As principais especificações da simulação são sumarizadas na Tabela 4.1.

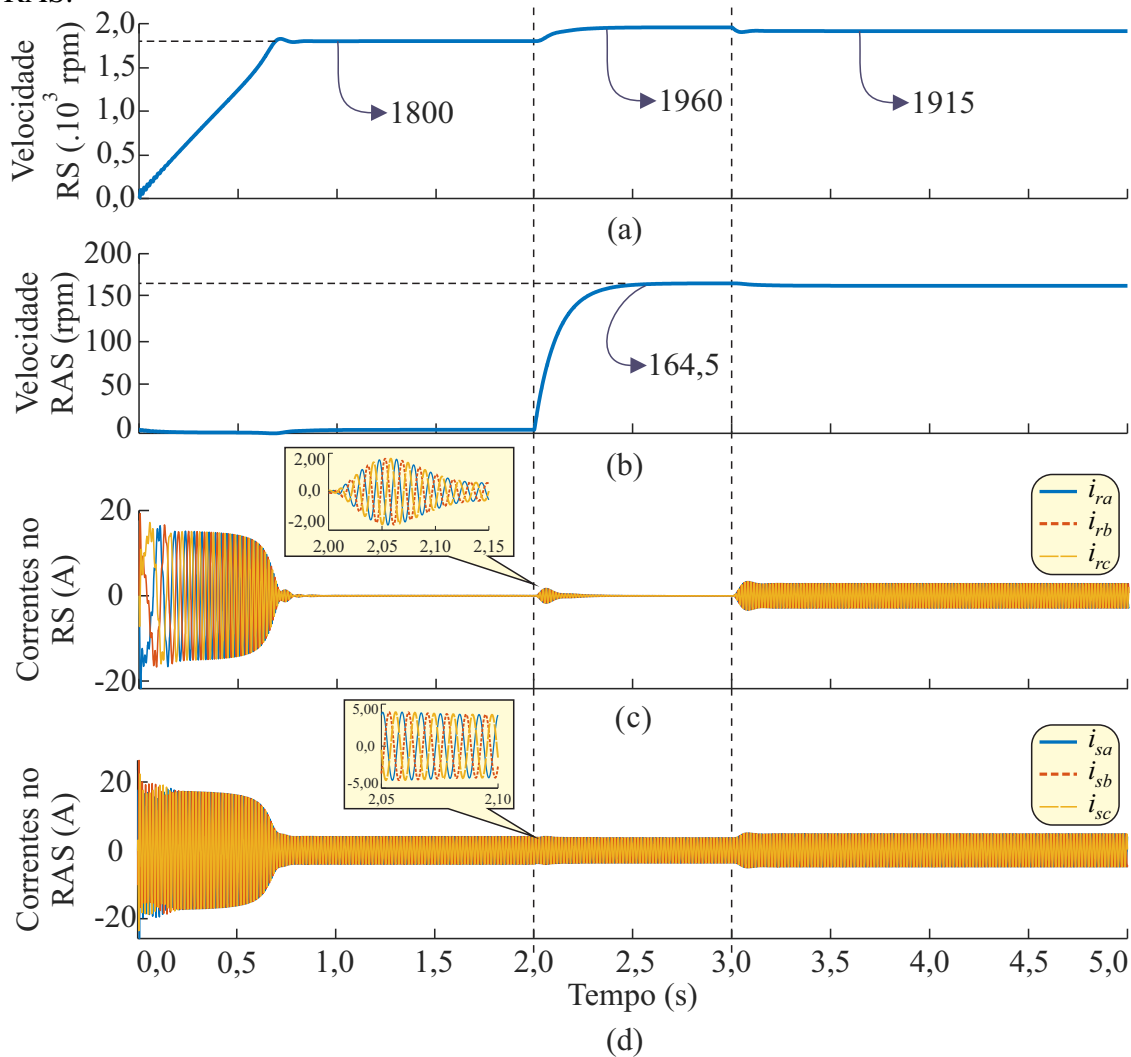
Tabela 4.1: Especificações para a simulação do modelo elementar do REF.

Parâmetro	Valor
Resistência estatórica e rotórica	$R_s = R_r = 6 \Omega$
Indutância própria do estator e do rotor	$L_s = L_r = 30 \text{ mH}$
Indutância mútua de acoplamento	$L_m = 500 \text{ mH}$
Potência nominal	$P = 2,0 \text{ kW}$
Tensão nominal	$V_L = 380 \text{ V}$
Corrente Nominal	$I_f = 2,8 \text{ A}$
Frequência nominal	60 Hz
Velocidade nominal	1740 rpm
Pares de polos	2
Momento de inércia (RS+Gerador)	$J_m = 0,02 \text{ kg.m}^2$
Momento de inércia (RAS+Turbina)	$J_a = 0,978 \text{ kg.m}^2$
Coefficiente de atrito (RS+Gerador)	$F_m = 0,003 \text{ N.m/rad.s}^{-1}$
Coefficiente de atrito (RAS+Turbina)	$F_a = 9,0 \text{ N.m/rad.s}^{-1}$

O ensaio para a validação do modelo elementar consiste numa partida direta da máquina para um período de análise de 5 segundos e os resultados podem ser observados na Figura 4.2. Não há regulação de velocidade nesse cenário simulado.

A velocidade do RS atinge o valor nominal após decorridos 0,7 segundos, conforme ilustrado na Figura 4.2.(a), enquanto que nenhum valor de conjugado T_v é imposto ao modelo, de acordo com a Figura 4.2.(b). Nessas condições, o modelo do REF se comporta como um motor de indução tradicional, com correntes estatóricas de partida que atingem quase 5 vezes o valor da corrente nominal e com redução das correntes rotóricas para o escorregamento nominal a vazio, conforme Figuras 4.2.(c) e d).

Figura 4.2: Análise de simulação para o modelo elementar do REF com ilustração da a) velocidade do RS, b) da velocidade do RAS, c) das correntes no RS e d) das correntes no RAS.



Fonte: Autoria Própria, 2020.

Após decorridos 2,0 segundos, ocorre a partida do emulador de vento com um conjugado T_v equivalente a 300 N. Nessas condições, a velocidade do RAS resultante, atinge 164,5 rpm. Essa velocidade é transferida ao movimento do RS, mesmo com a frequência da rede elétrica sendo mantida em 60 Hz. Outro efeito interessante é a redução da corrente eficaz consumida pelo RAS de 2,819 A a 2,653 A, como observado na Figura 4.2.(d). Enquanto isso, o rotor sofre com o aumento da velocidade síncrona juntamente com a velocidade do RAS, conforme o aumento da amplitude dos sinais de corrente do RS. Aqui, é perceptível a possibilidade gerir o fluxo de potência do sistema com o REF.

Já a partir dos 3,0 segundos, uma carga de conjugado constante equivalente à 5 N.m

é inserida no RS. Com essa perturbação no sistema, é possível perceber que o modelo continua funcional, pois ele consegue vencer o conjugado resistente com o aumento das correntes do RS e do RAS. Também ocorre a redução de velocidade em 45 rpm do RS, o que acarreta um aumento do escorregamento do REF.

4.3 Síntese do Capítulo

Neste capítulo, foram apresentados os parâmetros necessários para aplicar a funcionalidade do REF ao modelo convencional eletromecânico de uma máquina de indução, aqui denominado modelo elementar. Com base na validação por meio de simulação, o modelo apresentou diversas características referentes ao ganho de velocidades.

Capítulo 5

Lógica Fuzzy

Neste capítulo será realizado um estudo sobre a evolução da lógica nebulosa ou *fuzzy* bem como sobre os conceitos fundamentais que regem a teoria de conjuntos *fuzzy*.

5.1 Introdução

A literatura que aborda o controle *fuzzy* vem crescendo rapidamente nos últimos anos, dificultando a apresentação de um levantamento da ampla variedade de aplicações que têm sido desenvolvida. Entretanto, quando tratamos de controle de sistemas devemos enfatizar a importância de dados, medições ou observações precisas que nos permitirá analisar e prever da planta a ser controlada.

5.2 O Raciocínio *Fuzzy* e Suas Características

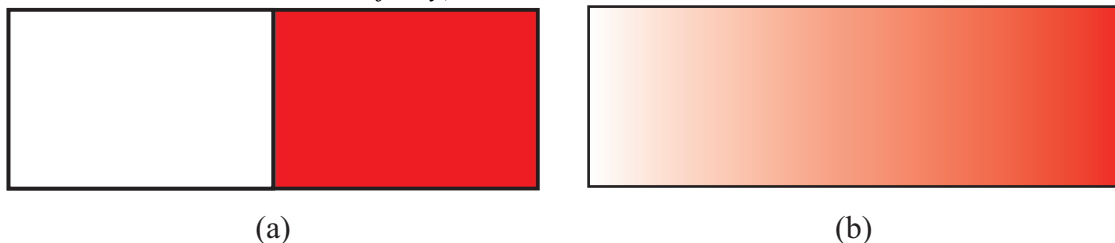
Os limites na capacidade da mente humana e eventuais deficiências na modelagem de sistemas levaram os pesquisadores a explorar outra maneira de pensamento, conhecido como pensamento difuso ou *fuzzy*. Na Figura 5.1 são ilustrados o modo de raciocínio tradicional e o modo de raciocínio *fuzzy*.

De fato, nossa lógica de compreensão e de interpretação de um fenômeno é baseada no princípio formulado pelo filósofo e cientista grego Aristóteles [384 e 322 aC] de que uma afirmação pode ser apenas verdadeira ou falsa, como elucidado na Figura 5.1(a). Este princípio é facilmente aplicado em computadores pelo sistema binário (que segue a lógica booleana na matemática) com apenas duas alternativas válidas: 1 e 0. Em oposição, no raciocínio *fuzzy* pode haver muitas verdades entre 1 (uma afirmação é completamente verdadeira) e 0 (uma afirmação é completamente falso), como elucidado por meio de gradiente na Fig.5.1(b). Assim, sob o raciocínio *fuzzy*, a lógica booleana é um caso especial

da lógica difusa e, mais particularmente, coincide com os dois casos extremos: 1 para absoluto ou completamente verdadeiro e 0 para absolutamente ou completamente falso (PROFILLIDIS; BOTZORIS, 2019).

O raciocínio *fuzzy* combina um conceito subjetivo (baseado em números) e um objetivo (baseado na avaliação pessoal) dos conhecimentos quantitativo e qualitativo, levando em consideração as características inerentes à problemas. Para isso, é comum o uso de variáveis linguísticas que aparecem na forma de palavras no lugar de números e pode combinar informações numéricas obtidas de medições com informações linguísticas (GUPTA; PEDRYCZ, 1989) e (SIMOES; SHAW, 2007).

Figura 5.1: Representação de valores (a) absolutamente verdadeiros ou falsos e (b) parcialmente verdadeiros e falsos (*fuzzy*).



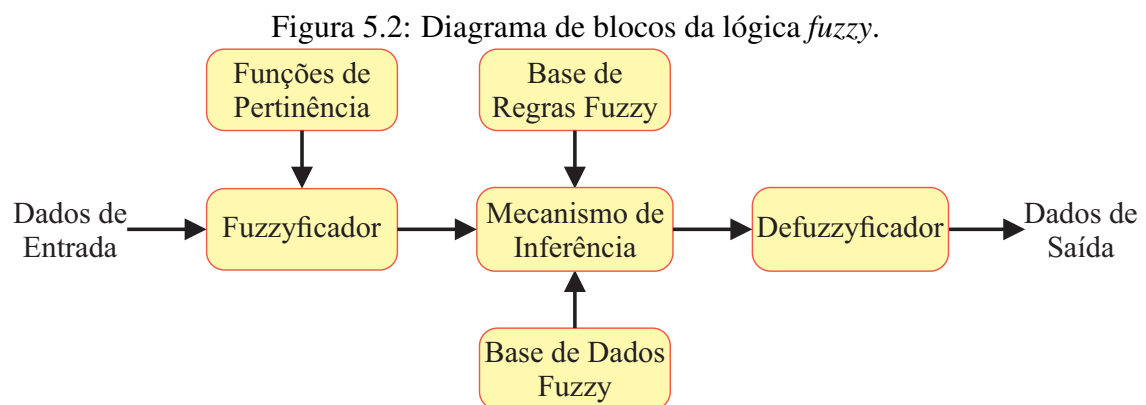
Fonte: Adaptado de (PROFILLIDIS; BOTZORIS, 2019).

A idéia de abordar o caráter nebuloso dos fenômenos é muito recente. Isso foi primeiro concebido pelo matemático e engenheiro eletricista azerbaijano-americano Loft Zadeh, em 1965, e desde então se espalhou por todos os domínios da ciência, permitindo a criação de algoritmos que podem solucionar diversos problemas e gerar conclusões e resultados próximos da realidade (PROFILLIDIS; BOTZORIS, 2019) e (MAMDANI; ASSILIAN, 1975).

Antes de Zadeh, em 1920, o filósofo polonês Jan Lukasiewicz já havia inovado o pensamento por meio da lógica de valores múltiplos e expressou a necessidade de situações intermediárias entre 0 (declaração falsa) e 1 (declaração verdadeira) enquanto que, em 1921, o matemático americano Emil Post também introduziu o formulação de níveis adicionais de verdade. Os trabalhos inovadores de Zadeh foram desenvolvidos por vários cientistas, dentre os quais se destaca o engenheiro eletricista Hideo Tanaka, que desenvolveu aplicações relacionadas à modelagem *fuzzy*.

5.3 Princípios Básicos da Lógica *Fuzzy*

A ideia da lógica *fuzzy* é exprimir em linguagem matemática, a imprecisão da linguagem humana, por meio de aproximações de pertinência de elementos em conjuntos denominados de conjuntos *fuzzy*, ou conjuntos nebulosos. Um controlador baseado nesse tipo de lógica é denominado de controlador *fuzzy*, sendo dividido em blocos funcionais, como ilustrado na Figura 5.2, a seguir.



Fonte: Autoria Própria, 2020.

No diagrama da Figura 5.2 é possível notar que um sistema *fuzzy* é composto por funções de pertinência, um conjunto de regras, ou base de regras *fuzzy*, uma base de dados *fuzzy* e um mecanismo de inferência, além dos processos de transformação dos dados para o domínio *fuzzy*. A descrição de cada um dos blocos do diagrama é realizada nas Seções 5.3.1 a 5.3.7, a seguir.

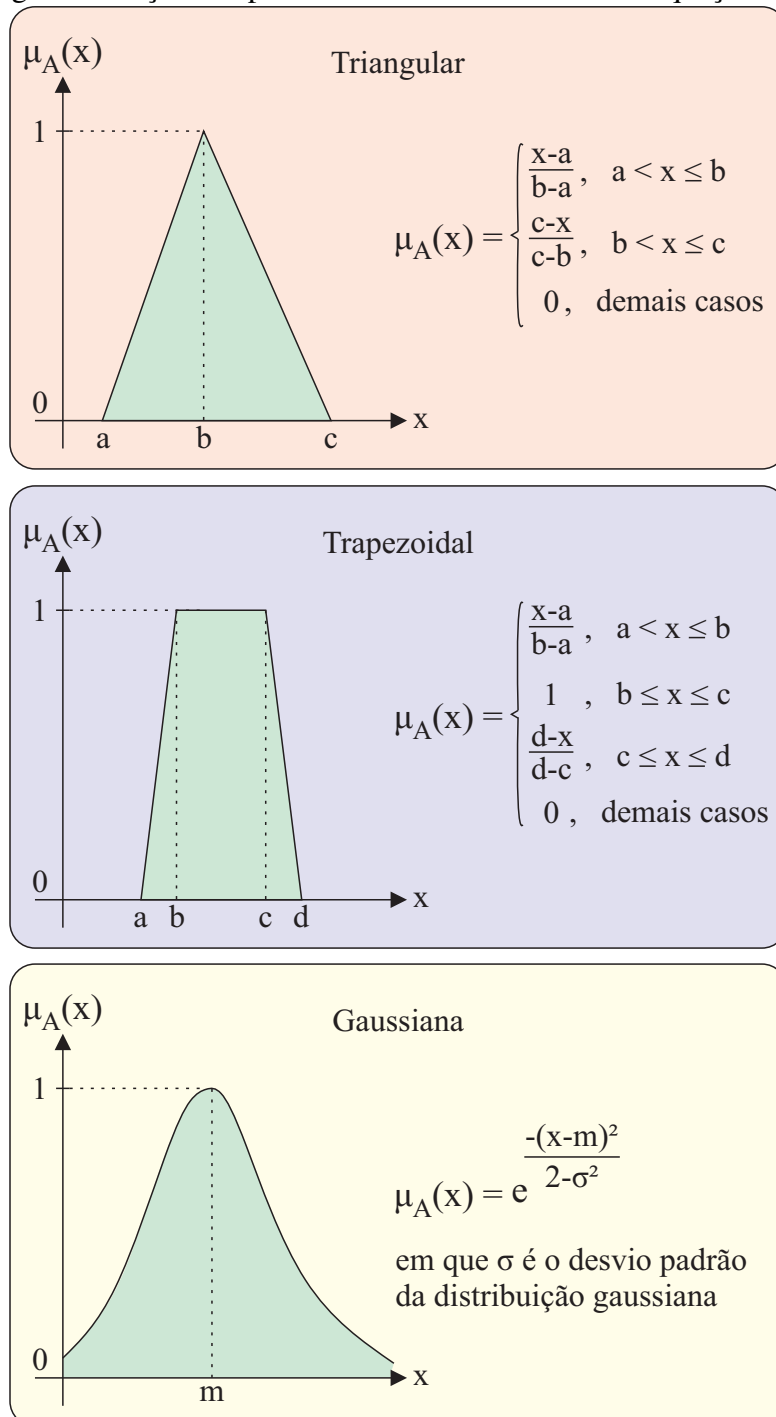
5.3.1 Funções de Pertinência

Um conjunto *fuzzy* A é definido por uma função de pertinência, $\mu_A : \Omega \rightarrow [0, 1]$. Essa função associa a cada elemento, com grau $\mu_A(x)$, em que x pertence a A . A função de pertinência indica o grau de compatibilidade entre o elemento x e o conceito expresso por Sandri e Correa (1999), sendo os possíveis intervalos:

- $\mu_A(x) = 1$, que indica que x é completamente compatível com A ;
- $\mu_A(x) = 0$, que indica que x é completamente incompatível com A ;
- $0 < \mu_A(x) < 1$, que indica que x é parcialmente compatível com A , com grau $\mu_A(x)$.

As funções de pertinências são funções matemáticas que descrevem o universo de discurso. A Figura 5.3 ilustra alguns exemplos de funções de pertinências existentes.

Figura 5.3: Algumas funções de pertinências tradicionais e suas equações características.



Fonte: Autoria Própria, 2020.

Os intervalos de abertura dessas funções de pertinências são parâmetros escolhidos empiricamente, de forma que a experiência do operador é fundamental, analisando a influência de cada mudança sobre o sistema dinâmico. Além disso, a interseção entre as funções de pertinência caracteriza a não linearidade existente nos controladores *fuzzy*.

5.3.2 Fuzzyficador

O fuzzyficador leva os dados de entrada para o domínio *fuzzy*, em que sua interface realiza a identificação dos valores das variáveis de entrada, em escala real, e as normaliza em um universo de discurso único e padronizado. Nessa operação, diz-se que esses valores são "fuzzyficados", com a transformação da entrada em conjuntos que possam se tornar variáveis linguísticas (SANDRI; CORREA, 1999).

5.3.3 Mecanismo de Inferência

Os mecanismos de inferência levam em consideração a denominada implicação lógica humana, a qual consiste em conectar uma condição a uma consequência, ou uma causa a um efeito, como normalmente acontece no dia a dia dos seres humanos (SIMOES; SHAW, 2007). Inspirado nisso, as regras de inferências são da forma:

$$\mathbf{SE} \ (causa1 = A) \ \mathbf{E} \ (causa2 = B) \ \rightarrow \ \mathbf{ENTÃO} \ efeito = C \quad (5.1)$$

em que A, B e C são conjuntos comparados a partir de uma estrutura *SE... ENTÃO*. Segundo Sandri e Correa (1999), o processo de inferência consiste em:

- Verificar o grau de compatibilidade entre as causas e os conjuntos nas premissas das regras;
- Determinar o grau de compatibilidade global da premissa de cada regra;
- Determinar o valor do efeito, em função do grau de compatibilidade da regra com os dados, e a ação de controle constante na conclusão (precisa ou não);
- Agregar os valores obtidos como conclusão nas várias regras, obtendo-se uma ação de controle global.

5.3.4 Base de Regras e Base de Dados *Fuzzy*

A base de regras e a base de dados juntas formam a chamada base de conhecimento. Essa, por sua vez, tem o objetivo de caracterizar as metas e a estratégia do controlador. Na

base de dados ficam armazenadas as etapas necessárias à discretização e à normalização do universo de discurso.

Já na base de regras são armazenadas as estruturas *SE...ENTÃO* (SANDRI; CORREA, 1999). Ao unir as duas, tem-se a base necessária para ser processada pelo mecanismo de inferência, como ilustrado no Algoritmo da Eq 5.1.

É interessante que exista uma quantidade de regras suficientes para mapear todas as combinações possíveis das funções de pertinência, de forma que a base fique completa, garantindo que sempre exista uma ação de controle para qualquer que seja a entrada dada. Além disso, é necessário evitar as contradições entre as regras, para que o controlador possa realizar uma ação de controle única (SIMOES; SHAW, 2007).

5.3.5 Defuzzificador

O defuzzificador, como o próprio nome sugere, faz o processo inverso do fuzzyficador, isto é, traduz os dados do domínio *fuzzy* para a saída do sistema. Sua interface identifica os valores obtidos no mecanismo de inferência, já normalizados, em um universo de discurso único e padronizado, e os leva para a saída em valores matemáticos compatíveis com o sistema. A essa operação, diz-se que esses valores são "defuzzificados", com a transformação dos valores do conjunto *fuzzy* (que representam variáveis linguísticas), em variáveis compreendidas pelo sistema dinâmico.

5.3.6 Controladores *Fuzzy* Sugeno

Na literatura, existem dois modelos de controladores que se destacam que são o modelo Mandani (Mamdani, 1974) e o Takagi e Sugeno (Takagi; Sugeno, 1985). O primeiro é muito utilizado em sistemas nos quais existe um conhecimento especialista sobre o sistema dinâmico que se deseja controlar enquanto o segundo exige menos esforço computacional, por possuir na saída, uma linguagem mais voltada para representação matemática do que a representação compreensível pela linguagem humana.

A maior diferença entre os dois modelos é a forma de calcular a saída do sistema, ou seja, como cada modelo transforma um valor do domínio *fuzzy* para uma saída matemática aplicável no sistema dinâmico. Em Mamdani e Assilian (1975), tem-se um processo de defuzzificação para levar valores do domínio *fuzzy* para a saída do sistema, enquanto em Takagi e Sugeno (1985) os valores da saída já são calculados diretamente, sem transformação.

O controlador Sugeno (SUGENO, 1985) consiste numa alteração do controlador de Mamdani, no qual a resultante de cada regra é definida como uma função das variáveis

linguísticas de entrada, isto é, a regra geral pode ser escrita como um valor numérico, que o sistema entenda (ANDRADE; JAQUES, 2008).

O valor numérico, resultado de cada regra, assume como fator multiplicador o valor da pertinência resultante do processamento do antecedente da regra. Essa determinação dispensa, portanto, a definição de uma função de implicação específica. A resposta final do controlador é obtida pela média ponderada das respostas das regras individuais. Isto é, neste tipo de controlador não cabe processo de defuzificação.

Na Tabela 5.1 é ilustrado um exemplo de uma tabela com parâmetros Sugeno de saída, as quais possuem os ganhos de A à I como fatores multiplicadores dos valores das pertinências de entrada à serem aplicados como sinal de controle no sistema dinâmico.

Tabela 5.1: Parâmetros Sugeno de saída.

$Saida_1$	A	B	C
$Saida_2$	D	E	F
\vdots	\vdots	\vdots	\vdots
$Saida_n$	G	H	I

5.3.7 Controladores *Fuzzy*-PID

Os controladores proporcionais integrais derivativos (PID) convencionais têm sido bastante desenvolvidos e aplicados há muito tempo, sendo amplamente utilizados para a automação industrial e o controle do processo. O principal motivo é devido à sua simplicidade de operação, a facilidade de concepção, o baixo custo, a manutenção barata, eficácia de controle para a maioria dos sistemas lineares (TANG et al., 2001).

Os controladores PID são controladores automáticos que trabalham bem se o sistema dinâmico é linear, onde uma mudança na entrada do sistema gera uma mudança proporcional em sua saída. Entretanto, no caso de sistemas dinâmicos altamente não lineares, ou quando a modelagem matemática do sistema encontra dificuldades devido ao conhecimento insuficiente, ou a complexidade do sistema, em geral, os controladores PID têm uma redução de desempenho devido a algumas características, como a distorção harmônica, a estabilidade ou o seu uso em sistemas de controle multivariáveis (SIMOES; SHAW, 2007).

Para superar essas dificuldades, vários tipos de controladores PID convencionais modificados foram desenvolvidos ultimamente, dentre eles, uma classe de controladores PID não convencionais utilizando lógica *fuzzy*. O formato das regras de um controlador *fuzzy*-PID, baseado no algoritmo da Eq 5.1 possui como entradas o erro e as suas variações,

como o algoritmo da Eq 5.2.

$$\mathbf{SE} (c = A) \ \mathbf{E} (dc = B) \ \rightarrow \ \mathbf{ENTAO} \ s_{saida} = C \quad (5.2)$$

Desse modo, c é uma causa do sistema, dc é a derivada de c , onde os dois parâmetros implicam em uma saída s_{saida} . Esses controladores podem ser divididos em quatro tipos: *fuzzy-P*, *fuzzy-PI*, *fuzzy-PD* e *fuzzy-PID* (SIMOES; SHAW, 2007). A analogia do controlador *fuzzy-PID* com o PID convencional se dá a partir do fato das variáveis de entrada do controlador serem o erro, a derivada do erro e a derivada segunda do erro, com o sinal de controle sendo integrado da saída. Mas, os fatores multiplicadores utilizados no *fuzzy-PID* são encontrados empiricamente como todos os controladores *fuzzy* Sugeno, dá-se o nome de K_p , K_i e K_d por analogia com os controladores PID convencionais, uma vez que utilizam os mesmos sinais de entrada, como será visto a seguir.

Controlador *Fuzzy-P*

Analogamente a família dos controladores PID, tem-se o controlador *fuzzy-Proporcional* (P) de uma entrada e uma saída, como a Eq 5.3 (SIMOES; SHAW, 2007).

$$u(t) = K_p e(t) \quad (5.3)$$

em que $u(t)$ é o sinal de controle aplicado ao sistema, $e(t)$ é o erro entre a referência e a saída; K_p , o ganho proporcional do sistema. A regra *fuzzy* aplicada é estabelecida no algoritmo da Eq 5.4.

$$\mathbf{SE} (erro = E_i) \ \mathbf{ENTAO} \ controle = U_i \quad (5.4)$$

com E_i e U_i sendo funções de pertinência linguísticas atribuídas às variáveis $e(t)$ e $u(t)$, respectivamente.

Controlador *Fuzzy-PI*

Para o controlador *fuzzy* Proporcional Integral (PI) tem-se a Eq 5.5 (SIMOES; SHAW, 2007):

$$\frac{du(t)}{dt} = K_p \frac{de(t)}{dt} + K_i e(t) \quad (5.5)$$

Onde a variável $de(t)$ é a derivada do sinal do erro, $du(t)$ é a derivada do sinal de controle que será aplicado a planta e K_i é o ganho integrativo. A definição da regra *fuzzy*

é representada pelo algoritmo da Eq 5.6.

$$\begin{aligned} \mathbf{SE} \quad (\text{erro} = E_i) \quad \mathbf{E} \quad (\text{derivada do erro} = dE_i) \\ \rightarrow \quad \mathbf{ENTAO} \quad \text{derivada do controle} = dU_i \end{aligned} \quad (5.6)$$

sendo dE_i e dU_i as derivadas dos sinais de $e(t)$ e $u(t)$, respectivamente.

Controlador Fuzzy-PD

Para o controlador *fuzzy* Proporcional Derivativo (PD) tem-se a Eq 5.7 (SIMOES; SHAW, 2007):

$$u(t) = K_p e(t) + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (5.7)$$

Onde K_d é o ganho derivativo. A definição da regra *fuzzy* é estabelecida no algoritmo da Eq 5.8.

$$\begin{aligned} \mathbf{SE} \quad (\text{erro} = E_i) \quad \mathbf{E} \quad (\text{derivada do erro} = dE_i) \\ \rightarrow \quad \mathbf{ENTAO} \quad \text{controle} = U_i \end{aligned} \quad (5.8)$$

Controlador Fuzzy-PID

Ainda fazendo analogia com o controlador PID convencional, a Eq 5.9 representa a expressão do controlador *fuzzy*-PID (SIMOES; SHAW, 2007):

$$\frac{du(t)}{dt} = K_p \frac{de(t)}{dt} + K_i e(t) + K_d \frac{d^2e(t)}{dt^2} \quad (5.9)$$

sendo $d^2e(t)$ a derivada da derivada do sinal do erro. Dessa forma, a regra *fuzzy* é estabelecida pelo algoritmo da Eq 5.11.

$$\begin{aligned} \mathbf{SE} \quad (\text{erro} = E_i) \quad \mathbf{E} \quad (\text{derivada do erro} = dE_i) \quad \mathbf{E} \quad (\text{derivada segunda do erro} = d^2E_i) \\ \rightarrow \quad \mathbf{ENTAO} \quad \text{derivada do controle} = U_i \end{aligned} \quad (5.10)$$

Tanto no controlador *fuzzy*-PI quanto no *fuzzy*-PID, a expressão de variação do controle deve ser integrada antes de ser aplicada ao sistema dinâmico. Além disso, os ajustes dos ganhos K_p , K_i e K_d devem ser encontrados por meio de regras de sintonia estabelecidas na literatura.

5.4 Índices de Desempenho

De acordo com Dorf e Bishop (2008), o índice de desempenho consiste numa medida quantitativa do desempenho do sistema e escolhido de tal forma que enfatiza especificações importantes do sistema. Um índice de desempenho comumente utilizado é a integral do valor absoluto do erro (IAE, *Integral of the Absolute magnitude of the Error*), que é definido pela Eq 5.11, a seguir:

$$IAE = \int_0^T |e(t)| dt. \quad (5.11)$$

Para evitar a influência do grande sinal de erro da entrada durante o acionamento de sistemas com referência do tipo degrau, Dorf e Bishop (2008) propõem a utilização do índice da integral do tempo multiplicada pela magnitude do sinal de erro (ITAE, do inglês *Integral of Time multiplied by the Absolute Error*) definido pela Eq 5.12, a seguir:

$$ITAE = \int_0^T t |e(t)| dt. \quad (5.12)$$

O ITAE proporciona uma melhor seletividade dos índices de desempenho, pois o valor mínimo da integral se distingue facilmente ao passo que os parâmetros do sistema são alterados.

5.5 Síntese do Capítulo

Nesse capítulo foram abordados os princípios básicos da lógica *fuzzy*. Além disso, foram detalhados os controladores dos modelos *fuzzy* Sugeno e *fuzzy*-PID e alguns dos índices de desempenho comumente empregados na avaliação de sistemas de controle.

Capítulo 6

Estratégia de Controle

Neste capítulo são apresentados os aspectos relacionados ao controle do protótipo de geração baseado no REF como multiplicador de velocidade juntamente com o detalhamento da principal contribuição à regulação de velocidade.

6.1 Controle Orientado por Fluxo Rotórico

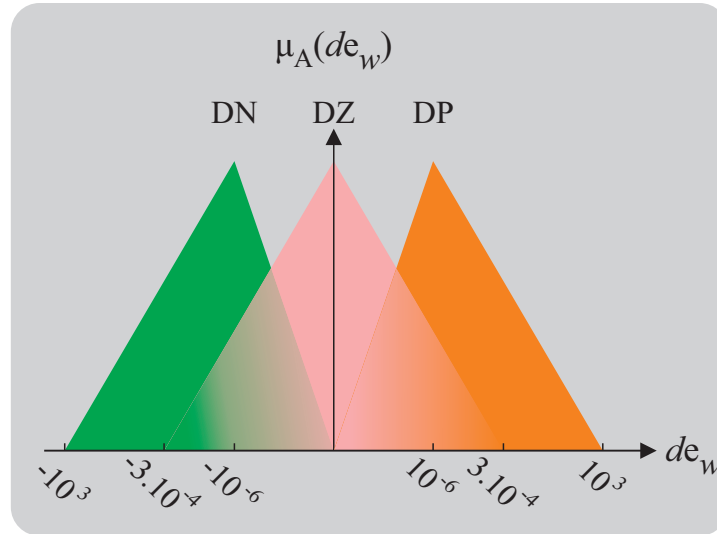
A estratégia de controle proposta inicialmente por Silva et al. (2015b) consiste numa adaptação do FOC e é ilustrada na Figura 6.1. A estimação do fluxo rotórico é importante para a obtenção do ângulo rotórico (ρ) que é necessário para o desacoplamento das variáveis que influenciam o fluxo rotórico (i_{sd}) e também o conjugado (i_{sq}). Para o controle dessas variáveis, foram utilizados reguladores de corrente $R_{id}(s)$ e $R_{iq}(s)$ que, inicialmente, seguiram o perfil de controladores do tipo PI. Esses controladores determinam as tensões de referência (V_{abc}^*) que devem ser aplicadas ao VSI por meio da modulação PWM.

Com a medição de velocidade mecânica (w), é possível elaborar uma malha de controle responsável por determinar o conjugado de referência a partir da corrente de quadratura (i_{sqref}^*), necessário ao balanço de energia do sistema, que é garantida por meio de um regulador de velocidade (R_w) do tipo PI. Devido a sua relação direta com a corrente de quadratura, como já determinada por Jacobina e Lima (1996), a corrente de referência (i_{sqref}^*) desempenha um papel importante na transmissão de energia pelo REF, por meio do conjugado (T_{ref}).

Para a operação do sistema sem trepidações consideráveis e com o mínimo de perdas por aquecimento é necessário a adoção de um fluxo rotórico adequado. Essa regulação de fluxo é realizada por um controlador PI $R_\phi(s)$ que atua na corrente de eixo direto (i_{sdref}^*).

O dimensionamento dos ganhos dos controladores utilizados para a regulação convencional segue os procedimentos propostos por Jacobina e Lima (1996).

Figura 6.4: Funções de pertinência associadas ao sinal da derivada do erro de velocidade.



Fonte: Autoria Própria, 2020.

O intervalo utilizado para os sinais de erro é dependente do valor de referência imposto ao controle de velocidade e pode levar em consideração a possibilidade do REF operar em ambos os sentidos de rotação, com valores nominais. Já para a variação do erro de velocidade, foi considerada a polaridade da variação medida pelo sistema de aquisição de dados. Com base nessa organização, os intervalos das funções de pertinência são sumarizados na Tabela 6.1.

Tabela 6.1: Parâmetros das Funções de Pertinência e_w e de_w .

FP	Parâmetros					
EN	a_1	$-2\omega_{ref}^*$	b_1	$-\omega_{ref}^*$	c_1	$-0,01\omega_{ref}^*$
EP	a_2	$0,01\omega_{ref}^*$	b_2	ω_{ref}^*	c_2	$2\omega_{ref}^*$
EZ	a_3	$-0,5\omega_{ref}^*$	b_3	$0,0$	c_3	$0,5\omega_{ref}^*$
DN	a_4	-1000	b_4	$-0,00001$	c_4	$0,0$
DP	a_5	$0,0$	b_5	$0,00001$	c_5	1000
DZ	a_6	$-0,0003$	b_6	$0,0$	c_6	$0,0003$

Após a implementação das entradas do controlador, foi necessário projetar as funções Sugeno de saída para cada um dos ângulos, conforme ilustrado na Figura 6.5. As regras de inferência implementadas seguem a Eq. 6.1, com $n = 1, 2, \dots, 9$:

Figura 6.5: Quadro de regras *fuzzy* para a regulação de velocidade do REF.

$de_w \backslash e_w$	EN	EZ	EP
DN	S_1	S_2	S_3
DZ	S_4	S_5	S_6
DP	S_7	S_8	S_9

$$S_n = K_{p_n} \cdot de_w + K_{i_n} \cdot e_w + H_0, \quad (6.1)$$

em que H_0 é uma componente homopolar que pode ser inserida no controle com o objetivo de compensar valores de *offset*.

6.2 Síntese do Capítulo

Neste capítulo foram abordadas as características de controle do protótipo de geração de energia eólica desenvolvido no DCA, elucidando a aplicação do controlador *Fuzzy* na regulação de velocidade do sistema. Além disso, foi descrito o procedimento de sintonia do referido controlador.

Capítulo 7

Resultados Experimentais

A avaliação do protótipo de geração de energia eólica com o REF regulado pelas estratégias de controle apresentadas no capítulo 6 é feita com base na análise de desempenho de regime transitório e permanente para diversos cenários de operação. Neste capítulo, são descritos os detalhes dos ensaios realizados, além de discutir e apresentar os resultados experimentais referentes aos desempenhos obtidos para cada cenário, juntamente com uma análise comparativa entre eles.

7.1 Descrição dos Cenários de Operação

Neste trabalho, os cenários de operação são caracterizados quanto ao modo de tração do gerador síncrono que pode ser em vazio e com carga. Em ambos, são discutidas as principais diferenças de desempenho com base na estratégia de controle adotada. No primeiro cenário, os terminais elétricos do gerador são desconectados de qualquer elemento que consuma energia elétrica e, por isso, não há valor relevante de corrente ou potência elétrica que requeira avaliação. Do ponto de vista do REF, a potência ativa é expressiva somente durante a partida, pois o controle deve vencer a inércia de uma massa equivalente à soma das massas individuais do RS e do rotor do gerador elétrico.

No cenário com carga, duas resistências são conectadas em paralelo à cada fase do gerador síncrono, de forma que a potência a ser consumida pode superar 200 W por fase, a depender do circuito de excitação do enrolamento de campo.

Além da massa das peças girantes, a existência de uma carga acoplada ao gerador síncrono dá origem a um contraconjugado, proporcional à corrente de excitação I_f , no eixo do RS e que deve ser compensado pelo REF por meio de sua estratégia de controle. Para os propósitos dessa tese, a carga é mantida constante ao longo de todos os cenários de operação com carga.

O conjunto de especificações técnicas das condições de operação do protótipo de geração de energia eólica analisadas neste trabalho está sumarizado na Tabela 7.1.

Tabela 7.1: Especificações técnicas para os cenários de operação.

Parâmetro	Valor
Faixa de alimentação Motor CC	$v_{cc} = 0 - 50V, i_{cc} = 0 - 6A$
Tensão do barramento CC do VSI	$v_{bar} = 100V$
Capacitores do barramento CC	$C = 4700\mu F$
Indutores do filtro L	$l_c = 500\mu H$
Indutância de magnetização do REF	$l_m = 0,22H$
Tensão no enrolamento de campo do gerador	$v_f = 0 - 7,0V$
Corrente no enrolamento de campo do gerador	$i_f = 0 - 4,5A$
DAQ - amostragem de sinais elétricos	1kHz
DAQ - amostragem de sinais de velocidade mecânica	5Hz
Carga resistiva por fase	$P_r = 200 W$

7.2 Tração do Gerador Síncrono em Vazio

7.2.1 Regulação de Velocidade em Malha Aberta

Para a análise do desempenho do protótipo em malha aberta, um ensaio de 28 segundos é apresentado na Figura 7.1. Inicialmente, um sinal de 15 Hz é sintetizado pelas tensões de referência do VSI e fazem com que o RS atinja uma velocidade média de 930 rpm, conforme Figura 7.1.(a).

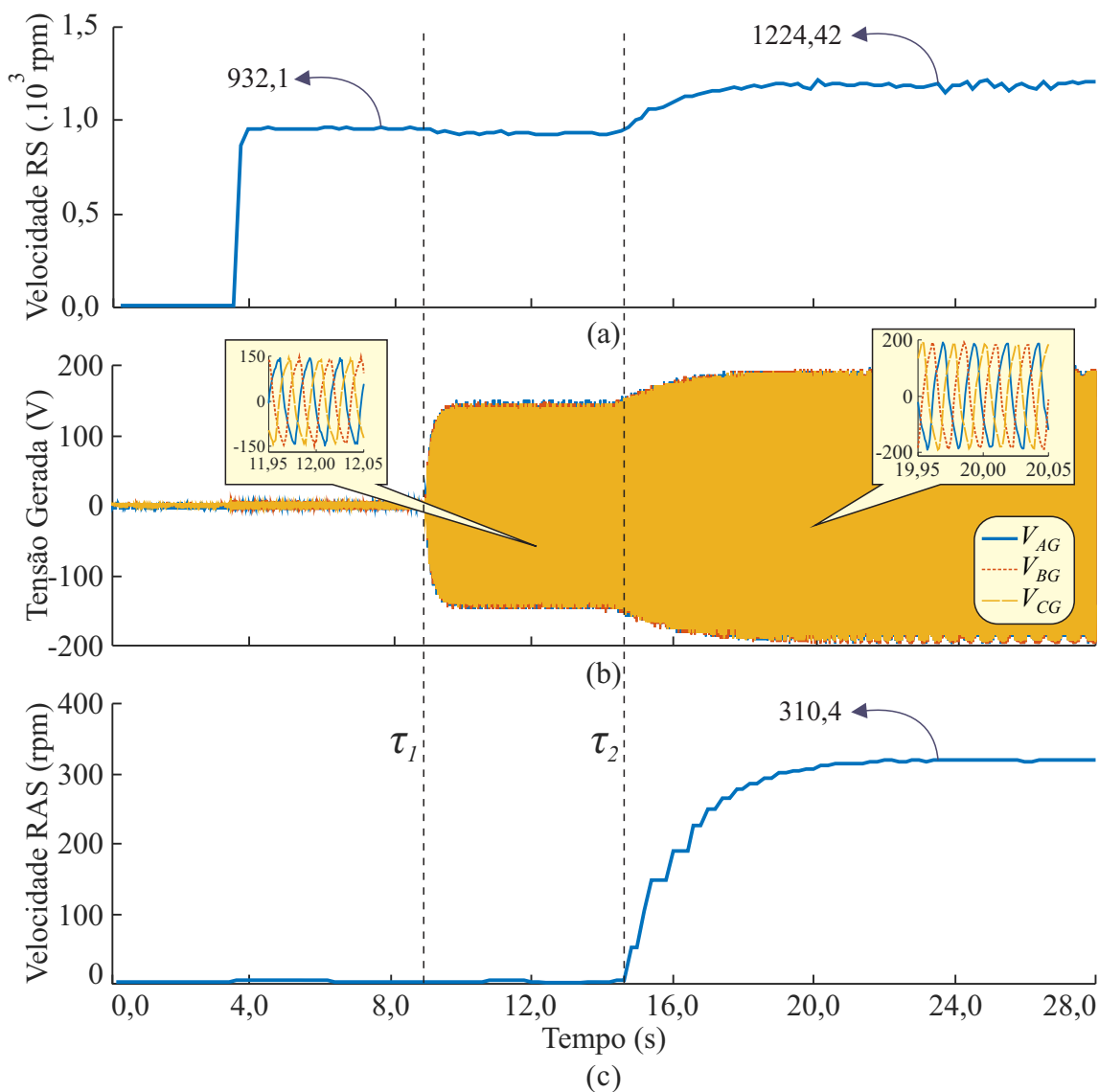
No instante τ_1 , o circuito de campo do gerador síncrono é acionado com $v_f = 7,0V$ e $i_f = 4,5 A$ no circuito de campo e dá origem às tensões de vazio com valor eficaz equivalente à 105 V por fase, como pode ser observado na Figura 7.1.(b). A distorção do sinal de tensão é evidente após uma avaliação por ciclo. Isso ocorre devido a frequência de operação do gerador ser de 31 Hz e estar muito distante de seu valor nominal.

Ainda que seja desprezível na maioria das aplicações, o contraconjugado no eixo do gerador operando em vazio não pode ser desconsiderado para o protótipo, pois é possível identificar uma desaceleração suave na velocidade do RS devido ao contraconjugado que surge no eixo de rotação, mesmo sem carga acoplada aos terminais do gerador.

Já no instante τ_2 , o motor CC é acionado gradativamente com o objetivo de atingir uma velocidade equivalente a 300 rpm. Essa velocidade é imposta ao REF por meio de seu RAS, conforme ilustrado na Figura 7.1.(c). O RS percebe a existência de velocidade no RAS e acelera para o valor médio de 1224 rpm. Aqui, é possível verificar a principal

vantagem do REF, que é a multiplicação de velocidades, até então somente obtida com o emprego das tradicionais caixas de engrenagens.

Figura 7.1: Análise do ganho de velocidades em malha aberta com ilustração do desempenho da a) velocidade do RS, b) das tensões de saída do gerador e da c) velocidade do RAS.



Fonte: Autoria Própria, 2020.

Após a estabilização da velocidade do RAS em um valor próximo à 30% da velocidade do RS, as tensões disponíveis nos terminais do gerador síncrono possuem um valor eficaz e frequência elétrica equivalentes a 138 V e 40,8 Hz, respectivamente, que representam um aumento, também respectivamente, de 21% e 31,6% em relação ao desempe-

nho inicial. Com isso, o valor percentual da velocidade do RAS é transferido na mesma proporção para o RS, levando em consideração a mesma corrente de campo no gerador síncrono.

Ainda que esse ensaio seja importante para a ilustração dos ganhos de velocidade mecânica que o REF pode proporcionar, ele ilustra a deficiência do controle em malha aberta quando aplicado ao protótipo. Pois fica claro que, devido ao aumento do valor eficaz e frequência elétrica das tensões de saída do gerador, cargas elétricas podem sofrer danos irreparáveis. Isso ocorre devido aos consumidores se caracterizarem pela posse de dispositivos que operam com uma faixa de tolerância muito restrita de variações de tensão e frequência elétrica.

Vale salientar que o desempenho observado com a regulação de velocidade com controle escalar é similar ao obtido nas análises de simulação do modelo elementar do REF, discutido no capítulo 4. Desse modo, com base na impossibilidade de manutenção da velocidade do RS em um valor constante em malha aberta, do ponto de vista da qualidade de energia elétrica entregue à carga, essa estratégia de controle não estará presente nas próximas análises.

7.2.2 Regulação de Velocidade por Controle FOC

A garantia de estabilidade de tensão e frequência na saída do gerador que alimenta uma carga resistiva só é possível com a eliminação de variações de velocidade do RS. Com esse objetivo, é realizado o controle orientado por fluxo rotórico, como discutido no capítulo 6. Os ganhos dos controladores e as informações mais relevantes em relação às malhas de corrente no referencial síncrono, regulação de fluxo magnético e de velocidade rotórica podem ser observados nas Tabelas 7.2, 7.3 e 7.4, respectivamente.

Os critérios adotados para a tração do gerador em vazio foram o tempo de estabilização a 2% (t_s) inferior a 30 segundos e o coeficiente de *overshoot* (μ_p) inferior à 5%. Vale salientar que o dimensionamento dos ganhos dos controladores passa por um processo de sintonia fina, com o objetivo de compensar as não linearidades não modeladas.

Tabela 7.2: Parâmetros do regulador de corrente no referencial síncrono $R_{idq}(s)$.

Parâmetros $R_{idq}(s)$			
$k_{p_{id}}$	25,0	$k_{p_{iq}}$	60,0
$k_{i_{id}}$	20,0	$k_{i_{iq}}$	25,0

Tabela 7.3: Parâmetros do regulador do fluxo rotórico $R_\phi(s)$.

Parâmetros do $R_\phi(s)$.	
ϕ_{ref}^*	0,8 Wb
$k_{p\phi}$	3,0
$k_{i\phi}$	3,5

Tabela 7.4: Parâmetros do regulador de velocidade $R_w(s)$.

Parâmetros do $R_w(s)$.	
w_{ref}^*	188,5 rad/s
k_{p_w}	1,3
k_{i_w}	2,0

O desempenho do protótipo com a regulação de velocidade convencional é ilustrado na Figura 7.2. A imposição de uma referência tipo degrau dá origem a uma resposta transitória no controle da velocidade do RS, conforme observado na Figura 7.2.(a). Ainda que o sobressinal alcance valores da ordem de 1935,5 rpm (ou um $\mu_p = 7,53\%$), o tempo de estabilização atingido é bem menor que o esperado. O erro de regime permanente observado equivale a 0,078% e pode ser considerado nulo, mesmo considerando oscilações na aquisição dos valores de velocidade rotórica.

O elevado valor de μ_p ocorre devido a um limite mínimo detectado empiricamente para o valor de $k_{p_{iq}}$ que quando abaixo do valor utilizado, para esse ponto de operação, reduz consideravelmente o sobressinal, mas não atinge a referência desejada e acumula valores relevantes de erro de regime permanente.

A dinâmica do sobressinal causada no transitório da partida do REF é refletida nas tensões terminais do gerador síncrono, de acordo com a Figura 7.2.(b). Entretanto, nesse ponto de operação as formas de onda apresentam um perfil menos distorcido em relação à regulação de velocidade em malha aberta, devido à manutenção dos valores próximos ao nominal, com valor eficaz próximo à 140 V e uma frequência de 60,04 Hz.

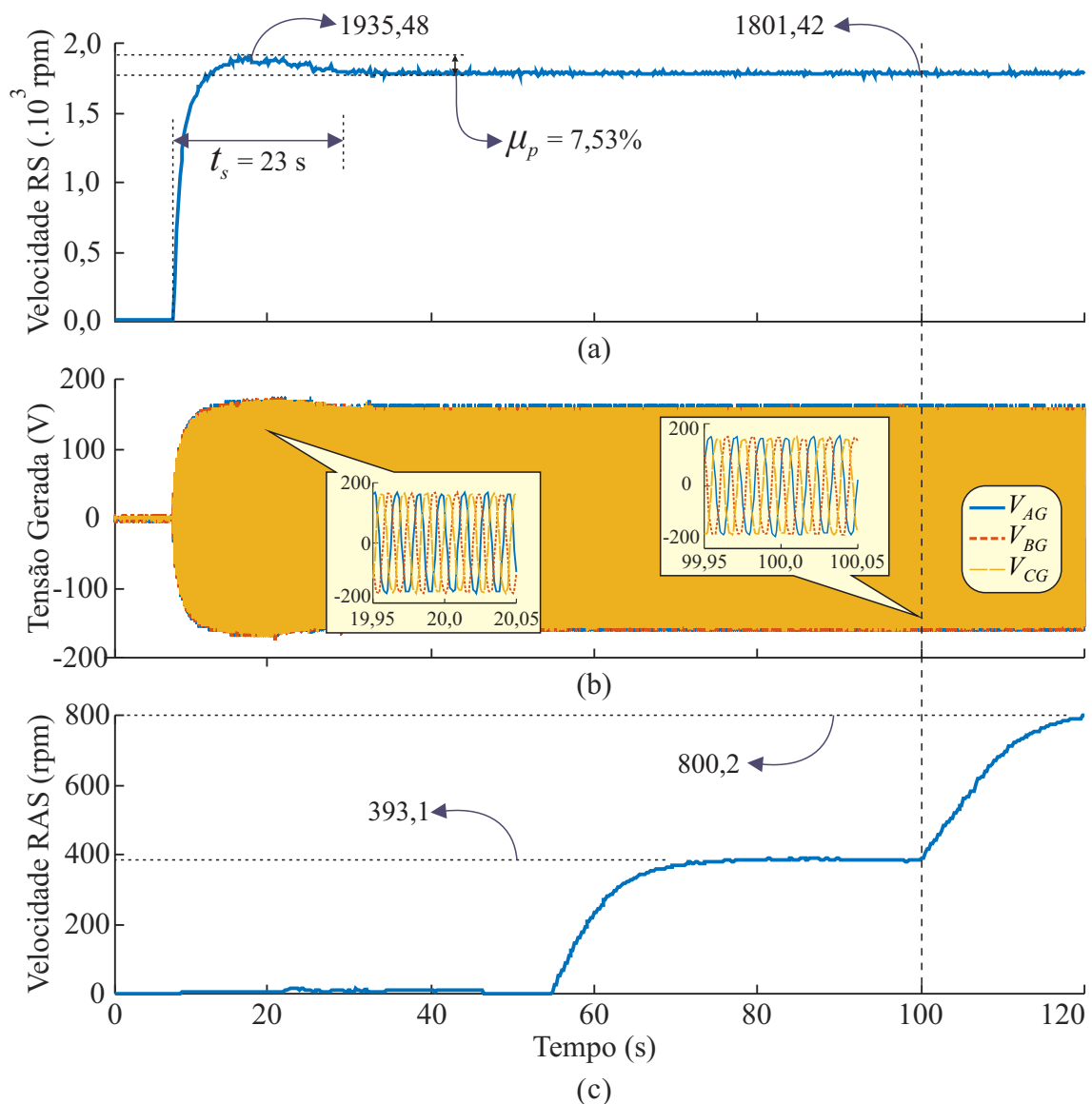
Já na Figura 7.2.(c) é possível observar o acionamento do motor CC, que movimenta o RAS. Para o período avaliado, são impostos dois perfis de velocidade rotórica em momentos distintos com o objetivo de se ter 400 e 800 rpm no RAS.

A regulação convencional de velocidade é capaz de manter constante a velocidade do RS ao longo de todo o experimento, mesmo com a inserção de movimento no RAS. Do ponto de vista de multiplicação de velocidades, quando o RAS está à 393,1 rpm, o ganho é

de aproximadamente 4,58, enquanto que para uma rotação do RAS à 800,2 rpm, o ganho é cerca de 2,25.

Esse ganho de velocidade ocorre sem que nenhuma perturbação seja transferida à tensão terminal do gerador síncrono, que é mantida estável durante todo o transitório do RAS, como pode ser identificado nos ciclos fundamentais da tensão gerada no período de 100 segundos.

Figura 7.2: Análise do ganho de velocidades pela regulação convencional com ilustração do desempenho da a) velocidade do RS, b) das tensões de saída do gerador e da c) velocidade do RAS.



Fonte: Autoria Própria, 2020.

7.2.3 Regulação de Velocidade por Controle *Fuzzy*

A validação experimental do comportamento do controlador *Fuzzy* é realizada por meio de um ensaio similar ao ensaio com controle convencional e com os objetivos mantidos os mesmos: estabilidade de tensão e de frequência elétrica. Os critérios de desempenho tomados como referência também são t_s inferior a 30 segundos e a admissão de um valor de sobressinal que não ultrapasse o valor de 5% da referência imposta ao sistema. Para o experimento em tela, o circuito de campo do gerador síncrono é alimentado com $v_f = 5,9\text{V}$ e $i_f = 3,6\text{A}$.

Os ganhos associados às regras de inferência definidas de acordo com a Eq. 6.1 são sumarizadas na Tabela 7.5. Embora a sintonia do controlador *Fuzzy* não necessite levar em consideração parâmetros específicos do modelo da planta a ser controlada, os ganhos obtidos para a regulação convencional serviram como ponto de partida para a ajuste dos ganhos do controlador *Fuzzy*. Após alguns testes iniciais, percebeu-se empiricamente que ganhos bem menores que aqueles empregados na regulação convencional já atingiam os critérios de desempenho.

Tabela 7.5: Ganhos do controlador *Fuzzy* após adequação empírica.

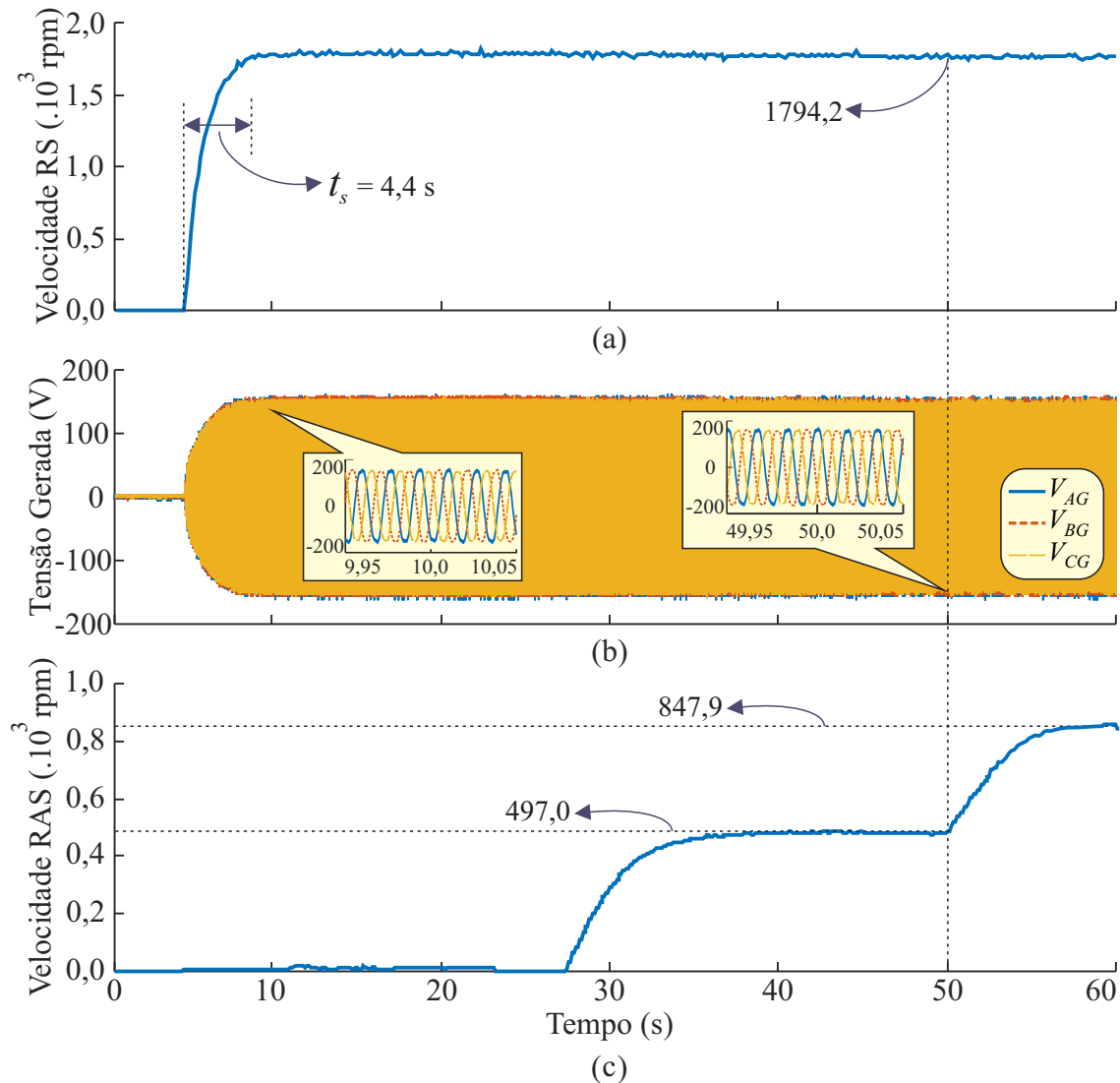
Ganhos associados ao controlador <i>Fuzzy</i>									
$K_{p_{1,2,3}}$	0,2	$K_{p_{4,5,6}}$	0,7	K_{p_7}	2,5	K_{p_8}	2,9	K_{p_9}	2,5
$K_{i_{1,2,3}}$	0,5	$K_{i_{4,5,6}}$	1,1	K_{i_7}	8,0	K_{i_8}	12,5	K_{i_9}	4,0

O desempenho do protótipo com a regulação de velocidade por controle *fuzzy* é ilustrado na Figura 7.3. A resposta da velocidade do RS do REF quando ocorre a imposição do mesmo degrau de velocidade de 1800 rpm pode ser observada na Figura 7.3.(a). O tempo de estabilização alcançado foi aproximadamente 7 (sete) vezes menor que aquele estabelecido como critério de referência.

Ao contrário do que se espera para uma redução do t_s com a regulação convencional de velocidade, a resposta dinâmica do RS não apresenta sobressinal e estabiliza a um valor médio de 1794,2 rpm, que equivale a um erro de regime permanente de 0,32%, que também pode ser considerado nulo.

A ausência de sobressinal na velocidade do RS devido a regulação *Fuzzy* de velocidade faz com que a partida do REF seja suave e as tensões terminais do gerador síncrono não experimentem nenhum nível de sobretensão transitória, de acordo com a Figura 7.3.(b). Durante o regime permanente o valor eficaz e frequência das tensões geradas equivalem a 139,1 V e 59,81 Hz, respectivamente.

Figura 7.3: Análise do ganho de velocidades pela regulação *Fuzzy* com ilustração do desempenho da a) velocidade do RS, b) das tensões de saída do gerador e da c) velocidade do RAS.



Fonte: Autoria Própria, 2020.

O acionamento do motor CC que movimenta o RAS pode ser visualizado na Figura 7.3.(c). Para o período avaliado, são impostos dois perfis de velocidade rotórica em momentos distintos com o objetivo de se ter 497,0 e 847,9 rpm no RAS.

A regulação *fuzzy* de velocidade também é capaz de manter constante a velocidade do RS ao longo de todo o experimento, mesmo com a inserção de movimento no RAS. Para esse ensaio, quando o RAS está à 497,0 rpm, o ganho é de aproximadamente 3,61, enquanto que para uma rotação do RAS à 847,9 rpm, o ganho é cerca de 2,12. Esse

ganho de velocidade também ocorre em paralelo à manutenção da estabilidade de tensão e frequência disponíveis nos terminais do gerador síncronos.

7.2.4 Comparação das Estratégias de Controle por Meio dos Indicadores de Desempenho

Além da análise gráfica e da análise dos parâmetros de regime transitório, os índices de desempenho dos controladores são avaliados em conformidade com as Eqs 5.11 e 5.12, no capítulo 5. Os valores dos índices calculados no cenário de tração do gerador síncrono em vazio, com ambas as estratégias de controle em malha fechada, são sumarizados na Tabela 7.6.

Tabela 7.6: Comparativo dos indicadores de desempenho para as estratégias de controle.

Indicador	Convencional	<i>Fuzzy</i>	Redução (%)
IAE	9.5084e+04	5.8363e+04	38,60
ITAE	7.4050e+05	4.2112e+05	43,13

De acordo com a Tabela 7.6, é possível observar que a regulação de velocidade convencional obteve maiores valores para o erro acumulado e para o erro em relação ao tempo quando comparados aos índices da regulação *fuzzy*. A ausência de sobressinal, juntamente com o t_s reduzido devido ao controle *fuzzy*, faz com que exista uma redução média de 40,8% dos indicadores de desempenho em relação ao controle convencional.

7.3 Tração do Gerador Síncrono sob Carga

Para a avaliação do fluxo de potência do protótipo de geração de energia baseado no REF, são empregadas as duas estratégias de controle em malha fechada para a tração do gerador síncrono quando esse fornece potência constante à carga resistiva de 200 W por fase. Nessas condições, o circuito de campo do gerador síncrono é acionado com $v_f = 3,15$ V e $i_f = 1,79$ A.

Devido às limitações térmicas elucidadas no Apêndice B, o ponto de operação escolhido para as análises precisou sofrer alterações. Com base em uma compilação de testes, a velocidade de operação do gerador síncrono foi reduzida para 1200 rpm. Além disso, para os propósitos dessa análise, apenas o regime permanente será considerado para os cálculos seguintes. Nesses cenários de operação também são avaliadas as influências da variação de velocidade do RAS por meio da força motriz, emulada pelo motor CC.

7.3.1 Regulação de Velocidade por Controle FOC

Para a avaliação do desempenho da transferência de potência elétrica do protótipo com regulação convencional de velocidade do RS, um ensaio de 280 segundos é ilustrado na Figura 7.4. Os ganhos dos controladores são os mesmos utilizados na seção 7.2.2. A variação de velocidade do RAS é realizada em quatro setores distintos identificados por A, B, C e D, com valores de 300, 580, 860 e 1.080 rpm, respectivamente, e pode ser observado na Figura 7.4.(a). Uma exploração detalhada do setor A é realizada com base nas Figuras de 7.4.(b) a 7.4.(g).

As tensões e correntes elétricas fornecidas pelo VSI ao REF podem ser observadas nas Figuras 7.4.(b) e 7.4.(c), respectivamente. Devido aos aspectos construtivos do REF, há um desequilíbrio evidente entre suas fases com um valor eficaz médio por fase de tensão e corrente de 60,0 V e 12,9 A, respectivamente.

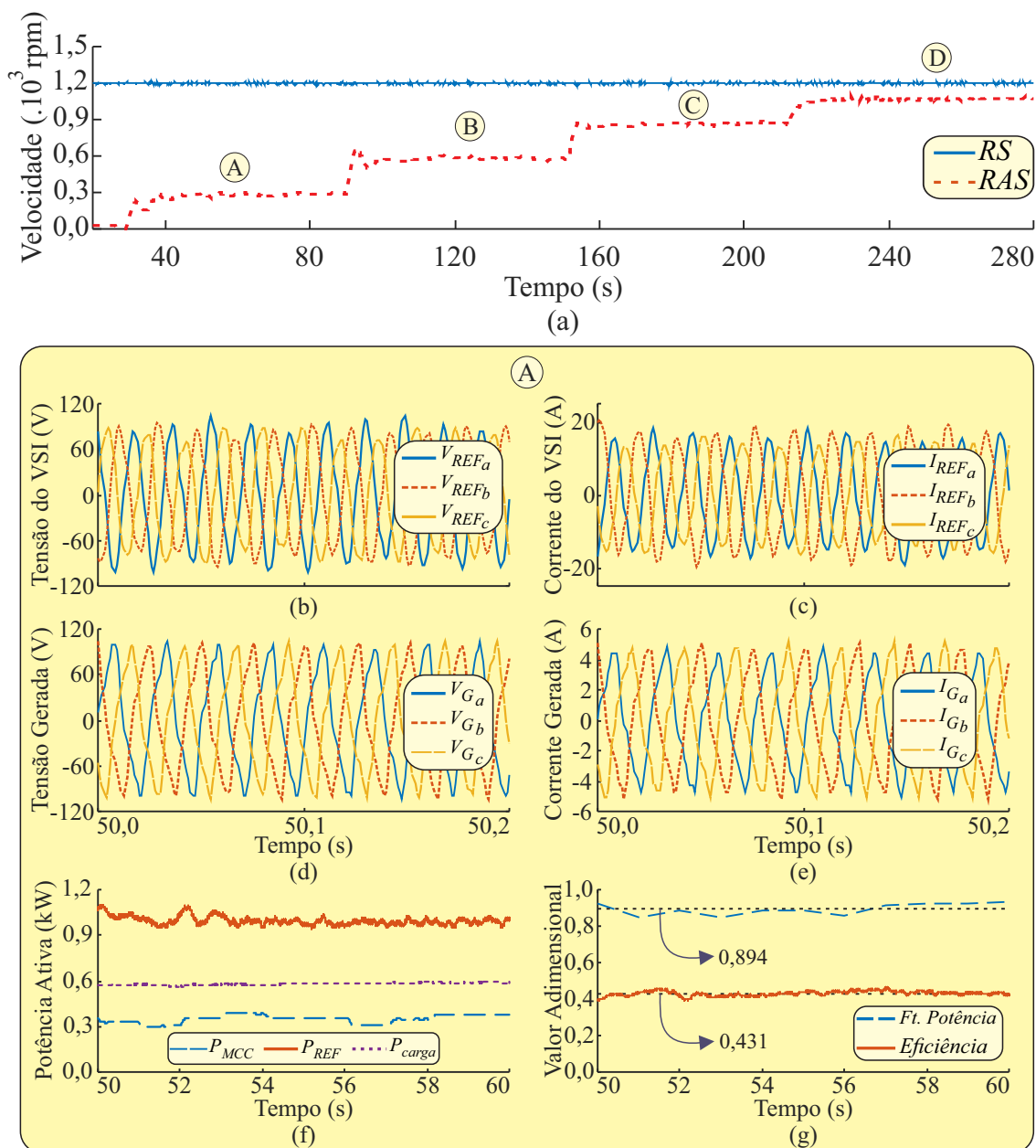
O perfil das tensões e correntes fornecidas pelo gerador síncrono à carga resistiva pode ser analisado nas Figuras 7.4.(d) e 7.4.(e), respectivamente. Mais uma vez, com a operação em um valor de velocidade distante do valor nominal, as tensões máximas geradas também são inferiores ao esperado para o desempenho nominal do gerador síncrono, com valores máximos, em média, de 100 V por fase.

Com o objetivo de mitigar as influências de oscilações oriundas da variação de velocidade imposta ao RAS, a avaliação do fluxo de potência é realizada num período de 10 segundos consecutivos, conforme ilustrado na Figura 7.4.(f). Nessa figura, estão presentes as curvas de potência ativa envolvidas nos elementos do sistema.

Ao longo da análise, é possível observar uma potência média de, aproximadamente, 1,0 kW consumida pelo REF, de 600 W pela carga resistiva enquanto que o motor CC fornece algo superior à 300 W ao RAS. Vale salientar que a potência ativa consumida pelo REF é medida na saída do VSI trifásico e, por isso, não representa a potência mecânica disponibilizada na ponta do eixo do RS.

Para os propósitos de avaliação do fluxo de potência, as duas forças motrizes, aqui emuladas pelo motor CC e pelo VSI que alimenta o REF, são consideradas como fluxo positivo de potência. Do outro lado, o consumo da carga resistiva é definido como um fluxo de potência negativo na equação do balanço energético.

Figura 7.4: Análise de fluxo de potência com regulação convencional de velocidade com ilustração dos a) perfis do R_S e R_{AS} , b) tensões e c) correntes consumidas pelo REF, d) tensões e e) correntes consumidas pela carga resistiva, f) potência elétrica dos dispositivos e o g) fator de potência do REF e eficiência global do protótipo.



Fonte: Autoria Própria, 2020.

A eficiência do sistema é estimada com base no percentual de potência disponibilizada na saída do sistema em relação ao montante de potência de entrada e é ilustrada na 7.4.(f) com o fator de potência do REF, no mesmo período considerado para a Figura 7.4.(g).

A eficiência do sistema atinge um valor médio de 43,1% no período avaliado enquanto que o fator de potência atinge o valor de 0,894 indutivo. A existência de um fator de potência menor que a unidade ocorre devido a manutenção do campo síncrono do REF.

7.3.2 Regulação de Velocidade por Controle *Fuzzy*

Para a avaliação do desempenho da transferência de potência elétrica do protótipo com regulação *Fuzzy* de velocidade do RS, um ensaio um pouco mais curto é analisado, totalizando 120 segundos e é ilustrado na Figura 7.5. Os ganhos associados do controlador *Fuzzy* são os mesmos dos utilizados na seção 7.2.3 e o circuito de excitação do gerador síncrono permanece inalterado.

Para este ensaio a variação de velocidade do RAS segue o mesmo perfil setorial definido anteriormente e pode ser observado na Figura 7.5.(a), com um detalhamento específico do setor A que é ilustrado nas Figuras de 7.5.(b) a 7.5.(g).

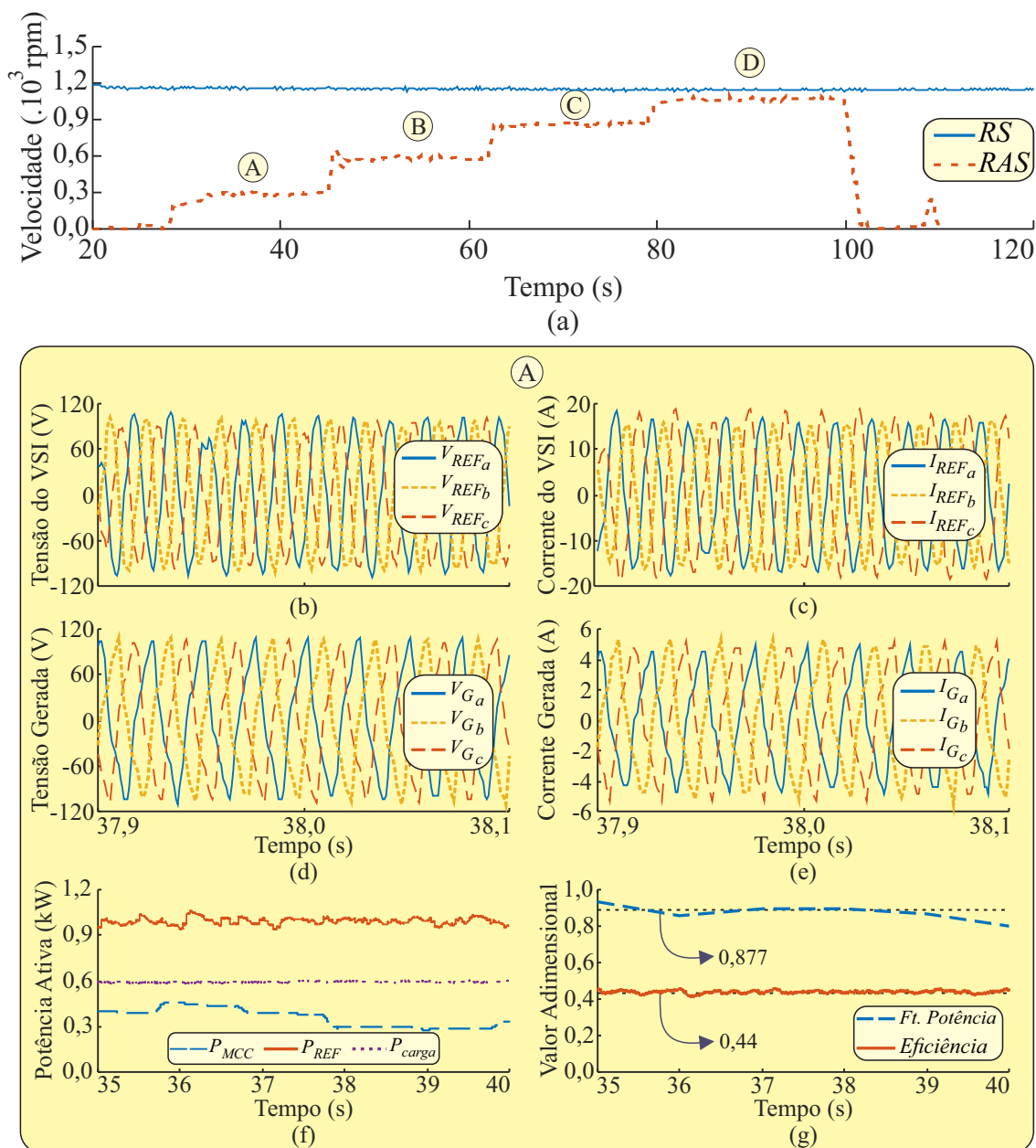
As tensões e correntes elétricas fornecidas pelo VSI ao REF podem ser observadas nas Figuras 7.5.(b) e 7.5.(c), respectivamente. Devido aos aspectos construtivos do REF, há um desequilíbrio evidente entre suas fases com um valor eficaz médio por fase de tensão e corrente de 58,0 V e 13,0 A, respectivamente, que são valores bem similares aos obtidos para a regulação convencional de velocidade.

O perfil das tensões e correntes fornecidas pelo gerador síncrono à carga resistiva podem ser analisadas nas Figuras 7.5.(d) e 7.5.(e), respectivamente. Para esse ponto de operação do RS, com a operação em um valor de velocidade distante do valor nominal, as tensões máximas geradas também são inferiores ao esperado para o desempenho nominal do gerador síncrono, com valores máximos, em média, de 99 V por fase. A carga resistiva consome uma corrente elétrica com o mesmo perfil de distorção presente nas tensões do REF e com valores de pico, em média, de 4,6 A.

Com o objetivo de mitigar as influências de oscilações oriundas da variação de velocidade imposta ao RAS, a avaliação do fluxo de potência é realizado num período de 5 segundos consecutivos, conforme ilustrado na Figura 7.5.(f).

Ao longo do tempo de avaliação, é possível observar uma potência média ligeiramente inferior a 1,0 kW consumida pelo REF, de 600 W pela carga resistiva enquanto que o motor CC fornece, em média, 330 W ao RAS. A eficiência do sistema é ilustrada na 7.4.(g) juntamente ao fator de potência do REF, no mesmo período considerado para a análise das potências individuais da Figura 7.5.(f).

Figura 7.5: Análise de fluxo de potência com regulação *Fuzzy* de velocidade com ilustração dos a) perfis do R_S e R_{AS} , b) tensões e c) correntes consumidas pelo REF, d) tensões, e) correntes consumidas pela carga resistiva, f) potência elétrica dos dispositivos e o g) fator de potência do REF e eficiência global do protótipo.



Fonte: Autoria Própria, 2020.

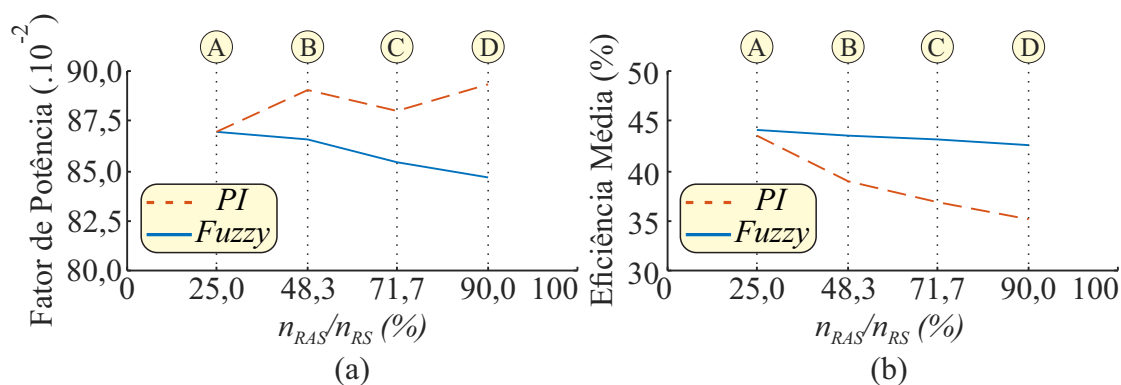
A eficiência do sistema atinge um valor médio de 44,0% no período avaliado enquanto que o fator de potência atinge o valor de 0,877 indutivo. Aqui, ocorre um aumento de 0,9% em relação à eficiência média obtida pela regulação convencional de velocidade e

uma redução na magnitude do fator de potência, ainda indutivo, em 0,017.

7.3.3 Análise Comparativa Baseada em Todos os Setores

A compilação dos resultados para o fator de potência do REF e a eficiência do protótipo de geração é ilustrada na Figura 7.6. Devido à similaridade dos valores eficazes de tensão e corrente impostas ao REF e à carga resistiva, em todos os setores analisados, o comparativo dessas grandezas não apresentam nenhuma informação relevante à presente discussão. Na figura em tela, o eixo das abscissas representa a relação de velocidades do RAS em relação percentual ao RS e não está em escala linear, para uma melhor ilustração dos resultados.

Figura 7.6: Comportamento médio do a) fator de potência e b) eficiência médios para todos os setores de avaliação de desempenho.



Fonte: Autoria Própria, 2020.

Para o perfil do fator de potência com base na relação de velocidade da Figura 7.6.(a), é possível identificar um crescimento de sua magnitude para a regulação convencional de velocidade com o controlador PI, atingindo um valor médio de até 0,898. Já para a regulação *fuzzy*, há um perfil decrescente que atinge o valor de 0,85 indutivo.

O perfil do fator de potência identifica que para o controlador convencional, o aumento de velocidade imposta ao RAS é compensada por um aumento da potência ativa consumida pelo REF, enquanto que a potência reativa permanece praticamente inalterada. Já para o controlador *fuzzy*, a potência reativa média apresenta um crescimento de 50 VAR do início ao fim dos experimentos, enquanto que a potência ativa consumida no REF permanece praticamente inalterada.

Esse cenário é confirmado quando avaliamos a eficiência média do protótipo em todos os setores, conforme Figura 7.6.(b). Ao passo que o regulador convencional utiliza mais

potência ativa para garantir a estabilidade de tensão e frequência do gerador síncrono, a eficiência reduz à medida que a velocidade do RAS aumenta. Já para o regulador *fuzzy*, a utilização de mais potência reativa faz com que a eficiência do protótipo seja praticamente constante ao longo da faixa de velocidade analisada.

7.3.4 Síntese do Capítulo

Neste capítulo foram abordados os ensaios de validação da funcionalidade do protótipo de geração baseado no REF. Foram avaliados os desempenhos do REF quando operando sem carga e com carga no gerador síncrono com análise de eficiência global do sistema para diversos valores de velocidades impostas pelo motor CC.

Capítulo 8

Conclusões

8.1 Conclusões Gerais

Nesta tese foi proposta uma contribuição à estratégia de controle aplicada ao protótipo de geração de energia baseado no REF, que devido a ausência de um modelo matemático consolidado, dificulta o estudo teórico por meio de simulações computacionais. Para isso, foi proposto um modelo elementar de simulação com aproveitamento dos modelos das máquinas de indução, que são amplamente conhecidos na comunidade científica.

Com o objetivo de melhor identificar as faixas de operação do protótipo foram realizados diversos ensaios com variação de carga no gerador síncrono e da emulação do vento. Para estes cenários, o controlador *fuzzy* foi comparado com o controlador convencional, proposto juntamente com a criação do REF.

Nos cenários em que o gerador está em vazio, a regulação de velocidade pelo controlador *fuzzy* apresenta o melhor desempenho em regime transitório, quando comparada à regulação convencional. Isso decorre da ausência de sobressinal no RS, que possibilita uma partida suave ao protótipo e elimina a necessidade de um acionamento sequencial do REF, gerador e carga resistiva. Além disso, os ganhos associados ao controlador *fuzzy* para a obtenção desse melhor desempenho são menores do que aqueles impostos pela regulação convencional baseada no controlador PI.

Para o regime permanente, o controlador *fuzzy* apresentou um erro de regime 4 vezes superior ao alcançado pelo controlador PI. Entretanto, isso não é um demérito para o *fuzzy* devido às magnitudes dos erros obtidos. Como observado, um erro de 0,32% pode ser considerado zero, para os propósitos dessa aplicação. Além do mais, para a avaliação completa dos controladores, houve uma redução significativa dos indicadores IAE e ITAE para a regulação *fuzzy* de velocidade. Com base nisso, a regulação *fuzzy* apresenta uma melhor aplicabilidade ao protótipo em relação à atual regulação de velocidade.

Do ponto de vista de fluxo de potência, a eficiência do protótipo apresenta uma ten-

dência de redução de eficiência a medida em que as velocidades do RAS e RS se equiparam. Porém, para os ensaios avaliados, a regulação *fuzzy* apresentou a vantagem fornecer uma redução menos acentuada, caracterizando uma robustez em relação à multiplicação de velocidade, quando comparada ao controlador convencional.

Ainda que tenham sido apresentadas as vantagens da regulação *fuzzy* de velocidade ao protótipo de geração, a eficiência global do sistema ainda é inferior a 50%. Essa baixa eficiência decorre de diversas limitações construtivas do primeiro protótipo do REF, tais como trepidação intensa devido ao desalinhamento dos eixos de rotação, folga nos acopladores mecânicos, limitação de arrefecimento dos enrolamentos internos e do RAS do REF, por exemplo. Vale salientar, que devido à pandemia de COVID-19 e suspensão de atividades nos laboratórios da UFRN, foi impossível tratar de ajustes mecânicos do protótipo.

8.2 Trabalhos Futuros

Como base nos resultados obtidos neste trabalho e nas limitações encontradas no protótipo de geração com o REF, as seguintes propostas de trabalhos futuros são sugeridas:

1. Aprimoramento do modelo elementar do REF para que possa receber sinais de tensão de armadura com frequência variável;
2. Confecção de uma nova versão do REF, prezando por mais facilidade de acesso a seus enrolamentos;
3. Confecção de um novo protótipo de geração baseado na nova versão do REF, com as correções mecânicas necessárias;
4. Aprimoramento do controlador *fuzzy* utilizado, com maior quantidade e perfis de funções de pertinência sendo aplicadas;
5. Aprofundamento da aplicação *fuzzy* na estratégia de controle, com controladores *fuzzy* multivariáveis e tipo-2;
6. Implementação das estratégias de controle baseadas no escorregamento com o fluxo rotórico;
7. Implementação das estratégias de controle que garantam a operação com fator de potência nominal do REF.

Referências Bibliográficas

ALHMOUD, L.; WANG, B. A review of the state-of-the-art in wind-energy reliability analysis. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 81, p. 1643 – 1651, 2018.

ANDRADE, M.; JAQUES, M. A. P. *Estudo comparativo de controladores de Mamdani e Sugeno para controle de tráfego em interseções isoladas*. [S.l.: s.n.], 2008. v. 16.

ARAÚJO, F. M. U.; CAVALCANTE, M. S. F. F.; VASCONCELLOS, B. S. de; MENDES, W. R. Comparison of fuzzy type-2 and conventional fuzzy controllers tuned by ant colony optimization. In: *24th ABCM International Congress of Mechanical Engineering*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 9 pp.

ARIAS, A.; ROMERAL, J. L.; ALDABAS, E.; JAYNE, M. G. Fuzzy logic direct torque control. In: *ISIE'2000. Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (Cat. No.00TH8543)*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 1, p. 253–258.

AZEVEDO, H. D. M.; A., A. M.; BOUCHONNEAU, N. A review of wind turbine bearing condition monitoring: State of the art and challenges. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 56, p. 368 – 379, 2016.

BOOKMAN, T. Wind energy's promise, offshore. *IEEE Technology and Society Magazine*, v. 24, n. 2, p. 9–15, Summer 2005.

BOSE, B. *Power Electronics and Motor Drives: Advances and Trends*. 1. ed. [S.l.]: Elsevier, 2006.

BOSE, B. K. Energy, environment, and advances in power electronics. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 15, n. 4, p. 688–701, July 2000.

BUJA, G.; CASADEI, D.; SERRA, G. Direct torque control of induction motor drives. In: *ISIE '97 Proceeding of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 1997. v. 1, p. TU2–TU8.

BUJA, G. S.; KAZMIERKOWSKI, M. P. Direct torque control of pwm inverter-fed ac motors - a survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 51, n. 4, p. 744–757, Aug 2004.

CHAPUIS, Y. A.; ROYE, D.; DAVOINE, J. Principles and implementation of direct torque control by stator flux orientation of an induction motor. In: *Proceedings of 1995 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC'95*. [S.l.: s.n.], 1995. v. 1, p. 185–191.

DANESHI-FAR, Z.; CAPOLINO, G.; HENAO, H. Modeling and simulation of planetary gearbox effects on a wound rotor induction machine. In: *2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1234–1239.

DORF, R. C.; BISHOP, R. H. *Modern Control Systems*. [S.l.]: Pearson, 2008. v. 11.

DUAN, Y.; HARLEY, R. G. Present and future trends in wind turbine generator designs. In: *2009 IEEE Power Electronics and Machines in Wind Applications*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–6.

ENERGIA, P. *Renewable energy to reach 22.5 percent share in global power mix in 2020*. 2018. Disponível em: <<https://www.portal-energia.com/mhi-vestas-turbina-eolica-mais-potente-historia-v164-10-mw/>>.

EPE. *Relatório Síntese do Balanços Energéticos Nacionais*. 2019. Disponível em: <www.epe.gov.br/pt>.

GUPTA, M. M.; PEDRYCZ, W. Cognitive and fuzzy logic controllers: A retrospective and perspective. In: *1989 American Control Conference*. [S.l.: s.n.], 1989. p. 2245–2251.

HERBERT, G. J.; INIYAN, S.; SREEVALSAN, E.; RAJAPANDIAN, S. A review of wind energy technologies. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 11, n. 6, p. 1117 – 1145, 2007. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S136403210500095X>>.

HUANG, C.; TSAI, M.; DORRELL, D. G.; LIN, B. Development of a magnetic planetary gearbox. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 44, n. 3, p. 403–412, March 2008.

IRENA, N. R. *Data and Statistics*. 2019. Disponível em: <<https://www.irena.org/Statistics>>.

JACOBINA, C. B. a.; LIMA, A. M. N. Estratégias de controle para sistemas de acionamento com máquina assíncrona. In: *Sociedade Brasileira de Automática - SBA*. [S.l.: s.n.], 1996. v. 1, p. 15–28.

JAMMAL, A.; RONG, Y. Wind turbine gearbox dynamics. In: *2013 IEEE International Symposium on Assembly and Manufacturing (ISAM)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 330–333.

KAUR, K.; CHOWDHURY, S.; CHOWDHURY, S. P.; MOHANTY, K. B.; DOMIJAN, A. Fuzzy logic based control of variable speed induction machine wind generation system. In: *2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–11.

KHAMBADKONE, A. M.; HOLTZ, J. Vector-controlled induction motor drive with a self-commissioning scheme. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 38, n. 5, p. 322–327, Oct 1991.

- MALINOWSKI, M.; MILCZAREK, A.; KOT, R.; GORYCA, Z.; SZUSTER, J. T. Optimized energy-conversion systems for small wind turbines: Renewable energy sources in modern distributed power generation systems. *IEEE Power Electronics Magazine*, v. 2, n. 3, p. 16–30, Sept 2015.
- MAMDANI, E.; ASSILIAN, S. An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller. *International Journal of Man-Machine Studies*, v. 7, n. 1, p. 1 – 13, 1975.
- Mamdani, E. H. Application of fuzzy algorithms for control of simple dynamic plant. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, v. 121, n. 12, p. 1585–1588, December 1974.
- MANIÇOBA, G. G. C. *Análise e Modelagem de um Regulador Eletromagnético de Velocidade para Sistemas Conversão de Energia Eólica*. Tese (Doutorado) — UFRN, 2018.
- MARINO, P.; D’INCECCO, M.; VISCIANO, N. A comparison of direct torque control methodologies for induction motor. In: *2001 IEEE Porto Power Tech Proceedings (Cat. No.01EX502)*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 2, p. 6 pp.
- MCKENNA, R.; LEYE, P. O. v.d.; FICHTNER, W. Key challenges and prospects for large wind turbines. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 53, p. 1212 – 1221, 2016. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032115010503>>.
- NAVIGANT, R. *World Wind Energy Market Update 2017*. 2017. Disponível em: <<https://www.navigantresearch.com/reports/world-wind-energy-market-update-2017>>.
- PAO, L. Y.; JOHNSON, K. E. Control of wind turbines. *IEEE Control Systems Magazine*, v. 31, n. 2, p. 44–62, April 2011.
- PEREZ, J. M. P.; MARQUEZ, F. P. G.; TOBIAS, A.; PAPAELIAS, M. Wind turbine reliability analysis. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 23, p. 463 – 472, 2013.
- PESSOA, G. A. P. C.; PINHEIRO, R. F.; NUNES, E. A. de F.; PINHEIRO, R. X. de O. Sistema supervisorio para motores de indução trifásicos. In: *Congresso Brasileiro de Extensão Universitária- CBEU*. [S.l.: s.n.], 2018.
- POLINDER, H.; FERREIRA, J. A.; JENSEN, B. B.; ABRAHAMSEN, A. B.; ATALLAH, K.; MCMAHON, R. A. Trends in wind turbine generator systems. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 1, n. 3, p. 174–185, Sept 2013.
- POLINDER, H.; PIJL, F. F. A. van der; VILDER, G. de; TAVNER, P. J. Comparison of direct-drive and geared generator concepts for wind turbines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 21, n. 3, p. 725–733, Sept 2006.
- PROFILLIDIS, V.; BOTZORIS, G. Chapter 9 - fuzzy methods. In: PROFILLIDIS, V.; BOTZORIS, G. (Ed.). *Modeling of Transport Demand*. [S.l.]: Elsevier, 2019. p. 383 – 417.

RAFA, S.; LARABI, A.; BARAZANE, L.; MANCEUR, M.; ESSOUNBOULI, N.; HAMZAOU, A. Implementation of a new fuzzy vector control of induction motor. *ISA Transactions*, v. 53, n. 3, p. 744 – 754, 2014.

RAMOS, T.; JÚNIOR, M. F. M.; PINHEIRO, R.; MEDEIROS, A. Slip control of a squirrel cage induction generator driven by an electromagnetic frequency regulator to achieve the maximum power point tracking. *Energies*, v. 12, n. 11, 2019.

RAMOS, T. A. de O. *UM SISTEMA EFICIENTE DE MÁQUINAS ELÉTRICAS PARA GERAÇÃO DE ENERGIA EÓLICA COM ACIONAMENTO POR MEIO DE UM REGULADOR ELETROMAGNÉTICO DE FREQUÊNCIA*. Tese (Doutorado) — UFRN, 2019.

RIBRANT, J.; BERTLING, L. Survey of failures in wind power systems with focus on swedish wind power plants during 1997-2005. In: *2007 IEEE Power Engineering Society General Meeting*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–8.

SANDRI, S.; CORREA, C. Lógica nebulosa. In: *V Escola de Redes Neurais*. [S.l.: s.n.], 1999. p. 073–090.

SILVA, P. V. *Regulador Eletromagnético de Frequência Aplicado ao Controle de Velocidade de Geradores Eólicos*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Rio Grande do Norte - UFRN, Natal, Brasil, 2015.

SILVA, P. V.; PINHEIRO, R. F.; SALAZAR, A. O.; FERNANDES, J. D. Performance analysis of a new system for speed control in wind turbines. *Renewable Energy and Power Quality Journal*, p. 455–460, 04 2015.

SILVA, P. V.; PINHEIRO, R. F.; SALAZAR, A. O.; JÚNIOR, L. P. do S.; AZEVEDO, C. C. de. A proposal for a new wind turbine topology using an electromagnetic frequency regulator. *IEEE Latin America Transactions*, v. 13, n. 4, p. 989–997, April 2015.

SILVA, P. V.; PINHEIRO, R. F.; SALAZAR, A. O.; JÚNIOR, L. P. do S.; FERNANDES, J. D. Um novo sistema para controle de velocidade em aerogeradores utilizando o regulador eletromagnético de frequência. *Revista Eletrônica de Potência*, p. 254–262, 07 2015.

SIMOES, M. G.; SHAW, I. S. *Controle e modelagem fuzzy*. São Paulo: Blusher, 2007.

SUGENO, M. An introductory survey of fuzzy control. *Information Sciences*, v. 36, n. 1, p. 59 – 83, 1985.

SUN, X.; CHENG, M.; ZHU, Y.; XU, L. Application of electrical variable transmission in wind power generation system. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 49, n. 3, p. 1299–1307, May 2013.

Takagi, T.; Sugeno, M. Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, SMC-15, n. 1, p. 116–132, Jan 1985.

TANG, K. S.; MAN, K. F.; CHEN, G.; KWONG, S. An optimal fuzzy pid controller. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 48, n. 4, p. 757–765, Aug 2001.

THOMAS, A.; LENNART, S. Wind energy technology and current status: a review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 4, n. 4, p. 315–374, 2000.

THRESHER, R.; ROBINSON, M.; VEERS, P. To capture the wind. *IEEE Power and Energy Magazine*, v. 5, n. 6, p. 34–46, Nov 2007.

TLALI, P. M.; WANG, R.; GERBER, S. Magnetic gear technologies: A review. In: *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 544–550.

TRONCOSO, P. E.; MANTZ, R. J.; BATTAIOTTO, P. E. Active and reactive power regulation in wind turbines based on bdfg machines. In: *2017 IEEE URUCON*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–4.

VAS, P. *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Tese (Doutorado) — Oxford University, Oxford, Reino Unido, 1998.

WANG, Z. *Dynamic Modelling of Planetary Gear Systems for Gear Tooth Fault Detection*. Tese (Doutorado) — Curtin University of Technology, 2010.

WEG, M. *Guia de Especificação: Motores Elétricos*. 2020. Disponível em: <<https://static.weg.net/medias/downloadcente>>.

YARAMASU, V.; Wu, B.; Sen, P. C.; Kouro, S.; Narimani, M. High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies. *Proceedings of the IEEE*, v. 103, n. 5, p. 740–788, May 2015.

ZADEH, L. Fuzzy sets. *Information and Control*, v. 8, n. 3, p. 338 – 353, 1965. ISSN 0019-9958.

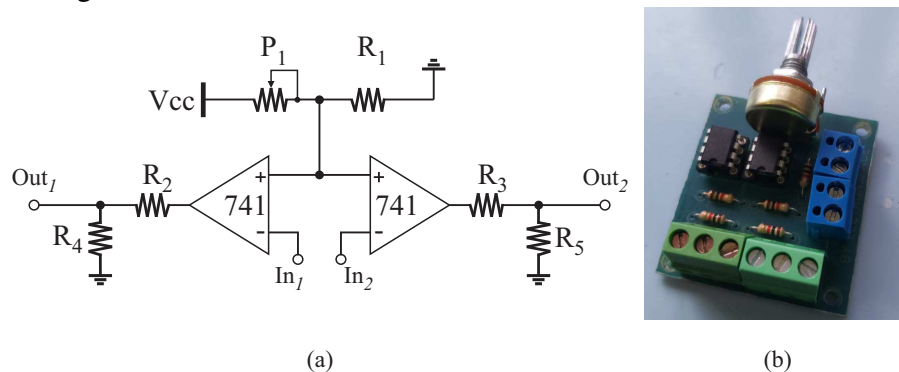
Apêndice A

Condicionamento de Sinais de Velocidade Mecânica

Ao longo de várias horas de funcionamento, o sinal de saída do transdutor óptico utilizado para as medições das velocidades do RS e do RAS apresenta um sinal de *offset* que prejudica o cálculo dessas variáveis. Como consequência, ocorre a perda de sincronismo da estratégia de controle. Para a mitigação desse efeito indesejável, foi desenvolvido um circuito que rejeita a influência desse sinal, conforme Figura A.1.

O diagrama esquemático consiste na associação de dois amplificadores operacionais operando na configuração comparadora, como ilustrado na Figura A.1.(a). Cada amplificador é responsável por uma entrada de transdutor óptico. O divisor de tensão na saída de cada amplificador tem como objetivo garantir 3,3 V, que é a tensão máxima permitida nas entradas do DSP. O circuito confeccionado pode ser observado na Figura A.1.(b).

Figura A.1: Condicionamento de sinais de velocidade mecânica.



Fonte: Autoria Própria, 2021.

Apêndice B

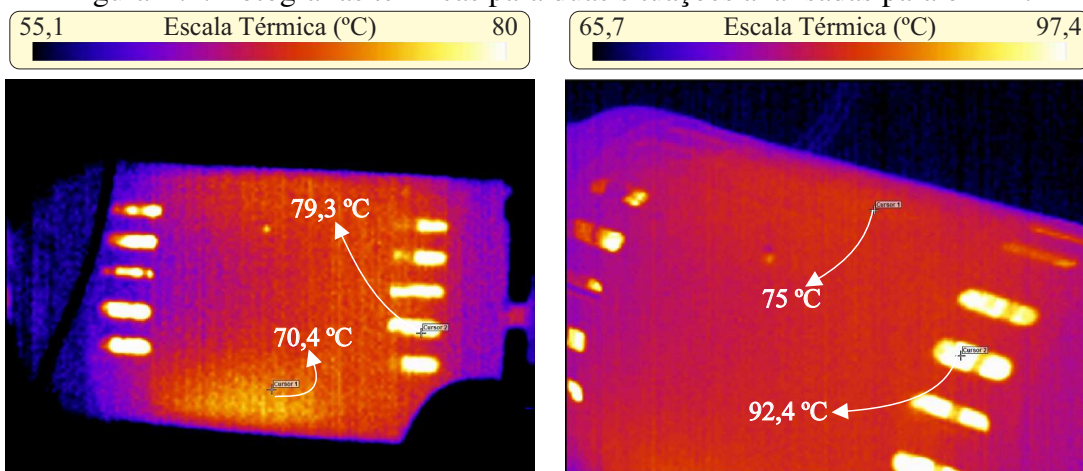
Desempenho Térmico do REF

De acordo com a identificação de motores de indução, há a definição das classes de isolamento, que definem a máxima temperatura que o motor pode operar sem que haja o comprometimento da vida útil de motor (WEG, 2020). Geralmente, a operação sob essas condições acarreta na perda de isolamento dos materiais que envolvem os enrolamentos do estator. Por exemplo, a temperatura máxima para motores classe A, que são os menores valores, é de 105 °C. Entretanto, não há referência de um valor limite a ser monitorado na estrutura metálica do dispositivo.

Durante a realização dos ensaios experimentais foi identificado que a estrutura do REF apresentava um aquecimento excessivo em um tempo muito curto quando operava com carga no gerador síncrono. Com o intuito de identificar o comportamento térmico, foi realizado um acompanhamento do protótipo com uma câmera termográfica de modelo IRISYS 4000, do fabricante IRISYS, durante uma bateria de ensaios.

Os ensaios foram realizados com o REF tracionando o gerador síncrono num velocidade de 1500 rpm, com o consumo de 600 W pela carga resistiva, enquanto que o motor CC foi mantido sem alimentação. O comportamento térmico obtido, tanto para os enrolamentos do REF, quanto para o RAS, seguem o padrão ilustrado na Figura B.1. Com base na escala térmica das duas fotografias é possível perceber que a peça do RAS opera a uma temperatura muito próxima da dos enrolamentos do REF. Essa situação chama atenção para a dificuldade de arrefecimento do primeiro protótipo do REF.

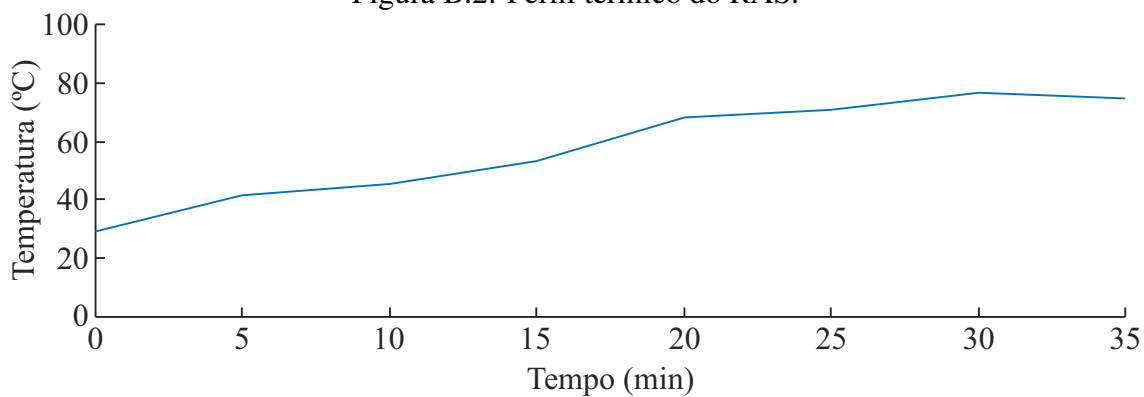
Figura B.1: Fotografias térmicas para duas situações analisadas para o REF.



Fonte: Autoria Própria, 2020.

Com base na compilação de todos os monitoramentos realizados durante um ensaio específico, foi possível construir um gráfico da elevação de temperatura do RAS do REF em relação ao tempo de operação, que está ilustrado na Figura B.2. Aqui, em 35 minutos de operação o RAS já atinge a temperatura próxima aos 80 °C.

Figura B.2: Perfil térmico do RAS.



Fonte: Autoria Própria, 2020.

Tendo em vista o desconhecimento da real classe de isolamento da máquina de indução que deu origem a esta versão do REF, fez-se necessário a redução dos pontos de operação de 1800 rpm para 1200 rpm para evitar danos irreparáveis ao dispositivo.

Apêndice C

Disponibilização do Código Implementado

A seguir, é apresentado o código final de controle implementado.

```
#####  
// Controle REF  
// Última evisão do programa: 09/12/2020  
#####  
  
#include "DSP28x_Project.h"  
#include <math.h>  
  
// Prototipo das funções  
  
void InitECapture(void);  
void InitEPwm1(void);  
void InitEPwm2(void);  
void InitEPwm3(void);  
void ConfigCAD(void);  
void ConfigGPIO(void);  
void init_zone7(void);  
void InitXintf16Gpio(void);  
void PlotGraphView(void);  
  
// Rotina de controle , executa a 100us – Interrupção  
interrupt void adc_isr(void);
```

```
// Parâmetros para coleta de dados

#pragma DATA_SECTION(Buffer1,"ZONE7DATA");
#pragma DATA_SECTION(Buffer2,"ZONE7DATA");
#pragma DATA_SECTION(Buffer3,"ZONE7DATA");
#pragma DATA_SECTION(Buffer4,"ZONE7DATA");

float Buffer1[10000],
Buffer2[10000],
Buffer3[10000],
Buffer4[10000];
    // Buffer5[10500],
    // Buffer6[10500];

Uint16 flag_matlab = 0, indexb = 0, flag_erro = 1,
tam_index = 10000, tf = 30, tempo = 0, Td=500;

float aux2=0.1, cont=0, cont2=0, teta=0.0, id=0.0, iq=0.0,
wInt=0.0, isqRef=0.5, isqRef_max=55.0, isqRef_min=-25.0,
isdRef=0.01, IdInt_max=800.0, IdInt_min=-20.0;
int t1=0, flag_teste=1, flag_Int = 0, escolha_controle=0, bit=0;
int acum = 0;

float pi=3.14159; // pi
float pid=6.28318; // 2*pi
float pi2=1.5707963; // pi/2
float pi3=1.0471975; // pi/3
float pi4=0.7853981; // pi/4
float pi23=2.0943951; // 2/3*pi
float rq2=1.4142135; // raiz(2)
float rq3=1.7320508; // raiz(3)
float rq6=2.44948974; // raiz(6)
float rq23=0.8164965; // raiz(2/3)
float rq32=1.2247448; // raiz(3/2)
```

```
float rqi6=0.4082482;    // raiz (1/6)
float rqi2=0.7071067;    // raiz (1/2)

////////// Variaveis usadas nos filtros digitais

int flag_rampa=1;
int compensa_wcc=0, compensa_velocidade=0;

// Gera Referencias Trifasicas
float vs1 = 0.0, vs2 = 0.0, vs3 = 0.0,
      ang = 0.0, freq = 10.0,
      senp = 0.0, cosp = 0.0,
      Imax = 1.2, Vmax = 600;

float coseno=0.0, seno=0.0;
float cosRho=0.0, senRho=0.0;

// Variáveis - Controle de Corrente

signed int sinal1 = 0, sinal2 = 0, sinal3 = 0,
          sinal4 = 0, sinal5 = 0, sinal6 = 0, sinal7 = 0;

float corrente1=0.0, corrente2=0.0, corrente3=0.0,
      corrente4=0.0, corrente5=0.0, corrente6=0.0,
      corrente7=0.0;

float corrente1f=0.0, corrente2f=0.0, corrente3f=0.0,
      corrente4f=0.0, corrente5f=0.0, corrente6f=0.0,
      corrente7f=0.0, analise=0.0, V_alfa_ref=0, V_beta_ref=0;
float time = 0.0, erro_d=0.0, id_ref=0.0, iq_ref=0.0, erro_q=0.0,
      v1=0.0, v2=0.0, v3=0.0, Vbar_ref=0.0;
float acum_d = 0.0, acum_q = 0.0, int_erro_d=0.0,
      Vf_d=0.0, Ki=10.0, Kp=3.0, int_erro_q=0.0, Vf_q=0.0;

float sin1=0.0, sin2=0.0, sin3=0.0;
```

```
float lim_Ui, Vbar = 147.0;    // Tensão do barramento CC

float  BUF1[256],
      BUF2[256];

////////////////////////////////////
float iLd = 0.0, iLq= 0.0, iLa = 0, iLb = 0, iLc = 0;
float i_alfa = 0.0, i_beta = 0.0;
float norma_2 = 0.0, cos_ang = 0, sin_ang = 0.0;
float Va1=0.0,Vb1=0.0,Vc1=0.0;

Uint16 intp = 0;

Uint16  escolha=0,
        d = 0,
        d_end = 2,
        i = 0;

// ----- Variaveis para o controle do PWM ----- //

float vDCf = 0.0;

// Variaveis refetente ao sensor de velocidade

Uint32 delta = 0;
Uint32 delta_cc = 0;
float TOLWMEC = 1.05;

float  vel_rpm = 0.0,
      vel_rpm_ant =0.0,
      vel_final=0.0,
      vel_rds = 0.0,
      vel_rdsmin = 0.0,
      KM = 1.5e+08,
      GH = 3.093333,
```

```
        vel_rpmf = 0,
        wcvel = 2.5,
        OffW = -50.0,
        wmec = 0.0;

float   vel_rpm_cc = 0.0,
        vel_rpm_ant_cc = 0.0,
        vel_final_cc = 0.0,
        vel_rds_cc = 0.0,
        wmec_cc = 0.0;

float   ref_w = 188.5;
float   ref_f = 0.892;
float   f_ref = 0;

float   Wrs_rd = 0;
float   Wrs_rd_min = 45.0;
float   GANHO_Wrs_rd = 400.0;

float   c_ref = 0;

float   c_ref_max = 1.5;
float   c_ref_min = 1.2;

float   idr_b = 0;

float   idr_b_2 = 5.0;
float   idr_b_3 = 0;
float   idr_b_max = 5.2;
float   idr_b_min = 4.9;

float   iqr_b = 0;

float   iqr_b_2 = 1.5;
float   iqr_b_max = 1.9;
```

```
float iqr_b_min = 1.7;

float ir_alfa = 0, ir_beta = 0;
float idr_s = 0;
float iqr_s = 0;
float acum_w = 0.0;
int cont_w = 0;

float is_alfa = 0, is_beta = 0;
float isd = 0;
float isq = 0;

float Wrs=0, Wrsf=0, Wras=0, x_w_ant = 0.0, x_w= 0.0, x_w_ant_cc = 0
float vel_rds_final_cc = 0.0;

float GANHO_Wrs = 1.4;

// float OFFSET_vSc = 0.5096051;//0.516055;

float GANHO_Wras = 1;
// float OFFSET_vSc = 0.5096051;//0.516055;

float kl = 1.0; // estava em 1.3

// ----- Variaveis dos Controladores -----
float IqInt_max=170.0, IqInt_min=-12.0, inv_tauR=6.7114,
      rho=0.0, drho=20.0;

float erro_w = 0, t_rampa= 0.01;
float i_erro_w = 0;
float Kp_w = 1.3, Ki_w = 2.0; // ki_w estava em 0.5e kpw e, 4.0
float wInt_max=1200.0, wInt_min= -70.0; // wint max estava em 100
float w_ref = 127.0; //bom degrau é começar com 80 rad/s
float referencia_rad= 0.0, x_veloc_ant= 0.0, vel_rds_final = 0.0,
```

```
        W_integral=1.0;
int partida = 0, aux=0;
float soma=0.0, velocidade_referencia=0.0;

float perDelta = 0.0, freqDelta =0.0, kSpeed =1.01;
float perDelta_cc = 0.0, freqDelta_cc =0.0, kSpeed_cc =1.01;

float erro_f = 0;
float i_erro_f = 0;
float f_est;
float Kp_f = 1.0, Ki_f = 0.005;

float erro_id = 0;
float i_erro_id = 0;
float Vd = 0;
float ud_2 = 10;
float Vd_max = 1000;//800.0;
float Vd_min = -100;//0.5;//-600.0;
float Kp_id = 25.0, Ki_id = 20.0;

float sum = 0.0, media_w = 0.0;

float erro_iq = 0;
float i_erro_iq = 0;
float Vq = 0;
float uq_2 = 0.0;
float Vq_max = 6200;// antes estava em 2300.0;
float Vq_min = 10;//-600.0;
// float Kp_iq = 14.0, Ki_iq = 7.0;
float Kp_iq = 60.0, Ki_iq = 20.0;
// ----- Variaveis para o controle do PWM ----- //

float ua_r = 0, ub_r = 0, uc_r = 0;
float v_alfa_ref = 0, v_beta_ref = 0, V_alfa = 0, V_beta = 0;
```

```

float vSa_ref=0, vSb_ref = 0, vSc_ref = 0, Va=0.0, Vb=0.0, Vc=0.0;
float vSa_ref_2=0, vSb_ref_2 = 0, vSc_ref_2 = 0;

int zera_integrador=0;

// ---- Variaveis para o controle do fluxo ----
float Lm = 0.22, fluxo_Ref = 1.8, fluxo_est = 0.0;
float erro_fluxo = 0.0, i_erro_fluxo = 0.0, fluxo_Int_max = 30.0,
      fluxo_Int_min = -2.0;
float Kp_fluxo = 3.0, Ki_fluxo = 3.0, isdRef_max = 4.0,
      isdRef_min = 0.1;

////////////////////////////////////
//----- Variáveis para o controlador Fuzzy Sugeno ----- //

float a=0.0,b=0.0,c=0.0,x=0.0,y=0.0, dd= 0.0, x_ant=0.0;
float d_x=0.0, kp=10.0,ki=0.4, soma1=0.0, soma2=0.0, Saida=0.0;
float a_tri_1=0.0,b_tri_1=0.0,c_tri_1=0.0, s_en=0.0;
float a_tri_2=0.0,b_tri_2=0.0,c_tri_2=0.0, s_ep=0.0;
float a_tri_3=0.0,b_tri_3=0.0,c_tri_3=0.0, s_ez=0.0;

float a_tri_6=0.0,b_tri_6=0.0,c_tri_6=0.0, s_dn=0.0;
float a_tri_7=0.0,b_tri_7=0.0,c_tri_7=0.0, s_dz=0.0;
float a_tri_8=0.0,b_tri_8=0.0,c_tri_8=0.0, s_dp=0.0;

float somatorio_y=0.0, Saida_ant=0.0;
float referencia=0.0;

float divisor=100.0;

float x1=0.0,x2=0.0,x3=0.0,x4=0.0,x5=0.0,x6=0.0,x7=0.0,x8=0.0,
      x9=0.0,x10=0.0,x11=0.0,x12=0.0,x13=0.0,x14=0.0,x15=0.0;
float z1=0.0,z2=0.0,z3=0.0,z4=0.0,z5=0.0,z6=0.0,z7=0.0,z8=0.0,
      z9=0.0,z10=0.0,z11=0.0,z12=0.0,z13=0.0,z14=0.0,z15=0.0;

float kp_1=0.2, ki_1=0.5;

```

```

float kp_2=0.2, ki_2=0.5;
float kp_3=0.2, ki_3=0.5;
float kp_4=0.2, ki_4=0.5;
float kp_5=0.2, ki_5=0.5;
float kp_6=0.2, ki_6=0.5;
float kp_7=2.5, ki_7=4.0;
float kp_8=2.5, ki_8=8.0;
float kp_9=2.5, ki_9=4.0;

int controle_W = 0;
////////////////////
//-----
////////////////////

//---- Funcoes de pertinência e função min ----//

float min(float a, float b)
{
if (a<=b){y = a;}
if (a>b){y = b;}

return(y);

}

float triangular(float a, float b, float c, float x)
{

if (x <= a) {y=0;};

if (x >= a && x <= b) {y=(x-a)/(b-a);};

if (x >= b && x <= c) {y=(c-x)/(c-b);};

if (x >= c) {y=0;};

```

```

return (y);

}

float trapezoidal (float a, float b, float c, float dd, float x)
{

    if (x <= a) {y=0;};

        if (x >= a && x <= b) {y=(x-a)/(b-a);};

        if (x >= b && x <= c) {y=1;};

    if (x >= c && x <= dd) {y=(dd-x)/(dd-c);};

    if (x >= dd) {y=0;};

return (y);
}

////////////////////////////////////
//-----
////////////////////////////////////

void main(void)
{
// Step 1. Initialize System Control:
// PLL, WatchDog, enable Peripheral Clocks
    InitSysCtrl();

// Step 2. Initalize GPIO:
// Init GPIO pins for ePWM1A, ePWM1B, ePWM2A,
    ePWM2B, ePWM3A e ePWM3B e Ecap1
    InitEPwmGpio();
    InitECap1Gpio();
    //InitECap4Gpio();

```

```
    InitECap2Gpio ();
    InitECap5Gpio ();

// Step 3. Clear all interrupts and initialize PIE vector table:
// Disable CPU interrupts
    DINT;

// Initialize the PIE control registers to their default state.
    InitPieCtrl ();

// Disable CPU interrupts and clear all CPU interrupt flags:
    IER = 0x0000;
    IFR = 0x0000;

// Initialize the PIE vector table with pointers to the
shell Interrupt
// Service Routines (ISR).
    InitPieVectTable ();

// Interrupts are re-mapped to ISR functions found within this file.
    EALLOW;
    PieVectTable.ADCINT = &adc_isr;
    EDIS;

// Step 4. Initialize A/D Peripheral:
    InitECapture ();
    InitAdc ();

//      Stop PWM counter timer ( TBCLKSYNC – Sincroniza os
clocks e Parando todos os módulos PWM)
    EALLOW;
    SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 0; // – reseta TBCLKSYNC
    EDIS;

    InitEPwm1 ();
    InitEPwm2 ();
```

```
InitEPwm3 ();

//      Start PWM counter timer. All PWM Channels are synchronized
EALLOW;
SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;
EDIS;

// Step 5. User specific code, enable interrupts:
IER |= M_INT1; //interrupcao do Timer0 & ADC

// Enable ADCINT in PIE
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx6 = 1;

/
EINT; // Enable Global interrupt INTM
ERTM; // Enable Global realtime interrupt DBGM

// Step 6. IDLE loop.
ConfigGPIO (); // Configura os pinos IO
init_zone7 (); // Memoria externa

ConfigCAD ();

for (;;)
{

// Captura a Velocidade do rotor síncrono

if (ECap1Regs.ECFLG.bit.CEVT1 == 1){
delta = ECap1Regs.CAP1;

ECap1Regs.ECCLR.bit.CEVT1 = 1;
ECap1Regs.ECCTL2.bit.REARM = 1;

perDelta = delta/150000000.0;
```

```
freqDelta = 1.0/perDelta;

vel_rpm = (kSpeed * freqDelta) ;
wmec = vel_rpm * 0.1047;

if((vel_rpm > vel_rpm_ant * 1.2) && (vel_rpm > 2000))
{
vel_final=vel_rpm_ant;
}
else
{
vel_rpm_ant=vel_rpm;
vel_final=vel_rpm_ant;
}

x_w_ant = x_w;
x_w =0.7304*x_w_ant + 0.005492*vel_final; // 500 HZ c/ h=0.0001
vel_rds_final = 49.09*x_w_ant;
vel_rds = vel_rds_final * 0.1047;

}

// Captura a Velocidade da máquina CC

if(ECap5Regs.ECFLG.bit.CEVT1 == 1){
delta_cc = ECap5Regs.CAP1;

ECap5Regs.ECCLR.bit.CEVT1 = 1;
ECap5Regs.ECCTL2.bit.REARM = 1;
perDelta_cc = delta_cc/150000000.0;
freqDelta_cc = 1.0/perDelta_cc;
vel_rpm_cc = (kSpeed_cc * freqDelta_cc);
wmec_cc = vel_rpm_cc * 0.1047;

x_w_ant_cc = x_w_cc;
x_w_cc =0.7304*x_w_ant_cc + 0.005492*vel_final_cc; // 500 HZ c/
```

```

h=0.0001
vel_rds_final_cc = 49.09*x_w_ant_cc;

vel_rds_cc = vel_rds_final_cc * 0.1047;

}
}
}
//Fim da Captura a Velocidade da máquina CC

////////// INICIO DA ROTINA DE INTERRUPCAO DO ADC

interrupt void  adc_isr(void)
{
/*
cont=cont+1;
if (cont<=5000)  { GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO13 = 1; cont2=1;
}
if (cont>5000)  { GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO13 = 1; cont2=0; }
if (cont==10000) cont=0;
*/

if(compensa_wcc == 0){

    ang=ang + 6.2832e-004 * freq;}

    if(compensa_wcc == 1){

    ang=ang + 6.2832e-004 * (freq+(wmec_cc/6.2832));}

    if (ang > 6.28318530717)  ang = ang - 6.28318530717;
    if (ang < -6.28318530717) ang = 6.28318530717 + ang;

// Geração das tensões de referência
    vs1 = 3750 + (3750 * sin(ang)); //(Vmax) * sin(ang);
    vs2 = 3750 + (3750 * sin(ang - 2.0944));

```

```

        vs3 = 3750 + (3750 * sin(ang + 2.0944));

        cosp = cos(ang);
        senp = sin(ang);

//        w_ref = (ref_w);
        f_ref = (ref_f);

// Rotina para Ler as Correntes

// sinal1 = (AdcRegs.ADCRESULT0 >>4);
// ímpares correspondem ao canal A e pares ao canal B
sinal1 = (AdcRegs.ADCRESULT0 >>4) - 1992;//1393;
sinal2 = (AdcRegs.ADCRESULT1 >>4);// - 0;
sinal3 = (AdcRegs.ADCRESULT2 >>4) - 1970;//1488;
sinal4 = (AdcRegs.ADCRESULT3 >>4);// - 1365;
sinal5 = (AdcRegs.ADCRESULT4 >>4) - 2034;//1433;
sinal6 = (AdcRegs.ADCRESULT5 >>4);// - 1365;
sinal7 = (AdcRegs.ADCRESULT6 >>4) - 0;

corrente1 = (float) 9.25 * (sinal1/2048.0) + 9.25 * 0.0013;
corrente1f = corrente1f * 0.6858 + corrente1 * 0.3142 ;
corrente3 = (float) 11.06 * (sinal3/2048.0) - 11.06 * 0.0007134;
corrente3f = corrente3f * 0.6858 + corrente3 * 0.3142;
corrente5 = (float) 12.05 * (sinal5/2048.0) - 12.05 * 0.000479;
corrente5f = corrente5f * 0.6858 + corrente5 * 0.3142;
corrente7 = (float) 198.5536 * (sinal7/2048.0) - 0.0;
corrente7f = corrente7f * 0.6858 + corrente7 * 0.3142;
Vbar_ref = corrente7f;

// Filtro no Barramento CC
vDCf = (vDCf * 0.999) + (Vbar_ref * 0.001);
Vbar_ref = vDCf;
// Substituição de Variáveis
iLa = corrente1f;
iLb = corrente3f;

```

```

iLc = corrente5f;

is_alfa = 0.666667 * (iLa - 0.5 * iLb - 0.5 * iLc);
is_beta = 0.666667 * (0.866025 * iLb - 0.866025 * iLc);

isd = (is_alfa * cosRho) + (is_beta * senRho);
isq = (is_beta * cosRho) - (is_alfa * senRho);
//-----
//----- Limitador de corrente -----
//-----
        if(isd > 24.0){
                isd = 24.0;
        }
        if(isq > 24.0){
                isq = 24.0;
        }
        if(isd < -24.0){
                isd = -24.0;
        }
        if(isq < -24.0){
                isq = -24.0;
        }
//-----

////////// Controle de velocidade //////////

        //-----Referencia Degrau
        //w_ref = 80.0;

// ----- Rotina para zerar os integradores -----

if (zera_integrador==1){
        zera_integrador=0;
        wInt=0.0;
        i_erro_id = 0.0;
        i_erro_iq = 0.0;

```

```

        Saida = 0.0;}

// ----- Obtenção do erro -----
        if (compensa_velocidade == 0){
            erro_w = w_ref - vel_rds;
        }

if (compensa_velocidade == 1){
            erro_w = w_ref - vel_rds - wmec_cc;
        }
if (controle_W == 1){

//***** FUNÇÕES DE *****
//***** PERTINÊNCIA *****

//***** ERRO NEGATIVO – EN *****
referencia= w_ref;

a_tri_1=-2 * referencia;//-120; //Ponta da base esquerda
b_tri_1=-referencia;//-10; //Ponta do pico
c_tri_1=-referencia/divisor;//-0.1; //Ponta da base direita

//***** ERRO POSITIVO – EP *****

a_tri_2=referencia/divisor;// 0.1 //Ponta da base esquerda
b_tri_2=1*referencia;// 2; //Ponta do pico
c_tri_2=2*referencia;// 120; //Ponta da base direita

//***** ERRO ZERO – EZ *****

a_tri_3=-referencia/2;//-2; //Ponta da base esquerda
b_tri_3=0.0; //Ponta do pico
c_tri_3=referencia/2;//2.0; //Ponta da base direita

//***** DERIVADA NEGATIVA *****

```

```

a_tri_6=-1000.0; //Ponta da base esquerda
b_tri_6=-0.00001; //Ponta do pico
c_tri_6=0; //Ponta da base direita

//***** DERIVADA ZERO *****

a_tri_7=-0.0003; //Ponta da base esquerda
b_tri_7=0; //Ponta do pico
c_tri_7=0.0003; //Ponta da base direita

//***** DERIVADA POSITIVA *****

a_tri_8=0; //Ponta da base esquerda
b_tri_8=0.00001; //Ponta do pico
c_tri_8=1000; //Ponta da base direita

//***** Trapezoidal_1 *****

d_x = (erro_w-x_ant); // Derivada do erro
x_ant= erro_w;

s_en = triangular(a_tri_1 , b_tri_1 , c_tri_1 , erro_w);
s_ep = triangular(a_tri_2 , b_tri_2 , c_tri_2 , erro_w);
s_ez = triangular(a_tri_3 , b_tri_3 , c_tri_3 , erro_w);

s_dn = triangular(a_tri_6 , b_tri_6 , c_tri_6 , d_x);
s_dz = triangular(a_tri_7 , b_tri_7 , c_tri_7 , d_x);
s_dp = triangular(a_tri_8 , b_tri_8 , c_tri_8 , d_x);

//***** REGRAS DE *****
//***** INFERÊNCIA*****

// Usando interseção 'E' que é o operador min Se <> E <> Entao <>
//200050

x1 = min (s_en ,s_dn);    z1 = kp_1*d_x + ki_1*erro_w;

```

```

x2 = min ( s_en , s_dz );    z2 = kp_2*d_x + ki_2*erro_w ;
x3 = min ( s_en , s_dp );    z3 = kp_3*d_x + ki_3*erro_w ;

x4 = min ( s_ep , s_dn );    z4 = kp_4*d_x + ki_4*erro_w ;
x5 = min ( s_ep , s_dz );    z5 = kp_5*d_x + ki_5*erro_w ;
x6 = min ( s_ep , s_dp );    z6 = kp_6*d_x + ki_6*erro_w ;

x7 = min ( s_ez , s_dn );    z7 = kp_7*d_x + ki_7*erro_w ;
x8 = min ( s_ez , s_dz );    z8 = kp_8*d_x + ki_8*erro_w ;
x9 = min ( s_ez , s_dp );    z9 = kp_9*d_x + ki_9*erro_w ;

//definição da saída pela média ponderada
soma1=x1+x2+x3+x4+x5+x6+x7+x8+x9+x10+x11+x12+x13+x14+x15 ;
soma2=x1*z1+x2*z2+x3*z3+x4*z4+x5*z5+x6*z6+x7*z7+x8*z8+x9*z9+
      ... x10*z10+x11*z11+x12*z12+x13*z13+x14*z14+x15*z15 ;

Saída = soma2/soma1 ;

//***** Integrando a saída

Saída = Saída + (0.0001 * Saída_ant);
Saída_ant = Saída ;
isqRef = Saída ;
}

if (controle_W == 0){

//-- Acumulador da integral
    if (W_integral > 0.0) {
        wInt = wInt + (Ki_w * erro_w * 0.0001);}
    else {
        wInt = 0.0;}

/*    if(flag_Int == 0){
        wInt = 0.0;
    }

```

```
        if(flag_Int == 1){
            wInt = wInt + (Ki_w * erro_w * 0.0001);
        }*/
//      wInt_max = 50.0;
//      wInt_min = -50.0;
        if(wInt >= wInt_max) wInt = wInt_max;
        if(wInt < wInt_min) wInt = wInt_min;

        isqRef = (Kp_w * erro_w) + wInt;
    }

    if(isqRef >= isqRef_max) isqRef = isqRef_max;
    if(isqRef < isqRef_min) isqRef = isqRef_min;

        ////////// Controle de fluxo //////////

fluxo_est = Lm*isd; // estimacão do fluxo rotórico

erro_fluxo = fluxo_Ref - fluxo_est;
i_erro_fluxo = i_erro_fluxo + (Ki_fluxo * erro_fluxo * 0.0001);

if(i_erro_fluxo >= fluxo_Int_max)
i_erro_fluxo = fluxo_Int_max;
if(i_erro_fluxo < fluxo_Int_min)
i_erro_fluxo = fluxo_Int_min;

isdRef = (Kp_fluxo * erro_fluxo) + i_erro_fluxo;

        if(isdRef >= isdRef_max) isdRef = isdRef_max;
        if(isdRef < isdRef_min) isdRef = isdRef_min;

        erro_id = isdRef - isd;
        i_erro_id = i_erro_id + (Ki_id * erro_id * 0.0001);

//      IdInt_max=30.0;
```

```

//      IdInt_min=-25.0;
      if(i_erro_id >= IdInt_max) i_erro_id = IdInt_max;
      if(i_erro_id < IdInt_min) i_erro_id = IdInt_min;

      Vd = (Kp_id * erro_id) + i_erro_id;

      if(Vd >= Vd_max) Vd = Vd_max;
      if(Vd < Vd_min) Vd = Vd_min;

      ////////// Controle de torque //////////

      erro_iq = (k_t * isqRef) - isq;
      i_erro_iq = i_erro_iq + (Ki_iq * erro_iq * 0.0001);

      //IqInt_max=30.0;
      //IqInt_min=-25.0;
      if(i_erro_iq >= IqInt_max) i_erro_iq = IqInt_max;
      if(i_erro_iq < IqInt_min) i_erro_iq = IqInt_min;

      Vq = (Kp_iq * erro_iq) + i_erro_iq;

      if(Vq >= Vq_max) Vq = Vq_max;
      if(Vq < Vq_min) Vq = Vq_min;

      //////////Novo estimador de posição do fluxo////////

      //drho = ((isq / isd) * inv_tauR) + velocRad_med;
      //rho = rho + 0.0001 * drho;

      drho = ((isqRef / isdRef) * inv_tauR) + (vel_rds * 2);
      rho = rho + 0.0001 * drho;
      //rho= ang;
      if(rho >= 6.28318531){
          rho = rho - 6.28318531;
      }
      if(rho <= - 6.28318531){

```

```

        rho = rho + 6.28318531;
    }

    /* if(rho2 >= 6.28318531){
        rho2 = rho2 - 6.28318531;
    }
    if(rho2 <= - 6.28318531){
        rho2 = rho2 + 6.28318531;
    }*/

    cosRho = cos(rho);
    senRho = sin(rho);

// Transformação 0dq->alfa-beta das referencias

    V_alfa = (Vd * cosRho) - (Vq * senRho);
    V_beta = (Vq * cosRho) + (Vd * senRho);

// Transformação alfa-beta -> abc das referencias

    Va1 = V_alfa;
    Vb1 = (- 0.5) * V_alfa + (0.866 * V_beta);
    Vc1 = (- 0.5) * V_alfa - (0.866 * V_beta);

    Va = (Va1*k1) + 3750;// / Vbar_ref);
    Vb = (Vb1*k1) + 3750;// / Vbar_ref);
    Vc = (Vc1*k1) + 3750;//;

    if (Va > 7500){ Va = 7500;}
    if (Va < 0){ Va = 0;}
    if (Vb > 7500){ Vb = 7500;}
    if (Vb < 0){ Vb = 0;}
    if (Vc > 7500){ Vc = 7500;}
    if (Vc < 0){ Vc = 0;}

```

```

if (escolha_controle==0)
{
    vSa_ref_2 = (vs1);
    vSb_ref_2 = (vs2);
    vSc_ref_2 = (vs3);
}
if (escolha_controle==1)
{
    vSa_ref_2 = Va; //(Val*10) + 3750; // / Vbar_ref);
    vSb_ref_2 = Vb; //(Vb1*10) + 3750; // / Vbar_ref);
    vSc_ref_2 = Vc; //(Vc1*10) + 3750; //;
}

//      Aplica o sinal de controle nos PWMs EM MALHA FECHADA

EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = vSa_ref_2;
EPwm1Regs.CMPB = vSa_ref_2;

EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = vSb_ref_2;
EPwm2Regs.CMPB = vSb_ref_2;

EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = vSc_ref_2; //(
EPwm3Regs.CMPB = vSc_ref_2;

//-----

```