



UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE
TELECOMUNICAÇÕES

ALEXANDRE DE ARRUDA BITENCOURT

**Controle de velocidade fuzzy com otimização
metaheurística para operação de motores de
ímã permanente interior em ampla faixa de
velocidade**

NITERÓI

2024

UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE
TELECOMUNICAÇÕES

ALEXANDRE DE ARRUDA BITENCOURT

**Controle de velocidade fuzzy com otimização metaheurística para
operação de motores de ímã permanente interior em ampla faixa
de velocidade**

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações. Área de concentração: Máquinas, Equipamentos e Aplicações de Novos Materiais.

Orientador:

Daniel Henrique Nogueira Dias

Coorientador:

Bruno Wanderley França

NITERÓI

2024

Ficha catalográfica automática - SDC/BEE
Gerada com informações fornecidas pelo autor

B624c Bitencourt, Alexandre de Arruda
Controle de velocidade fuzzy com otimização
metaheurística para operação de motores de ímã permanente
interior em ampla faixa de velocidade / Alexandre de Arruda
Bitencourt. - 2024.
102 p.: il.

Orientador: Daniel Henrique Nogueira Dias.
Coorientador: Bruno Wanderley França.
Tese (doutorado)-Universidade Federal Fluminense, Escola de
Engenharia, Niterói, 2024.

1. Veículo Elétrico. 2. IPMSM. 3. Controle Fuzzy. 4.
Metaheurística. 5. Produção intelectual. I. Dias, Daniel
Henrique Nogueira, orientador. II. França, Bruno Wanderley,
coorientador. III. Universidade Federal Fluminense. Escola de
Engenharia. IV. Título.

CDD - XXX

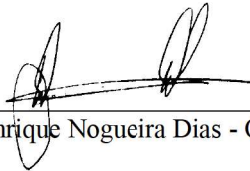
ALEXANDRE DE ARRUDA BITENCOURT

CONTROLE DE VELOCIDADE FUZZY COM OTIMIZAÇÃO METAHEURÍSTICA
PARA OPERAÇÃO DE MOTORES DE ÍMÃ PERMANENTE INTERIOR EM
AMPLA FAIXA DE VELOCIDADE

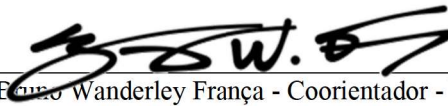
Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense como requisito parcial para a Obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações.

Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

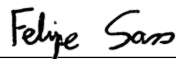
BANCA EXAMINADORA



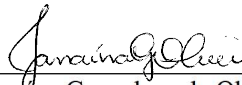
(Dr. Daniel Henrique Nogueira Dias - Orientador - UFF)



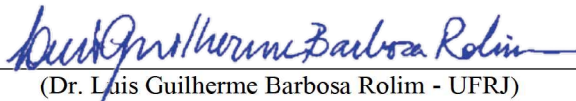
(Dr. Bruno Wanderley França - Coorientador - UFF)



(Dr. Felipe Sass - UFF)



(Prof.^a. Dr.^a. Janaina Gonçalves de Oliveira- UFJF)



(Dr. Luis Guilherme Barbosa Rolim - UFRJ)



(Dr. Lucas Frizera Encarnação - UFES)

Niterói
(Maio/2024)

Agradecimentos

Agradeço ao meu orientador e coorientador, Professor Daniel Henrique Nogueira Dias e Professor Bruno Wanderley França, por toda paciência, auxílio e conhecimentos passados durante todo o período deste trabalho.

Agradeço a Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo financiamento do auxílio financeiro, que sem este não seria possível minha permanência no programa de pós-graduação.

Agradeço a minha família e amigos, que me deram suporte financeiro e emocional ao longo do desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço a todos os professores e colegas do NITEE (Núcleo de Inovação Tecnológica em Engenharia Elétrica) que colaboraram de alguma forma e estiveram presentes ao longo do trabalho.

Agradeço ao Mestre Engenheiro Daniel Flores, em que tivemos discussões e instigamentos sobre o problema abordado neste trabalho.

Resumo

Os avanços tecnológicos no setor de transportes trouxeram diversos benefícios para a sociedade. Entretanto, tais avanços têm causado danos ambientais e, consequentemente, trazendo preocupações com o uso de fontes de energia não renováveis. Uma forma de mitigar esses danos está na adoção de veículos elétricos. Os motores de ímã permanente interior (IPMSM) são uma escolha promissora para acionamento dos veículos elétricos, devido ao seu alto torque, densidade de potência e eficiência. No entanto, esses motores apresentam um *ripple* de torque elevado, que pode causar problemas mecânicos e desconforto aos passageiros. Além disso, outros efeitos da máquina, como saturação e *cogging* torque, podem impactar no desempenho do controle. Este trabalho propõe uma técnica de controle não-linear para acionamento de um motor do tipo IPMSM para aplicação veicular. Para tal é desenvolvido um modelo de IPMSM baseado em modelagem de elementos finitos, a fim de se ter um resultado que considere a saturação e o *cogging* torque. O controle proposto se baseia em um aprimoramento do controle de velocidade PI, onde um controle Fuzzy é implementado de forma a atualizar os ganhos dos controladores PI em função dos dados de entrada. Além disso, a fim de se mitigar o tempo de calibragem dos parâmetros do controle Fuzzy é proposta a utilização de uma técnica metaheurística, o Algoritmo do Morcego. A avaliação dos resultados é feita com a comparação dos três controles, o tradicional PI e o Fuzzy com parâmetros selecionados tanto por tentativa e erro, nomeado *Fuzzy_{te}*, quanto por metaheurística, nomeado *Fuzzy_{ba}*. Os resultados simulados comprovam que o controle proposto é mais robusto e eficiente que o controle tradicional. Apesar do controle *Fuzzy_{ba}* apresentar desempenho superior ao controle PI, este se mostra inferior ao controle *Fuzzy_{te}* em certos aspectos, como redução do *ripple* de torque. Entretanto, considera-se o resultado satisfatório, uma vez que a calibragem por metaheurística foi capaz de selecionar valores de forma que o controlador opere de forma estável nas condições avaliadas.

Palavras-chaves: Veículo Elétrico, IPMSM, Controle Fuzzy, Metaheurística, *Ripple* de Torque.

Abstract

Technological advances in the transportation sector have brought several benefits to society. However, such advances have caused environmental damage and consequently raised concerns about the use of non-renewable energy sources. One way to mitigate these damages is through the adoption of electric vehicles. Interior Permanent Magnet Synchronous Motors (IPMSMs) are a promising choice for electric vehicle propulsion due to their high torque, power density, and efficiency. However, these motors exhibit high torque ripple, which can cause mechanical problems and discomfort to passengers. Additionally, other machine effects, such as saturation and cogging torque, can impact control performance. This work proposes a nonlinear control technique for driving an IPMSM motor for vehicle application. To do so, an IPMSM model based on finite element modeling is developed to obtain results that consider saturation and cogging torque. The proposed control is based on an enhancement of the PI speed control, where Fuzzy control is implemented to update the gains of the PI controllers based on input data. Furthermore, to mitigate the calibration time of the Fuzzy control parameters, the use of a metaheuristic technique, the Bat Algorithm, is proposed. The evaluation of the results is performed by comparing the three controls, the traditional PI and the Fuzzy with parameters selected both by trial and error, named *Fuzzy_{te}*, and by metaheuristic, named *Fuzzy_{ba}*. The simulated results confirm that the proposed control is more robust and efficient than the traditional control. Although the *Fuzzy_{ba}* control shows superior performance to the PI control, it is inferior to the *Fuzzy_{te}* control in certain aspects, such as torque ripple reduction. However, the result is considered satisfactory, as the metaheuristic calibration was able to select values such that the controller operates stably under the evaluated conditions.

Keywords: Electric Vehicle, IPMSM, Fuzzy Control, Metaheuristic, Torque Ripple.

Lista de Figuras

FIGURA 1 – ESQUEMÁTICO DO SISTEMA ELÉTRICO DE UM VE.	2
FIGURA 2 – CLASSIFICAÇÃO DE MOTORES ELÉTRICOS.	3
FIGURA 3 – CLASSIFICAÇÃO DE TÉCNICAS DE CONTROLE VETORIAL PARA PMSM.	4
FIGURA 4 – COMBINAÇÃO DE CORRENTES PRODUZINDO O MESMO TORQUE.	13
FIGURA 5 – CURVAS DE MTPA E FW PARA LIMITE DE CORRENTE, HIPÉRBOLES DE TORQUE E LIMITES DE TENSÃO DADA VELOCIDADE ANGULAR.	15
FIGURA 6 – REGIÃO DE OPERAÇÃO PELOS CONTROLES MTPA E FW.	16
FIGURA 7 – CONFIGURAÇÃO DE UM REGULADOR DE CORRENTE.	17
FIGURA 8 – REGULADOR DE CORRENTE COM COMPENSAÇÃO <i>FEEDFORWARD</i> .	18
FIGURA 9 – DIAGRAMA DE CONTROLE DE VELOCIDADE DE UM IPMSM.	19
FIGURA 10 – MODELAGEM TRADICIONAL SIMPLIFICADA DE UM SISTEMA FUZZY GENÉRICO.	21
FIGURA 11 – MODELO DA MÁQUINA EM ELEMENTOS FINITOS.	26
FIGURA 12 – DADOS GERADOS PELO ECE NO <i>MAXWELL</i> .	28
FIGURA 13 – λd EM FUNÇÃO DE i_d E i_q .	28
FIGURA 14 – λq EM FUNÇÃO DE i_d E i_q .	28
FIGURA 15 – L_d EM FUNÇÃO DE i_d E i_q .	29
FIGURA 16 – L_q EM FUNÇÃO DE i_d E i_q .	29
FIGURA 17 – T_e EM FUNÇÃO DE i_d E i_q .	29
FIGURA 18 – <i>COGGING</i> TORQUE EM FUNÇÃO DO ÂNGULO DO ROTOR.	30
FIGURA 19 – MODELO ROM GERADO PARA O <i>SIMPLORER</i> .	31
FIGURA 20 – MODELO PROPOSTO DO IPMSM NO <i>SIMULINK</i> .	32
FIGURA 21 – COMPARAÇÃO DE TORQUE ENTRE <i>MAXWELL</i> , <i>SIMPLORER</i> E <i>SIMULINK</i> PARA DIFERENTES CONDIÇÕES DE OPERAÇÃO.	33
FIGURA 22 – COMPARAÇÃO DE TORQUE ENTRE <i>MAXWELL</i> , <i>SIMPLORER</i> E <i>SIMULINK</i> PARA DIFERENTES CONDIÇÕES DE OPERAÇÃO.	33
FIGURA 23 – INVERSOR DE SEIS PULSOS DESENVOLVIDO NO <i>SIMULINK</i> .	35
FIGURA 24 – MODELO DE BATERIA DESENVOLVIDO NO <i>SIMULINK</i> .	35
FIGURA 25 – SISTEMA DE POTÊNCIA MODELADO NO <i>SIMULINK</i> .	25
FIGURA 26 – SISTEMA DE CONTROLE REFERÊNCIA DESENVOLVIDO.	36
FIGURA 27 – CONTROLE DE TORQUE DESENVOLVIDO.	37
FIGURA 28 – CONTROLE DE CORRENTE REFERÊNCIA DESENVOLVIDO.	37
FIGURA 29 – SISTEMA DE CONTROLE PROPOSTO DESENVOLVIDO.	37
FIGURA 30 – CONTROLE DE VELOCIDADE PROPOSTO.	37
FIGURA 31 – CONTROLE DE CORRENTE PROPOSTO DESENVOLVIDO.	38
FIGURA 32 – DIAGRAMA DE BLOCOS SIMPLIFICADO DA DINÂMICA ELÉTRICA NOS EIXOS D (A) E Q (B) E DINÂMICA MECÂNICA (C).	41
FIGURA 33 – ESTRUTURA DO CONTROLADOR FUZZY-TS IMPLEMENTADO.	42
FIGURA 34 – ESTRUTURA DO CONTROLADOR DE VELOCIDADE FUZZY-PI IMPLEMENTADO.	43
FIGURA 35 – FUNÇÕES DE PERTINÊNCIA DA ENTRADA.	44
FIGURA 36 – SAÍDA AGREGADA EM FUNÇÃO DAS ENTRADAS.	45
FIGURA 37 – ESTRUTURA FUZZY DO CONTROLADOR DE CORRENTE.	45
FIGURA 38 – FLUXOGRAMA DO PROCESSO DE OTIMIZAÇÃO <i>OFFLINE</i> .	48
FIGURA 39 – CONVERGÊNCIA DA FUNÇÃO OBJETIVO.	51
FIGURA 40 – FUNÇÕES DE PERTINÊNCIA DA ENTRADA OTIMIZADAS.	52
FIGURA 41 – SAÍDA AGREGADA EM FUNÇÃO DAS ENTRADAS OTIMIZADA.	52
FIGURA 42 – GRÁFICO RADAR DOS PARÂMETROS OTIMIZADOS.	53
FIGURA 43 – MAPA DE <i>ripple</i> MÉDIO DE TORQUE PARA CONTROLE PI (SUPERIOR), <i>Fuzzyte</i> (CENTRO) E <i>Fuzzyba</i> (INFERIOR).	55
FIGURA 44 – MAPA DE <i>ripple</i> MÁXIMO DE TORQUE PARA CONTROLE PI (SUPERIOR), <i>Fuzzyte</i> (CENTRO) E <i>Fuzzyba</i> (INFERIOR).	56
FIGURA 45 – MAPA DE THD DA CORRENTE PARA CONTROLE PI (SUPERIOR), <i>Fuzzyte</i> (CENTRO) E <i>Fuzzyba</i> (INFERIOR).	56
FIGURA 46 – MAPA DE CORRENTE PARA CONTROLE PI (SUPERIOR), <i>Fuzzyte</i> (CENTRO) E <i>Fuzzyba</i> (INFERIOR).	57
FIGURA 47 – MAPA DE TENSÃO PARA CONTROLE PI (SUPERIOR), <i>Fuzzyte</i> (CENTRO) E <i>Fuzzyba</i> (INFERIOR).	58

FIGURA 48 – MAPA DE EFICIÊNCIA PARA CONTROLE PI (SUPERIOR), <i>Fuzzyte</i> (CENTRO) E <i>Fuzzyba</i> (INFERIOR).....	58
FIGURA 49 – FORMA DE ONDA DA CORRENTE PARA DIFERENTES CONDIÇÕES DE OPERAÇÃO COM CONTROLE PI.	59
FIGURA 50 – FORMA DE ONDA DA CORRENTE PARA DIFERENTES CONDIÇÕES DE OPERAÇÃO COM CONTROLE <i>Fuzzyte</i>	60
FIGURA 51 – FORMA DE ONDA DA CORRENTE PARA DIFERENTES CONDIÇÕES DE OPERAÇÃO COM CONTROLE <i>Fuzzyba</i>	60
FIGURA 52 – COMPARAÇÃO DA DISTORÇÃO HARMÔNICA DA CORRENTE ENTRE CONTROLES.	61
FIGURA 53 – COMPARAÇÃO DA MAGNITUDE DA DISTORÇÃO HARMÔNICA DO TORQUE ENTRE CONTROLES.....	62
FIGURA 54 – COMPARAÇÃO DO THD DA CORRENTE E DO TORQUE E DO <i>ripple</i> DE TORQUE ENTRE CONTROLES.	63
FIGURA 55 – RESPOSTA DA VELOCIDADE (500 RPM) PARA UM DEGRAU DE CARGA.....	64
FIGURA 56 – RESPOSTA DA VELOCIDADE (3900 RPM) PARA UM DEGRAU DE CARGA.....	64
FIGURA 57 – RESPOSTA DA VELOCIDADE (7300 RPM) PARA UM DEGRAU DE CARGA.....	65
FIGURA 58 – RESPOSTA DE VELOCIDADE E TORQUE PARA DIFERENTES DEGRAUS DE VELOCIDADE.	65
FIGURA 59 – RESPOSTA DA <i>iref</i> , <i>idmed</i> E <i>iqmed</i> PARA O CONTROLE PI (SUPERIOR), <i>Fuzzyte</i> (CENTRO) E <i>Fuzzyba</i> (INFERIOR) PARA DIFERENTES DEGRAUS DE VELOCIDADE.	66
FIGURA 60 – RESPOSTA DA <i>usmed</i> , <i>udref</i> E <i>uqref</i> PARA O CONTROLE PI (SUPERIOR), <i>Fuzzyte</i> (CENTRO) E <i>Fuzzyba</i> (INFERIOR) PARA DIFERENTES DEGRAUS DE VELOCIDADE.	66
FIGURA 61 – RESPOSTA DOS GANHOS PARA O CONTROLE PI (SUPERIOR), <i>Fuzzyte</i> (CENTRO) E <i>Fuzzyba</i> (INFERIOR) PARA DIFERENTES DEGRAUS DE VELOCIDADE.....	67
FIGURA 62 – REGIÃO DE OPERAÇÃO PELOS CONTROLES MTPA E FW COM CORRENTE MEDIDA.....	68
FIGURA 63 – EIXOS DE REFERÊNCIA ABC E <i>DQN</i>	80
FIGURA 64 – TRANSFORMAÇÃO NO QUADRO DE REFERÊNCIA ROTATIVO ARBITRÁRIO.....	81
FIGURA 65 – CLASSIFICAÇÕES DO PMSM.	83
FIGURA 66 – TIPOS DE CONFIGURAÇÃO DE FLUXO NO PMSM. (A) RADIAL E (B) AXIAL.	83
FIGURA 67 – TOPOLOGIAS DOS ÍMÃS DO ROTOR NO PMSM. (A) SUPERFÍCIE, (B) INTERIOR PARALELO E (C) INTERIOR PERPENDICULAR.....	84
FIGURA 68 – TOPOLOGIAS DO ROTOR DO PMSM. (A) INTERNO E (B) EXTERNO.	84

Lista de Tabelas

TABELA 1 – CONTRIBUIÇÕES DOS ARTIGOS MAIS REPRESENTATIVOS.	7
TABELA 2 – RESUMO DA COMPARAÇÃO DE TORQUE MÉDIO ENTRE SIMULADORES.	34
TABELA 3 – RESUMO DA COMPARAÇÃO DO <i>RIPPLE</i> MÁXIMO DE TORQUE ENTRE SIMULADORES	34
TABELA 4 – DADOS DO INVERSOR E BATERIA.	35
TABELA 5 – BASES E LIMITES DE OPERAÇÃO.	25
TABELA 6 – REGRAS DO CONTROLE FUZZY-PI DE VELOCIDADE.	45
TABELA 7 – LIMITES DE OTIMIZAÇÃO DOS PARÂMETROS.	48
TABELA 8 – PSEUDOCÓDIGO DA OTIMIZAÇÃO UTILIZANDO BA.	49
TABELA 9 – AVALIAÇÃO DO VALOR DA FUNÇÃO OBJETIVO PARA DIFERENTES CENÁRIOS	50
TABELA 10 – VALORES DOS PARÂMETROS FUZZY INICIAL E OTIMIZADO.	51
TABELA 11 – REGRAS DO CONTROLE FUZZY-PI OTIMIZADO.	52

Lista de Abreviaturas e Siglas

BA	<i>Bat Algorithm</i>
CA	<i>Corrente Alternada</i>
CC	<i>Corrente Contínua</i>
CNC	<i>Computer Numerical Control</i>
DTC	<i>Direct Torque Control</i>
ECE	<i>Equivalent Circuit Extraction</i>
FEA	<i>Finite Element Analyses</i>
FOC	<i>Field Oriented Control</i>
FW	<i>Field Weakening</i>
GA	<i>Genetic Algorithm</i>
GEE	<i>Gases do Efeito Estufa</i>
ILP	<i>Integer Linear Programming</i>
IPMSM	<i>Interior Permanent Magnet Synchronous Machine</i>
LP	<i>Linear Programming</i>
LUT	<i>LookUp Table</i>
MPC	<i>Model Predictive Control</i>
MTPA	<i>Maximum Torque per Ampere</i>
MTPV	<i>Maximum Torque per Volt</i>
PMaSynRM	<i>Permanent Magnet assisted Synchronous Reluctance Machine</i>
PMSM	<i>Permanent Magnet Synchronous Machine</i>
PSO	<i>Particle Swarm Optimization</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
ROM	<i>Reduced Order Model</i>
SMC	<i>Sliding Mode Control</i>
SPMSM	<i>Surface Permanent Magnet Synchronous Machine</i>
SVM	<i>Space Vector Modulation</i>
SVPWM	<i>Space Vector Pulse Width Modulation</i>
SynRM	<i>Synchronous Reluctance Machine</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
VE	<i>Veículo Elétrico</i>

Lista de Símbolos

θ_s	Ângulo elétrico
β	Ângulo entre as correntes do eixo dq
θ_r	Ângulo mecânico
i	Corrente elétrica
i_x	Corrente característica da máquina
λ	Fluxo magnético
ϕ_f	Fluxo magnético do ímã permanente
k_p	Ganho integral
k_i	Ganho proporcional
m	Índice de modulação
L	Indutância
L_d	Indutância no eixo direto
L_q	Indutância no eixo de quadratura
R_s	Resistência do estator
u	Tensão elétrica
u_d	Tensão elétrica no eixo direto
u_q	Tensão elétrica no eixo de quadratura
u_{fb}	Tensão <i>feedback</i>
u_{ff}	Tensão <i>feedforward</i>
T_e	Torque eletromecânico
ω	Velocidade angular
γ	Ângulo de carga

Sumário

Capítulo 1 - Introdução	1
1.1 Busca na literatura	6
1.2 Objetivos	8
1.3 Artigos produzidos	9
1.4 Estrutura do Trabalho	9
Capítulo 2 - Revisão Teórica	11
2.1 Modelagem elétrica do motor síncrono de ímã permanente	11
2.2 Controle Vetorial	12
2.2.1 Controle <i>Maximum Torque per Ampere</i>	12
2.2.2 Controle <i>Field Weakening</i>	13
2.2.3 Modo de seleção de controle	15
2.3 Regulador de corrente	16
2.4 Controle de velocidade	18
2.5 Controle Fuzzy	20
2.6 Otimização	23
Capítulo 3 - Metodologia	25
3.1 IPMSM	26
3.2 Sistema de Potência	34
3.3 Sistema de Controle	36
3.3.1 Seleção de ganhos e estabilidade	38
3.3.2 Fuzzy – PI	41
3.3.3 Calibração por metaheurística	45
Capítulo 4 - Resultados	54
4.1 Análise em regime permanente	54
4.2 Análise de resposta dinâmica	63
Capítulo 5 - Conclusão	69
Bibliografia	74
Apêndice	80
A. Transformada de Park	80
B. Motores síncronos de ímã permanente	81
C. Modelagem elétrica do motor síncrono de ímã permanente	85
D. Controle Vetorial	87
E. Modulação por largura de pulso	88

Capítulo 1 - Introdução

O avanço da tecnologia trouxe diversos benefícios para a sociedade, principalmente após a primeira Revolução Industrial, no século XVIII. Tais avanços tiveram como fonte primária de energia o carvão e o petróleo. Entretanto, a queima excessiva de combustíveis fósseis acumula gases que contribuem para o agravamento do efeito estufa, como o CO₂. Estima-se que com as atuais políticas nacionais de emissão de Gases do Efeito Estufa (GEE) haverá um aquecimento de até 2,8 °C na atmosfera terrestre [1], valor acima do estabelecido no Acordo de Paris [2]. Neste sentido, o Brasil é um dos países que tem tomado atitudes na tentativa de neutralizar a emissão de GEE [3], [4].

São emitidos de forma global aproximadamente 50 bilhões de toneladas de CO₂ por todos os setores da economia anualmente. Em 2018, cerca de 16,5% dos gases foram emitidos na atmosfera pelo setor de transporte, o qual utiliza 95% de sua energia proveniente de derivados do petróleo [1], [5].

Uma das possíveis soluções para o alto uso de derivados de petróleo no setor de transportes são os Veículos Elétricos (VEs), tecnologia que é conhecida desde o século XIX. Além da baixa emissão de CO₂ os VEs também possuem como vantagem a simplicidade, que facilita a manutenção, confiabilidade, custo, conforto, eficiência e acessibilidade [6], [7]. A empresa Toyota lançou em 1996 seu primeiro veículo elétrico moderno [8], e a empresa Tesla Inc. lançou o modelo *Roadster* em 2008 [9]. Em 2010 a Nissan lançou um modelo totalmente elétrico popular, o Nissan Leaf [10]. Outras grandes montadoras passaram a seguir a nova tendência de mercado, como a BMW, Pegout, Renault e BYD. Em 1974 a empresa nacional Gurgel Motores apresentou em São Paulo um minicarro elétrico, que veio a ser a base para o modelo E400 em 1980. Porém, o projeto e produção de VEs no Brasil não teve continuidade [11].

Os veículos elétricos são compostos por um sistema de propulsão denominado, do inglês, *powertrain*. Este é composto fundamentalmente por três elementos, a bateria, que armazena e fornece energia elétrica, o conversor, que converte a energia e a condiciona para a forma apropriada, e o motor elétrico, que ao ser alimentado com energia elétrica impulsiona o veículo através dos eixos e das rodas. A representação simplificada desse sistema pode ser vista na Figura 1.

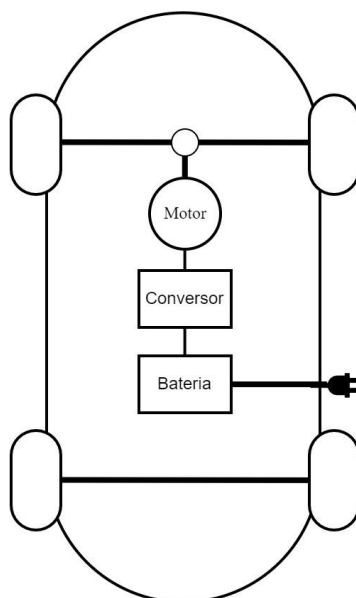


Figura 1 – Esquemático do sistema elétrico de um VE.

Fonte: Autoria própria

Existem diversos tipos de motores elétricos, cada qual com suas vantagens e desvantagens. A Figura 2 apresenta a classificação entre as máquinas, podendo ser de Corrente Alternada (CA) ou Corrente Contínua (CC). O motor sem escovas, conhecido como *Brushless DC*, tem difícil classificação, uma vez que sua configuração é similar a um motor síncrono de ímã permanente (motor CA), mas tem características similares a um motor CC.

O Motor Síncrono de Ímã Permanente (do inglês, *Permanent Magnet Synchronous Machine* – PMSM) tem sido a primeira escolha para aplicações em veículos elétricos devido ao seu torque elevado, alta densidade de potência, eficiência, ampla faixa de velocidade e confiabilidade [12], [13]. O PMSM ainda pode ser classificado como Interior, IPMSM, e Superfície, SPMSM, (do inglês, respectivamente, *Interior* e *Surface Mounted*). Para um mesmo tamanho o IPMSM tem uma capacidade de sobrecarga maior que o SPMSM, dada pela sua melhor dissipação térmica, sendo assim a escolha preferencial. Além disso, o IPMSM é capaz de operar em velocidades mais elevadas que o SPMSM, uma vez que os ímãs no interior do rotor sofrem menos com os efeitos da força centrífuga.

As aberturas feitas para a inserção dos ímãs no interior do rotor permitem a produção de torque pelo efeito de relutância, aumentando assim o torque total gerado pelo motor. Outra forma de expandir a capacidade de um motor síncrono é a inserção de ímãs nas ranhuras de um Motor Síncrono de Relutância (do inglês, *Synchronous Reluctance Machine* – SynRM). Assim, tem-se um Motor Síncrono de Relutância assistido por Ímã (do inglês, *Permanent Magnet assisted Synchronous Reluctance Machine* – PMaSynRM). A diferença entre um

IPMSM e um PMSynRM pode ser dada pela proporção da geração de torque magnético e de relutância [14], [15]. Entretanto, não há uma forma direta de diferenciar as duas máquinas.

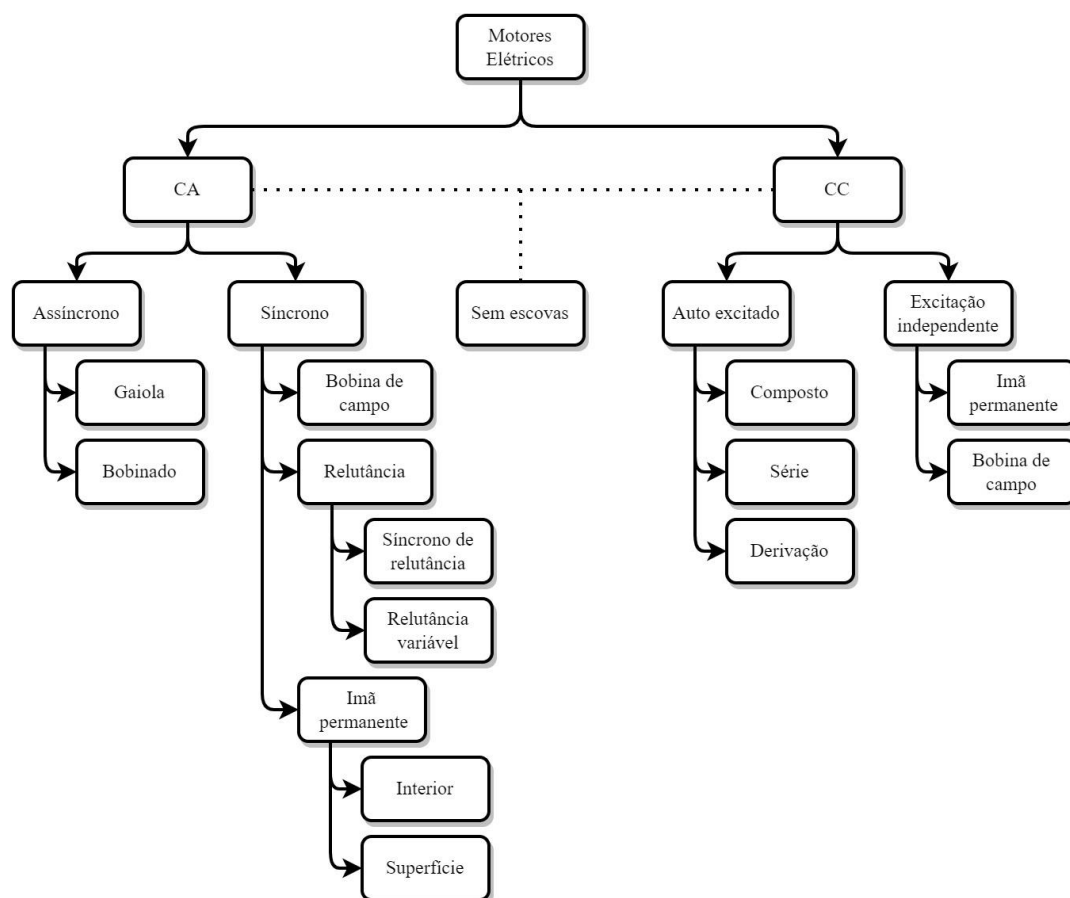


Figura 2 – Classificação de motores elétricos.
Fonte: Adaptado de [15]

Um motor CA síncrono é usualmente alimentado por um conversor eletrônico de potência para controlar sua velocidade. Em aplicações veiculares é tradicionalmente usada a topologia inversora, que converte tensão contínua em alternada através, tipicamente, da estratégia de chaveamento PWM (do inglês, *Pulse Width Modulation*). O inversor, por sua vez, é acionado por uma lógica de controle que ajusta os pulsos de forma que o motor atinja, comumente, uma velocidade de referência. A Figura 3 apresenta os métodos de controle vetorial mais tradicionais para PMSMs de forma simplificada [12], [13], sendo o Controle Orientado por Campo (do inglês *Field Oriented Control* – FOC), o Controle de Torque Direto (do inglês, *Direct Torque Control* – DTC) e o Controle não-linear. Outras formas de controle derivam destas estratégias fundamentais, como Controle PI, Lógica *Fuzzy*, Controle de Modo Deslizante (do inglês, *Sliding Mode Control* – SMC) e Controle Preditivo (do inglês, *Model Predictive Control* – MPC). Estes, por sua vez podem ser usados tanto com o FOC quanto com o DTC. Além disso, com relação a forma de chaveamento do conversor,

pode-se utilizar o controle por histerese ou com modulação de vetor espacial (do inglês, *Space Vector Modulation* – SVM), que combinado ao PWM forma o SVPWM. Por fim, o avanço da tecnologia de microcontroladores permite que estas técnicas de controle possam ser implementadas fisicamente [16], [17], [18], [19], [20], [21], [22].

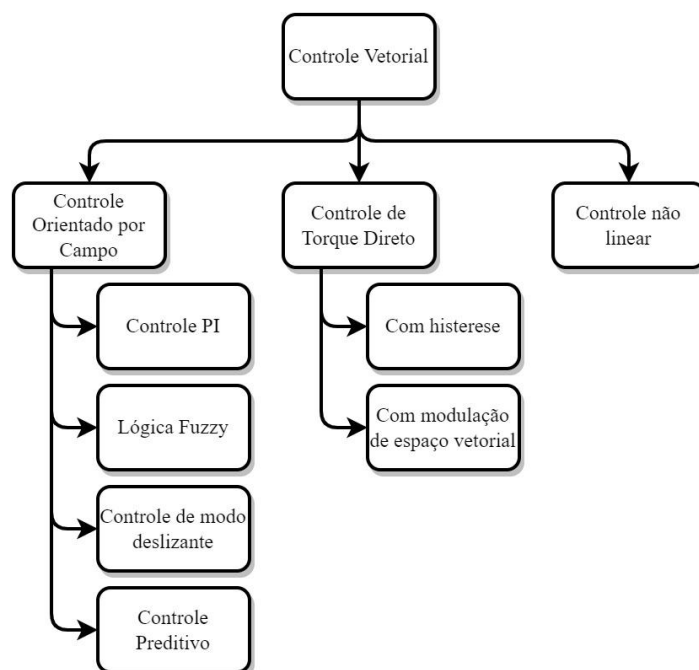


Figura 3 – Classificação de técnicas de controle vetorial para PMSM.

Fonte: Autoria própria

O controle do conversor desempenha papel crucial no desenvolvimento de um Veículo Elétrico, em que é necessário ter conhecimento da dinâmica do sistema para elaborar uma estratégia adequada [23]. Portanto, uma modelagem refinada da máquina é essencial para desenvolver um controle eficiente [24]. O modelo analítico não pode representar bem o IPMSM, uma vez que existe uma dependência da corrente elétrica entre as indutâncias direta e em quadratura (L_d e L_q) [25]. Além disso, a inserção de ímãs no interior do rotor do PMSM leva a uma diferença entre L_d e L_q , que também não pode ser estabelecida matematicamente [25]. Assim, um modelo de alta fidelidade pode ser desenvolvido usando um *software* de Análise de Elementos Finitos (do inglês, *Finite Element Analysis* – FEA), que considera a geometria e os materiais da máquina.

Para simular todo o sistema, incluindo o *powertrain*, pode-se empregar uma combinação de várias ferramentas de *software*, referida como co-simulação [26]. No entanto, a realização de simulações de elementos finitos pode ser computacionalmente custosa, o que torna a co-simulação de um conversor, normalmente operando com um passo de simulação de alguns microssegundos, impraticável. Além disso, estabelecer a sequência de simulação

em uma co-simulação muitas vezes é uma tarefa desafiadora. Para lidar com essas questões, é possível pré-calcular a simulação do FEA e extrair seus dados usando Tabelas (do inglês, *LookUp Tables* – LUTs). Esses dados podem então ser usados para gerar um modelo de máquina baseado em LUT, permitindo um processamento rápido enquanto mantém a precisão dos resultados do FEA [24].

Além disso, as máquinas de ímã permanente passaram por uma otimização crescente para aplicações específicas, resultando em geometrias mais complexas [27], [28], [29]. Portanto, é crucial considerar tais mudanças ao desenvolver modelos de alta fidelidade a fim de elaborar estratégias de controle apropriadas.

Por fim, mesmo que o motor seja modelado com maior precisão, essas alterações não-lineares, como no caso de um IPMSM, devem ser consideradas no sistema de controle. A dependência da corrente elétrica de L_d e L_q pode resultar em uma operação menos eficiente na região de Máximo Torque por Ampere (do inglês, *Maximum Torque per Ampere* – MTPA) se esta dependência não for considerada na estratégia de controle [24], [30], reduzindo assim a eficiência geral do *powertrain*.

O controle PI é uma das técnicas mais utilizadas na indústria, devido a sua simplicidade, robustez, desempenho e estabilidade [31]. Entretanto, sua viabilidade pode ser reduzida, ou até mesmo impossibilitada, quando aplicado à um sistema não-linear de ordem elevada. Além disso, a operação do sistema fora do ponto em que os ganhos foram calibrados também pode reduzir a eficiência do controle PI. Dadas estas considerações, o controle PI pode ter uma baixa robustez aplicado à um controle de velocidade de IPMSM em ampla faixa de velocidade.

Dentre das diversas possibilidades de estratégia de controle não-linear, a lógica fuzzy tem sido amplamente aplicada no controle de máquinas elétricas [32], [33], [34]. O uso de controle fuzzy se mostra vantajoso quando se consideram sistemas nos quais a incerteza desempenha um papel fundamental, e onde a obtenção de um modelo analítico é desafiadora. Essa capacidade de lidar com a incerteza torna-o apropriado para abordar sistemas complexos nos quais as relações entre as variáveis não seguem um padrão linear e invariante, uma situação comum em sistemas de potência [35].

No entanto, o progresso na elaboração de uma lógica de controle fuzzy enfrenta limitações, uma vez que não existe uma metodologia absoluta para a definição dos parâmetros do controlador, sendo a técnica convencional de tentativa e erro a abordagem mais comum. É importante notar que essa abordagem pode ser demorada e exigir esforço

significativo [36]. Para superar essa desvantagem, torna-se atrativa a implementação de processos de otimização dos parâmetros do controlador fuzzy [37], [38], [39], [40], oferecendo uma solução mais eficiente e eficaz para a calibração desses elementos essenciais.

1.1 Busca na literatura

Com base no problema estabelecido, executou-se uma busca na literatura para se ter uma maior compreensão do cenário atual. A busca de referências baseou-se nas bases *Scopus* e *Web of Science*, em novembro de 2023. Para a busca foram utilizadas as palavras chaves IPMSM, Fuzzy e *Speed Control*. Como resultado, em conjunto de ambas as bases, foram encontrados um total de 123 trabalhos. A partir disto, foram considerados para análise os trabalhos mais citados e os trabalhos publicados entre 2024 e 2019 com maior relevância ao tema abordado. A análise das contribuições dos artigos mais representativos é apresentada na Tabela 1, além das contribuições da proposta deste trabalho.

A lógica fuzzy tem sido extensivamente estudada no contexto do controle de velocidade de um IPMSM [41], [42], [43], [44], [45], [46], [47], [48], [49], [50], [51], [52], [53], especialmente quando combinada com o controle FOC, responsável por gerenciar o sistema através da decomposição das referências no eixo dq . Adicionalmente, a técnica MTPA é amplamente empregada para o controle eficiente dessa máquina [42], [44], [47]. Contudo, apesar da capacidade do IPMSM de operar em velocidades acima da nominal, há uma lacuna na investigação da implementação de um controle fuzzy no Enfraquecimento de Campo (do inglês, *Field Weakening* – FW) [43], [46], [53]. Outro aspecto consolidado diz respeito à aplicação da técnica SVPWM para a geração de pulsos, a qual demonstra desempenho superior quando comparada aos controles por histerese ou SPWM [43], [48], [51].

Um efeito adverso conhecido na máquina de ímã permanente é a saturação, que modifica os valores das indutâncias de eixo direto e de quadratura em função da corrente. Para um controle preciso e robusto, é imperativo considerar esse efeito. Diversas técnicas, como modelos preditivos e redes neurais, podem ser empregadas para a determinação *online* desses parâmetros aplicados na estratégia de controle [42], [48], [49], [53]. Entretanto, para que se tenha total compreensão deste efeito no sistema é importante que este seja representado fisicamente no modelo da máquina. Neste caso, nenhum estudo que aborde o

efeito da saturação em conjunto com um controle de velocidade utilizando lógica fuzzy foi identificado.

Finalmente, a lógica fuzzy pode ser utilizada diretamente como controlador [43], [45], [47], gerando uma referência por meio de suas entradas, ou como um controlador auxiliar de nível mais elevado [42], [44], [51], por exemplo, para atualizar os ganhos de um controle PI. Quanto à calibragem dos parâmetros do controlador fuzzy, a abordagem tradicional é a tentativa e erro, que, apesar de eficaz, pode ser demorada e trabalhosa, resultando em subótimos. Uddin *et al.* [44], [46] propuseram o uso de um algoritmo genético para a otimização dos fatores de escala do controlador fuzzy. Contudo, não foram encontrados estudos que investiguem a otimização de outros parâmetros, como limites de entradas e funções de pertinência.

Os objetivos dos artigos avaliados abrangem uma ampla gama de metas destinadas a aprimorar o desempenho e a eficiência do acionamento de um IPMSM. Esses objetivos incluem reduzir as oscilações de torque, fluxo do estator e velocidade [41], [42], [43], [47], [51], aprimorar a robustez em relação a variações repentinas na referência de velocidade e no torque de carga [42], [43], [44], [48], [53], estimar parâmetros do controlador de forma online [42], [48], [49], [50], [53], reduzir harmônico de corrente no estator [42], [47], reduzir complexidade de controle [45], [52], operação em velocidade acima da nominal [43], [46], [48], [53] e redução das perdas no cobre [42], [43], [44], [46], [47], [48], [49], [52], [53].

Tabela 1 – Contribuições dos artigos mais representativos.

Autores	Modelo FEA	FOC	SVPWM	Saturação	MTPA	FW	Fuzzy	Otimização
[41]							✓	
[42]		✓		✓	✓		✓	
[43]		✓	✓		✓	✓	✓	
[44]		✓			✓		✓	✓
[45]		✓					✓	
[46]		✓			✓	✓	✓	✓
[47]		✓			✓		✓	
[48]		✓	✓	✓	✓	✓	✓	
[49]			✓	✓	✓		✓	
[50]		✓	✓				✓	
[51]		✓	✓				✓	
[52]		✓			✓		✓	
[53]		✓	✓	✓	✓	✓	✓	
Proposto	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓

Fonte: Autoria própria

1.2 Objetivos

Dada a busca na literatura, este trabalho tem como objetivo desenvolver um controle de velocidade para acionamento de um IPMSM aplicado a um veículo elétrico para ampla faixa de velocidade com *ripple* de torque reduzido, utilizando um controle fuzzy calibrado a partir de uma técnica metaheurística de otimização. O trabalho tem como contribuições o desenvolvimento de um modelo de máquina no *software Simulink*, com base nos resultados da modelagem em elementos finitos extraídos do *software Maxwell*, dando assim resposta mais confiável em simulação. Além disso, são utilizadas indutâncias variáveis no controle, extraídos da simulação de elementos finitos, a fim de se considerar o efeito da saturação. Outra contribuição é o uso do controle vetorial em todo o alcance de velocidade da máquina através do controle de torque MTPA e FW, em conjunto com um controle fuzzy, tornando possível controlar o motor tanto em velocidades baixas quanto em velocidades elevadas. Por fim, uma otimização metaheurística para a calibração dos parâmetros do controlador é também considerada como contribuição deste trabalho. A avaliação da técnica de controle proposta, utilizando tanto a calibração por tentativa e erro e por metaheurística, é feita através da comparação de métricas, como a redução do *ripple* de torque, entre uma técnica de controle referência e o proposto. Assim, os objetivos deste trabalho podem ser classificados como principais e secundários, listados abaixo:

- Objetivos principais
 - Desenvolvimento de controle fuzzy para acionamento de um motor IPMSM em ampla faixa de velocidade;
 - Redução do *ripple* de torque em ampla faixa de velocidade;
 - Avaliação da calibração do controle desenvolvido através de metaheurística;
- Objetivos secundários
 - Desenvolvimento de um modelo de IPMSM baseado em FEA;
 - Desenvolvimento de controle FOC;
 - Desenvolvimento de controle em ampla faixa de velocidade;
 - Desenvolvimento de controle não-linear;
 - Desenvolvimento de calibração via otimização;

1.3 Artigos produzidos

Esta seção tem como objetivo apresentar o artigo publicado relacionado a este trabalho durante o seu desenvolvimento.

O artigo “*Development and Analysis of an IPMSM Fea-Based Model for Electric Vehicle Application*” [54], publicado nos anais da 25ª conferência “*European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'23 ECCE Europe)*” apresenta um modelo de Motor Síncrono de Ímã Permanente no Interior (IPMSM), utilizando Análise de Elementos Finitos (FEA) para aprimorar a eficiência do sistema de controle. O modelo proposto, considerando dinâmica e oscilação de torque, é comparado com a modelagem analítica tradicional. Os resultados destacam distinções entre o modelo proposto de IPMSM e abordagens analíticas convencionais, demonstrando maior oscilação de torque e respostas transitórias variadas. As avaliações englobam resposta de velocidade, ganhos e consumo de energia em diversos parâmetros de controle, enfatizando o impacto dos parâmetros do FEA no desempenho do sistema. Análises comparativas de torque de saída, consumo de energia da bateria e eficiência destacam a importância do FEA no aprimoramento de estratégias de controle. As conclusões afirmam o IPMSM como uma excelente opção de motor para veículos elétricos, atribuindo seu sucesso à alta densidade de torque e ampla faixa de velocidade. O modelo proposto baseado em FEA aprimora a eficiência do sistema de controle, oferecendo uma compreensão mais aprofundada de ganhos de controle e dinâmicas. Trabalhos futuros visam desenvolver um sistema de controle operando em uma ampla faixa de velocidade, reduzindo a oscilação de torque e avançando na aplicação prática do modelo de IPMSM proposto em veículos elétricos.

1.4 Estrutura do Trabalho

O Capítulo 2 apresenta uma revisão teórica, que classifica e modela os motores síncronos de ímã permanente e introduz os conceitos dos controles utilizados para o controle de velocidade. O Capítulo 3 apresenta a metodologia do trabalho, abordando a modelagem utilizada no *software Simulink*. São apresentados nesse capítulo a modelagem de um IPMSM, assim como o sistema de controle. Em seguida, no Capítulo 4, são apresentados os resultados encontrados, seguido das conclusões e trabalhos futuros no Capítulo 5. Por fim, nos Apêndices, sumarizados de A até E, são abordados os conceitos fundamentais da

transformada de Park, de motores síncronos de ímã permanente, da modelagem elétrica do motor síncrono de ímã permanente, do controle vetorial e da modulação por largura de pulso.

Capítulo 2 - Revisão Teórica

2.1 Modelagem elétrica do motor síncrono de ímã permanente

A modelagem elétrica tradicional de uma máquina de ímã permanente no eixo de coordenadas dq é detalhada no Apêndice C deste trabalho, que tem como resultado as equações de tensão induzida, torque eletromagnético e dinâmica apresentados nas Equações (1), (2), (3) e (4), em que $\omega_e = \omega_m * P/2$, onde R_s é a resistência do estator; u_d, u_q são as tensões no eixo dq ; i_d, i_q são as corrente no eixo dq ; L_d e L_q são as indutâncias dos enrolamentos no eixo dq ; ϕ_f é o fluxo magnético gerado pelo ímã permanente; P é o número de polos da máquina; ω_e e ω_m são, respectivamente, a velocidade angular elétrica e mecânica; T_e é o torque eletromecânico; J é o momento de inércia; B é o coeficiente de atrito viscoso; T_l é o torque da carga. Entretanto, apesar de tradicionalmente os valores de indutância serem considerados fixos em algumas modelagens, o efeito da saturação do núcleo da máquina cria uma dependência da corrente neste parâmetro. Logo, tal efeito deve ser considerado ao se levar em conta um sistema que opera em diferentes pontos.

$$u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \quad (1)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e (L_d i_d + \phi_f) \quad (2)$$

$$T_e = \frac{P}{2} \frac{3}{2} (\phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (3)$$

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - B\omega_m - T_l \quad (4)$$

Outro efeito usualmente desconsiderado é uma componente adicional do torque, chamada *cogging* torque. Este é produzido pela componente tangencial da atração magnética entre os ímãs do rotor e os dentes do estator. Quando há componentes harmônicas deste torque sobrepondo o torque médio há uma pulsação periódica em relação a posição do rotor. Além disso, em motores de ímã reais, a distribuição senoidal do fluxo no entreferro é quase impossível devido a critérios de fabricação. Como resultado, o fluxo no entreferro não senoidal interage com as correntes senoidais do estator e produz uma pulsação de torque periódica [33], [55], [56], [57], resultando em *ripple* de torque e de velocidade.

2.2 Controle Vetorial

O controle vetorial é uma técnica amplamente utilizada e conhecida. Para fins de compreensão e revisão, o Apêndice D deste documento apresenta em suma os conceitos da técnica aplicados para máquinas de ímã permanente. Considerando tais conceitos, é necessário controlar as correntes no eixo direto e de quadratura a fim de se controlar o torque e fluxo da máquina. Os valores de referência das correntes são calculados em função do ponto de operação da máquina. A seguir são detalhadas as estratégias de controle de torque mais tradicionais e utilizadas neste trabalho, o MTPA e o FW.

2.2.1 Controle *Maximum Torque per Ampere*

A Figura 4 apresenta diferentes valores de corrente i_s produzindo o mesmo torque, em que a amplitude da corrente é dada por $i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$. O raio do semicírculo representa o limite de corrente, usualmente determinado pela capacidade do conversor. O ponto M , tangente ao semicírculo, representa o ponto da menor combinação entre i_d e i_q para produzir o torque T_e , que é dado pela Equação (3). Assim, os IPMSMs devem ser controlados para combinar de forma ótima o torque magnético e de relutância, a fim de minimizar a corrente no estator e, conseqüentemente, as perdas elétricas. Este controle é conhecido como Máximo Torque por Corrente (do inglês, *Maximum Torque per Ampere* – MTPA) [58]. Logo, é necessário equilibrar as correntes i_d e i_q do estator de forma apropriada para produzir o MTPA.

Em um controle de velocidade se utiliza tipicamente um comando de corrente do estator para produzir o torque de saída. A Equação (3) pode ser reescrita, vista na Equação (5), considerando $i_d = i_s \cos \beta$ e $i_q = i_s \sin \beta$, em que β é o ângulo entre o eixo d e vetor i_s e ϕ_f fluxo magnético do ímã permanente.

$$T_e = \frac{P}{2} \frac{3}{2} \left(\phi_f i_s \sin \beta + \frac{(L_d - L_q)}{2} i_s^2 \sin 2\beta \right) \quad (5)$$

O ângulo β_{max} para produzir o torque máximo pode ser obtido através da solução de $\partial T_e / \partial \beta = 0$, apresentada na Equação (6).

$$\beta_{max} = \cos^{-1} \left(\frac{-\phi_f + \sqrt{\phi_f^2 + 8(L_d - L_q)^2 i_s^2}}{4(L_d - L_q) i_s} \right) \quad (6)$$

Assim, as correntes i_d e i_q ótimas para a operação em MTPA são descritas pelas Equações (7) e (8).

$$i_{d_{MTPA}} = \frac{-\phi_f + \sqrt{\phi_f^2 + 8(L_d - L_q)^2 i_s^2}}{4(L_d - L_q)} \quad (7)$$

$$i_{q_{MTPA}} = \sqrt{i_s^2 - i_{d_{MTPA}}^2} \quad (8)$$

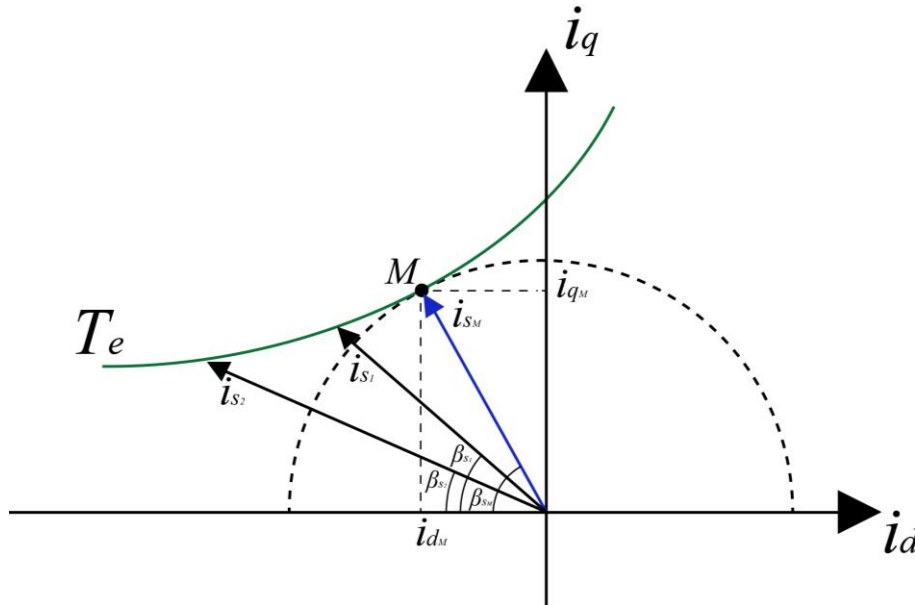


Figura 4 – Combinação de correntes produzindo o mesmo torque.
Fonte: Adaptado de [15]

2.2.2 Controle *Field Weakening*

Em velocidades elevadas a tensão induzida no estator, dada por $u_s = \omega_s \lambda_s$, onde ω_s é a velocidade angular elétrica e λ_s o fluxo magnético no estator, pode exceder a capacidade máxima do conversor, que já não é mais capaz de aplicar a referência de corrente desejada. Nesse ponto, a tensão de saída do conversor não pode ser mais modulada na região linear e permanecerá constante por meio ciclo. Assim, o controle por Enfraquecimento de Campo (do inglês, *Field Weakening* – FW) deve ser considerado, caso contrário a corrente senoidal será distorcida, causando *ripple* de torque.

Para começar a controlar a máquina em enfraquecimento de campo é necessário ter uma velocidade base de referência, dada pela Equação (9), que toma como base as correntes calculadas pelo MTPA. Caso a velocidade seja acima da base deve-se utilizar o FW.

$$\omega_{s_{base}} = \frac{u_{s_{max}}}{\sqrt{(\phi_f + L_d i_{d_{MTPA}})^2 + (L_q i_{q_{MTPA}})^2}} \quad (9)$$

Para estabelecer um alcance razoável para o enfraquecimento de campo outros princípios além da minimização das perdas devem ser considerados para construir as correntes de referência, no caso em que a minimização das correntes não é mais possível e uma desmagnetização deve ser feita para diminuir o fluxo no estator. Em outras palavras, na impossibilidade de se minimizar as perdas abre-se mão do controle MTPA para se enfraquecer o fluxo. Para isto, a corrente i_d precisa ser controlada de forma a enfraquecer o fluxo do estator, usando como restrição a tensão máxima $u_{s_{max}}$.

Assim, as correntes i_d e i_q para a operação em FW são descritas pelas Equações (10) e (11).

$$i_{d_{FW}} = \frac{L_d \phi_f - \sqrt{(L_d \phi_f)^2 + (L_q^2 - L_d^2) * \left(\phi_f^2 + (L_q i_s)^2 - \frac{u_{s_{max}}^2}{\omega^2} \right)}}{L_q^2 - L_d^2} \quad (10)$$

$$i_{q_{FW}} = \sqrt{i_s^2 - i_{d_{FW}}^2} \quad (11)$$

A Figura 5 apresenta as curvas de MTPA e FW para um dado limite de corrente, além das hipérboles de torque e limites de tensão dada a velocidade angular. Quando a tensão limite é atingida, o modo de controle deve ser substituído de MTPA para FW, o que reduz o torque naturalmente à medida que o ângulo da corrente β diminui e mantém a corrente do estator no valor nominal.

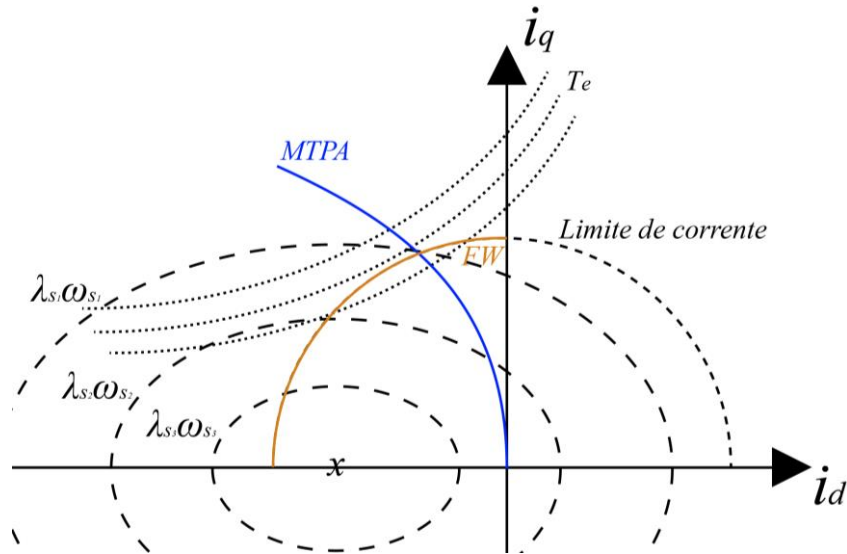


Figura 5 – Curvas de MTPA e FW para limite de corrente, hipérboles de torque e limites de tensão dada velocidade angular.

Fonte: Adaptado de [58]

2.2.3 Modo de seleção de controle

O controle MTPA e o limite de corrente independem da velocidade do motor, que é determinado pelo conversor. A elipse do limite de tensão, entretanto, varia inversamente proporcional com a velocidade. A Figura 6 apresenta um exemplo da região de operação do motor pelos controles MTPA e FW. Em M_1 o motor inicia com velocidade zero e acelera, em MTPA, até o ponto M_2 , com tensão $\lambda_{s1} \omega_{s1}$ e torque T_{e1} . A partir deste ponto, para que o motor continue aumentando a velocidade, é necessário que o controle seja substituído para FW, uma vez que a tensão nos terminais do conversor atinge em seu limite. Assim, o torque máximo da máquina é reduzido à medida que a velocidade aumenta, como pode ser visto, por exemplo, nos pontos M_3 e M_4 . Teoricamente a máquina poderia ser enfraquecida até o ponto M_5 ¹, sendo suficiente para alcançar uma velocidade infinita. Porém, na prática, a velocidade máxima da máquina é limitada por questões de suportabilidade mecânica, indicada pelo ponto $M_{\omega max}$.

¹ A localização deste ponto de operação pode ser determinada pela corrente característica i_x .

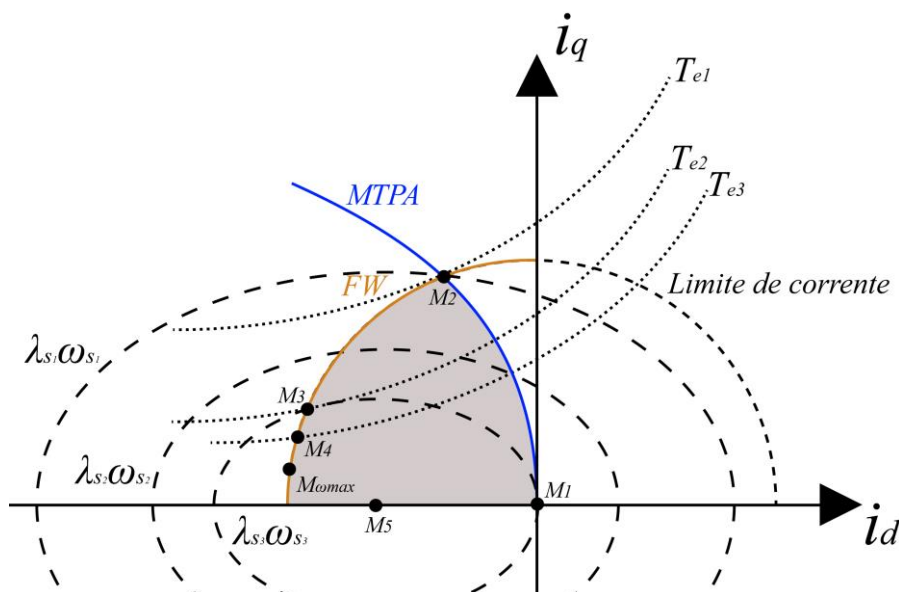


Figura 6 – Região de operação pelos controles MTPA e FW.

Fonte: Adaptado de [58]

2.3 Regulador de corrente

O regulador de corrente gera os sinais de disparo para os dispositivos de comutação de um inversor PWM, e desempenha um papel essencial do controle vetorial para que a corrente do motor atinja seu valor desejado. Para que se tenha um controle de torque eletromecânico instantâneo preciso as correntes reais do motor devem seguir os comandos de referência para produzir o fluxo e o torque, independentemente de outros fatores indesejados, como tensão induzida, indutância parasita e resistência dos enrolamentos.

Um regulador de corrente é composto por duas etapas, compensação de erro e modulação da tensão, como visto na Figura 7. O compensador de erro gera uma tensão de referência para reduzir o erro entre a corrente real e de referência, enquanto a modulação de tensão gera os pulsos para os dispositivos de comutação produzirem a tensão de referência dada pelo compensador de erro. Usualmente se utiliza um controlador proporcional integral (PI) para o compensador de erro em um regulador de corrente no eixo d - q e alguma técnica de PWM para a modulação da tensão, que pode ser vista em mais detalhes no Apêndice E.

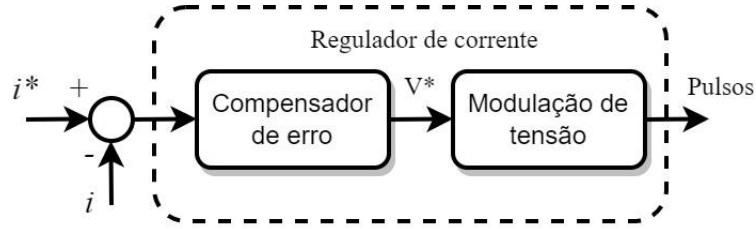


Figura 7 – Configuração de um regulador de corrente.
Fonte: Adaptado de [15]

O equacionamento da tensão no eixo dq estacionário para uma máquina CA genérica pode ser dado pelas Equações (12) e (13), em que e_d e e_q são, respectivamente, a tensão induzida nos eixos d e q , R e L são a resistência e indutância dos enrolamentos do estator da máquina e ω_e a velocidade angular elétrica. Cabe destacar que além das parcelas de tensão induzida há as parcelas $-\omega_e L i_q$ e $\omega_e L i_d$, que, além de estarem diretamente relacionadas com a velocidade da máquina, são acopladas pelos eixos dq . Ou seja, uma alteração na corrente i_d pode afetar no controle da corrente i_q , e vice versa, no chamado acoplamento cruzado (do inglês, *cross-coupling*). Logo, uma compensação *feedforward* destas parcelas, assim como a tensão induzida, deve ser considerada para se atingir um controle de corrente de alto desempenho [15], [58].

$$u_d = R i_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega_e L i_q + e_d \quad (12)$$

$$u_q = R i_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega_e L i_d + e_q \quad (13)$$

Pelas Equações (1), (2), (43) e (44) pode-se obter as equações de tensão no eixo dq síncrono para o PMSM, visto nas Equações (14) e (15).

$$u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_s L_q i_q \quad (14)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_s (L_d i_d + \phi_f) \quad (15)$$

A Figura 8 apresenta a estrutura de um regulador de corrente utilizando um controle PI, também chamado de *feedback*, e um compensador *feedforward*, em que as tensões de saída u_d e u_q são dadas pela soma das tensões de *feedback* $u_{d_{fb}}$ e $u_{q_{fb}}$, gerada pelo PI, e *feedforward* $u_{d_{ff}}$ e $u_{q_{ff}}$.

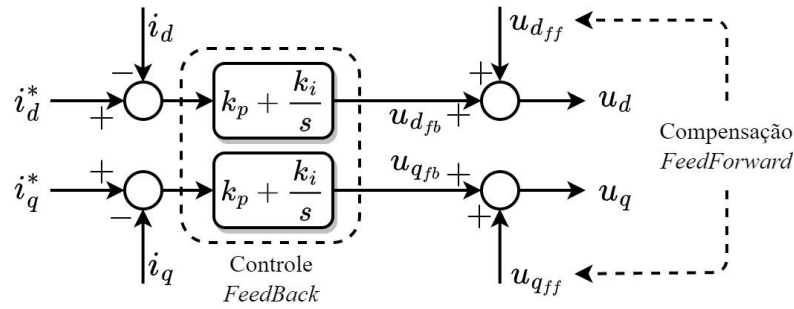


Figura 8 – Regulador de corrente com compensação *feedforward*.

Fonte: Adaptado de [15]

As tensões *feedforward* u_{dff} e u_{qff} do PMSM, que podem ser identificadas nas Equações (14) e (15), são apresentadas nas Equações (16) e (17). Para que um controle *feedforward* seja preciso é necessário o conhecimento dos parâmetros da máquina, como indutâncias e fluxo, além das correntes e velocidade. Mesmo que haja erros nessas informações o controle *feedforward* pode reduzir muito os efeitos da tensão induzida e o acoplamento cruzado das componentes de corrente quando comparado a somente o controle *feedback* [58].

$$u_{dff} = -\omega_s L_q i_q \quad (16)$$

$$u_{qff} = \omega_s L_d i_d + \omega_s \phi_f \quad (17)$$

Cabe ressaltar que, além do controle PI e *feedforward*, também é usualmente utilizado um controle *anti-windup* para evitar a saturação do integrador no controle PI, que pode ter ganho inversamente proporcional a k_p [15].

2.4 Controle de velocidade

A Figura 9 apresenta o diagrama do controle de velocidade para o IPMSM. A velocidade de referência ω_{ref} é subtraída da velocidade medida ω_{med} , calculada a partir do ângulo do rotor θ , que gera uma corrente de referência i_{ref} ao passar pelo controle PI de velocidade. O controle de torque calcula as correntes de referência no eixo dq , i_{dqref} , utilizando as técnicas MTPA ou FW, limitados pela tensão máxima u_{max} do conversor. Em seguida, as correntes de referência são subtraídas das correntes medidas, i_{dqmed} , adquiridas pela transformada de Park, e tem seu resultado utilizado no controle PI de corrente. Este, por sua vez, considera a tensão induzida u_{ff} para o controle *feedforward*, gerando a tensão de referência u_{dqref} no eixo dq . Por fim, o SVPWM calcula os pulsos P para o inversor PWM,

que modula a tensão da bateria para o motor. Mais detalhes sobre os controles implementados podem ser vistos na Seção 3.3.

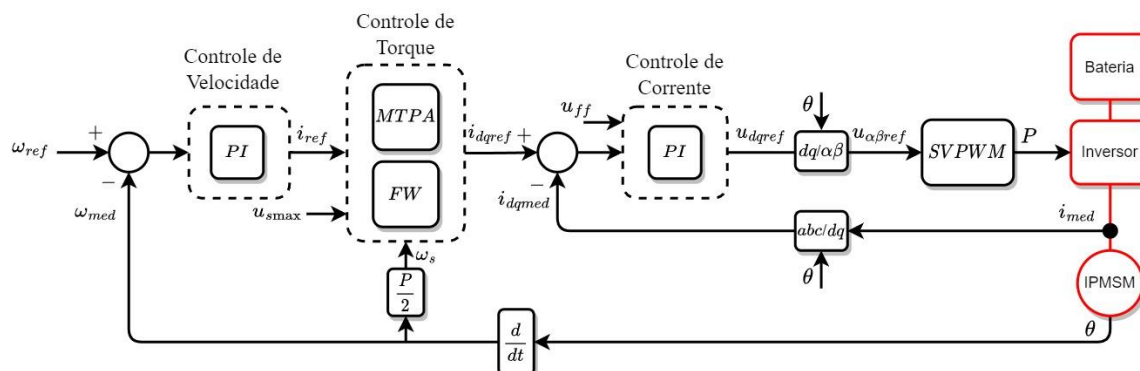


Figura 9 – Diagrama de controle de velocidade de um IPMSM.

Fonte: Autoria própria

A partir deste controle linear é possível, a princípio, controlar o IPMSM em todo seu alcance de velocidade. Entretanto, existem diversos fatores que não são considerados que podem degradar a qualidade do torque gerado pelo motor, causando *ripple* de torque.

Um controle baseado apenas no modelo matemático da máquina pode causar baixo rendimento em aplicações reais, uma vez que não são considerados efeitos como saturação e *cogging* torque. Além disso, a consideração de valores de ganhos fixos pode causar instabilidade em certas condições de operação, uma vez que os ganhos são usualmente selecionados para uma curta faixa de operação [16], [30], [33], [59].

O *ripple* de torque pode ser causado por características construtivas da máquina, como harmônicos de *cogging* torque e fluxo no entreferro. Além disso, erros de medida de corrente e velocidade podem causar *ripple* de torque. Por fim, a imprecisão do próprio sistema de controle pode contribuir para a oscilação de torque gerado no motor [17], [25], [32], [33].

Existem, na prática, duas formas de reduzir o *ripple* de torque em um sistema de acionamento do IPMSM: através do projeto da máquina ou através de um sistema de controle adequado que tem como objetivo reduzir esse efeito [56], [57]. A primeira forma pode reduzir o *ripple*, porém pode tornar o custo de fabricação maior e o processo mais complexo. Além disso, certos fatores que contribuem para a produção do *ripple* não podem ser solucionados pelo projeto da máquina. Logo, a redução do *ripple* de torque utilizando técnicas de controle é uma solução mais viável economicamente, além de ser mais abrangente e aplicável a motores já existentes [17].

2.5 Controle Fuzzy

A lógica fuzzy, desenvolvida na década de 1960, é uma teoria que estende a lógica tradicional, baseada em valores binários (verdadeiro ou falso), para lidar com a incerteza e a imprecisão encontradas no mundo real. A lógica fuzzy tem sido amplamente aplicada em diversos campos, sendo um deles o controle de máquinas elétricas [32], [33], [34]. O controle fuzzy é útil quando se lida com sistemas onde a incerteza e a imprecisão desempenham um papel importante. Essa representação da incerteza o torna adequado para lidar com sistemas complexos, onde as relações entre as variáveis não são lineares e difíceis de modelar com precisão, caso recorrente em sistemas de potência [35]. Um controle utilizando como base a lógica fuzzy inclui como conceitos fundamentais variáveis linguísticas, conjuntos fuzzy, funções de pertinência e operações fuzzy [31].

As variáveis linguísticas descrevem como as variáveis de entrada e saída são representadas linguisticamente, usando termos como “baixo”, “médio” e “alto”. Um conjunto fuzzy é uma generalização de um conjunto tradicional, onde um elemento pode pertencer parcialmente a um conjunto em vez de estar completamente dentro ou fora dele. Os conjuntos fuzzy são definidos por uma função de pertinência, que por sua vez é definida por uma variável linguística que atribui a cada elemento de um universo de discurso um valor entre 0 e 1, indicando o grau de pertinência desse elemento ao conjunto fuzzy. Existem diferentes tipos de funções de pertinência, como funções triangulares, gaussianas, trapezoidais, etc., que modelam diferentes tipos de incerteza e distribuição dos valores. Por fim, as operações fuzzy são usadas para realizar operações matemáticas em seus conjuntos, sendo as mais comuns a união (OU fuzzy), a interseção (E fuzzy) e a negação (NÃO fuzzy).

Um sistema de controle fuzzy, também conhecido como controle baseado em conhecimento (do inglês, *knowledge-based*), pode ser classificado fundamentalmente como Mamdani ou Takagi-Sugeno (TS)². A principal diferença está na representação das regras e na forma como as saídas são geradas. O sistema de Mamdani usa regras linguísticas com conclusões linguísticas e passa por uma etapa de defuzzificação, enquanto o sistema TS usa regras numéricas com saídas diretas e não requer, necessariamente, uma etapa de defuzzificação [36].

A estrutura geral de um controle fuzzy TS envolve a definição das variáveis de entrada, regras de controle, variáveis de saída, regras de pesos e a lógica que conecta essas

² Em algumas literaturas também é conhecido como Takagi-Sugeno-Kang (TSK).

etapas. Um sistema de controle fuzzy TS começa com a definição das variáveis de entrada, que são os parâmetros ou características do sistema que influenciam o comportamento do sistema. Cada variável de entrada é associada a uma função de pertinência, que descreve o grau de pertinência de um valor específico da variável a um conjunto fuzzy correspondente. As funções de pertinência são usadas para quantificar o quão bem os valores de entrada se encaixam nos conjuntos fuzzy. As regras de controle em um sistema TS definem como as variáveis de entrada afetam as variáveis de saída. Cada regra é expressa na forma de uma sentença condicional do tipo “SE (premissa) ENTÃO (conclusão)”. A premissa é composta pelas funções de pertinência das variáveis de entrada e pelas operações lógicas que conectam essas funções. A conclusão é uma expressão numérica que determina o valor da variável de saída associada à regra. Cada regra de controle em um sistema TS é associada a um peso que indica a importância relativa dessa regra na tomada de decisão global. Esses pesos são usados para ponderar as conclusões das regras durante o processo de cálculo da saída do sistema. Em um sistema TS, não há uma etapa explícita de composição de regras como em sistemas Mamdani. Em vez disso, as regras são usadas diretamente para calcular a saída. As premissas das regras (funções de pertinência das variáveis de entrada) são avaliadas e as conclusões numéricas das regras ponderadas pelos pesos são combinadas para obter a saída final, que representa a ação a ser tomada com base nas variáveis de entrada. A Figura 10 apresenta a modelagem tradicional simplificada de um sistema fuzzy genérico, que tem sua entrada com valores reais (em inglês, *crisp*) fuzzyficadas através de uma função de pertinência. Em seguida são feitas as inferências através das regras, que são defuzzificadas para valores *crisp*. Para o caso do controle fuzzy TS a etapa de defuzzificação pode ser dada, por exemplo, por uma média ponderada do resultado da inferência das entradas com base nas regras.

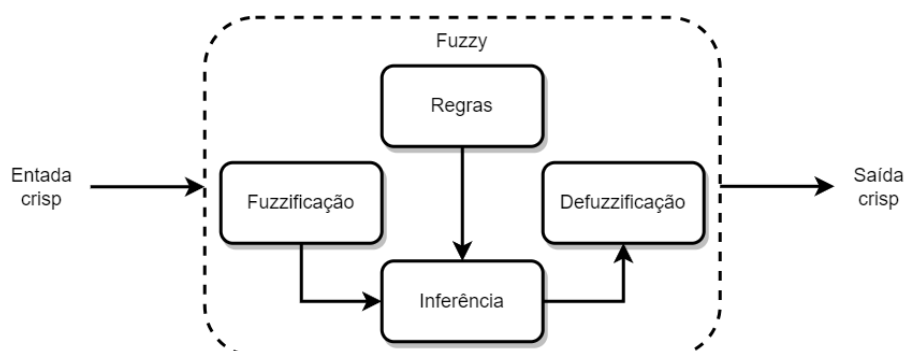


Figura 10 – Modelagem tradicional simplificada de um sistema fuzzy genérico.

Fonte: Autoria própria

Em geral, o controle fuzzy pode ser utilizado de três formas em conjunto com o controle PI [31]. A primeira forma é como um assistente, em que o controlador fuzzy opera

em paralelo com o controlador PI, tendo como sinal de saída equivalente a soma das saídas de ambos os controladores. Esta estratégia dá a capacidade de rápida resposta a transitórios, em que o controlador fuzzy tem saída diferente de zero. Em condições de regime permanente a saída do controle fuzzy tem valor nulo. A segunda forma é como um supervisor, em que o controlador fuzzy é programado em um nível mais alto, com o objetivo de ajustar os parâmetros do controlador PI. Desta forma o controlador fuzzy atua como um agendador de ganhos (em inglês, *gain scheduler*), que atualiza os ganhos k_p e k_i . A atualização do ganho pode ser dada pela soma de um valor incremental ou pela saída direta do controlador fuzzy. Por fim, a terceira forma de uso é em cascata com o controlador PI, em que o controlador fuzzy gera o sinal de referência para o controlador PI. Desta forma é possível configurar o controlador utilizando linguagem natural.

O sucesso dos controladores baseados em lógica fuzzy é amplamente atribuído à sua capacidade de lidar com o conhecimento expresso em uma forma linguística, em oposição à tradicional modelagem matemática. No entanto, quanto mais complexo é um sistema, menos eficaz se torna o modelo matemático [35].

Problemas do mundo real podem ser extremamente complexos que, por sua natureza, possuem características difusas. A principal vantagem dos controladores baseados em lógica fuzzy reside na sua capacidade de incorporar experiência, intuição e heurísticas no sistema, em vez de depender exclusivamente de modelos matemáticos [36]. Isso os torna mais eficazes em aplicações onde os modelos existentes são mal definidos e não suficientemente confiáveis.

Entretanto, o desenvolvimento de uma lógica de controle baseada em conhecimento tem suas limitações, uma vez que é necessário um procedimento sistemático composto por várias etapas para se construir a relação entre entrada e saída. A manipulação dos conjuntos, regras, inferência, entre outros componentes do controle fuzzy, pode ser complexo dependendo do nível de conhecimento do engenheiro a priori sobre o sistema, uma vez que para cada componente deverá ser feita uma escolha. Por exemplo, para os conjuntos fuzzy de entrada (ou seja, as funções de pertinência), deverá ser decidido quantos devem ser usados, qual o tipo (por exemplo, triangular ou gaussiana) e se uma composição de diferentes tipos pode ser utilizada. Além disso outros componentes precisam ser especificados, como as regras e a função de pertinência da saída [36].

A fim de mitigar esta desvantagem, é possível a implementação de processos de otimização para calibragem dos parâmetros do controlador fuzzy, que podem ser

classificadas como *online* e *offline* [37], [38], [39], [40]. A otimização *online* ocorre simultaneamente com a execução do controle, em que um otimizador atua em paralelo atualizando parâmetros do controlador fuzzy. Já a otimização *offline* ocorre fora do processo, em que a atualização dos parâmetros é feita utilizando a resposta do sistema para se estabelecer o valor de uma função objetivo, a ser minimizada.

2.6 Otimização

A otimização é um processo matemático que tem como propósito encontrar a melhor solução de um problema através da minimização (ou maximização) de um determinado objetivo enquanto satisfaz um conjunto de restrições [60]. Os processos de otimização podem ser classificados como programação matemática e metaheurística. A programação matemática utiliza técnicas matemáticas, como simplex ou pontos interiores, para buscar a solução ótima. A Programação Linear (do inglês, *Linear Programming* – LP) e a Programação Linear Inteira (do inglês, *Integer Linear Programming* – ILP) são conhecidas técnicas de programação matemática. Entretanto, essa técnica pode ter um alto custo computacional à medida que o sistema considerado se torna mais complexo, podendo tornar a análise impraticável [61]. Em contraste, a otimização metaheurística surge como uma opção para encontrar soluções ótimas, ou quase ótimas, para problemas complexos [62].

As metaheurísticas possuem algumas características principais, como a capacidade de serem solucionadores de problemas genéricos, já que sua estrutura não é vinculada a um problema específico. Também possuem a capacidade de buscar a solução de forma iterativa, utilizando um processo que explora o espaço de soluções, melhorando gradativamente a qualidade da solução. Além disso, muitas metaheurísticas incorporam aleatoriedade ou heurísticas para orientar a busca, uma vez que essa aleatoriedade pode evitar ótimos locais e permitir que diversas regiões do espaço de soluções sejam exploradas. Porém, apesar da flexibilidade das metaheurísticas, elas não garantem a localização do ótimo global, uma vez que seu objetivo é encontrar soluções dentro de um período de tempo razoável [62]. Dentro destas técnicas o Algoritmo Genético (do inglês, *Genetic Algorithm* – GA), o Enxame de Partículas (do inglês, *Particle Swarm Optimization* – PSO) e o Algoritmo do Morcego (do inglês, *Bat Algorithm* – BA) são conhecidas estratégias utilizadas para controlar um PMSMs [63], [64], [65], [66].

O Algoritmo do Morcego, proposto em 2010 [67], tem sido amplamente utilizado para controlar PMSMs [65], [68], [69]. O BA é um algoritmo de otimização metaheurística inspirado na natureza que se baseia no comportamento de ecolocalização dos morcegos. O BA foi projetado para resolver problemas de otimização e é particularmente eficaz para tarefas de otimização contínua e combinatória. Suas principais características, que controlam a aleatoriedade e o custo-benefício da busca global e local³ são descritas abaixo.

- Ecolocalização, em que o algoritmo se inspira em como os morcegos usam a ecolocalização para encontrar presas e navegar no escuro;
- Representação da solução, onde as soluções são representadas como posições de morcegos em um espaço de soluções multidimensional. Estas posições correspondem a potenciais soluções para o problema de otimização;
- Emissão e volume, em que os morcegos emitem sons, que variam em frequência e volume para cada morcego, para localizar as presas. Valores de intensidade mais elevados correspondem a soluções mais promissoras;
- Atualização, onde os morcegos ajustam suas posições com base em sua ecolocalização e na atratividade das soluções de outros morcegos;
- Frequência e velocidade, onde os morcegos variam sua frequência e velocidade à medida que se movem.

Os passos típicos do BA são, iniciar uma população de morcegos com posição e velocidades aleatórios, avaliar a função objetivo de cada solução (posição do morcego), atualizar a posição, velocidade, volume, taxa de emissão de cada morcego e melhor solução até que o critério de convergência seja atendido.

³ Em inglês usa-se o termo *exploration and exploitation*.

Capítulo 3 - Metodologia

Para o desenvolvimento desse trabalho foram utilizadas as ferramentas de simulação *Simulink* e *Maxwell*, dos softwares *Matlab* e *Ansys*, respectivamente. Tais ferramentas foram escolhidas devido a suas conhecidas competências nas modelagens em elementos finitos e sistemas de controle. A seguir são apresentadas as metodologias de modelagem dos elementos que compõem o sistema do *powertrain*. A Figura 11 apresenta o sistema de potência completo modelado no *Simulink*, composto pela bateria, inversor e motor, que tem uma carga constante conectada em seu eixo. Os modelos foram desenvolvidos de forma parametrizável, tornando a mudança de parâmetros, caso necessária, rápida.

A Tabela 2 apresenta os valores de bases e limites (em pu) do sistema modelado no *Simulink*, utilizados posteriormente no sistema de controle, em que a corrente nominal é selecionada como 300 A e a velocidade nominal como 3900 rpm. A velocidade nominal representa o ponto de operação em que a amplitude da tensão induzida da máquina atinge o máximo permitido pelo conversor, de 230,94 V. Outras bases são dadas pelas Equações (18), (19) e (20). Além disso, o passo de simulação utilizado é de 1 μ s.

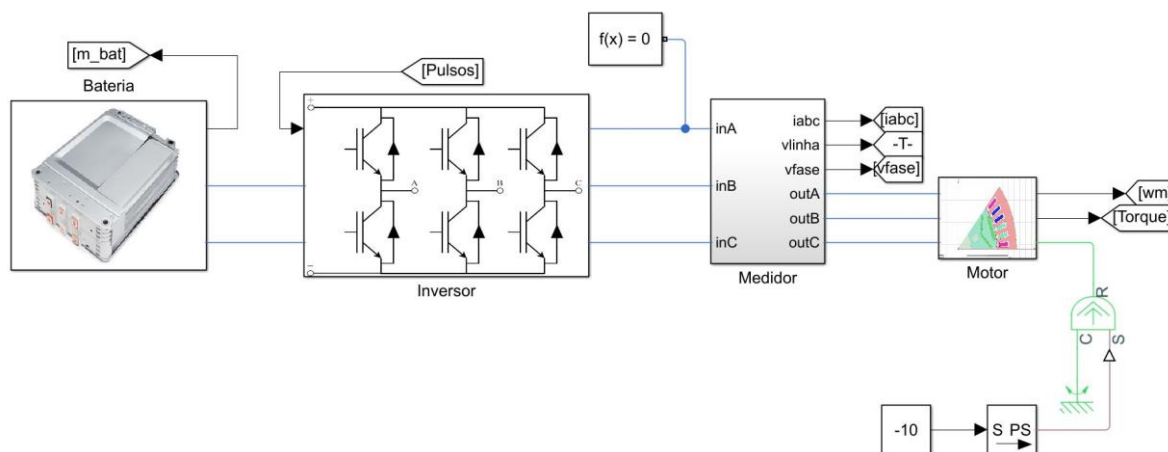


Figura 11 – Sistema de potência modelado no *Simulink*.

Fonte: Autoria própria

Tabela 2 – Bases e limites de operação.

	ω_m	3900 rpm
Bases	Corrente	300 A
	Tensão	$400/\sqrt{3}$
Limites	Corrente	1 pu
	Tensão	$0,95 \text{ pu}^4$

Fonte: Autoria própria

⁴ É necessário que se tenha uma pequena margem de tensão para permitir que a corrente seja modulada na operação FW. Mais detalhes podem ser vistos em [15].

$$Z_{base} = \frac{u_{base}}{i_{base}} \quad (18)$$

$$L_{base} = \frac{Z_{base}}{\omega_{base}} \quad (19)$$

$$\lambda_{base} = \frac{u_{base}}{\omega_{base}} \quad (20)$$

3.1 Motor IPMSM

Para representar um IPMSM foi utilizado como referência o motor do Nissan LEAF 2012, de potência 80 kW, torque 280 Nm, 8 polos e 48 slots [70]. Além disso o motor tem estator com enrolamento distribuído com 48 slots, rotor interno, fluxo radial e ímãs internos de Neodímio Ferro Boro (NdFeB) na formação *Delta shape*. A Figura 12 apresenta o modelo 2D da máquina, desenvolvido em elementos finitos no Maxwell. O modelo foi configurado para ser excitado por corrente em um circuito externo. O material utilizado no rotor e o estator é o “M350-50A_20C”, o material utilizado para os ímãs é o “N30UH_100C”, e o material utilizado para os condutores de cobre no estator é o “Copper (Pure)_150C”. O rotor é modelado como uma parte móvel, onde a excitação externa é definida pela parametrização do modelo ECE (do inglês, *Equivalent Circuit Extraction*).

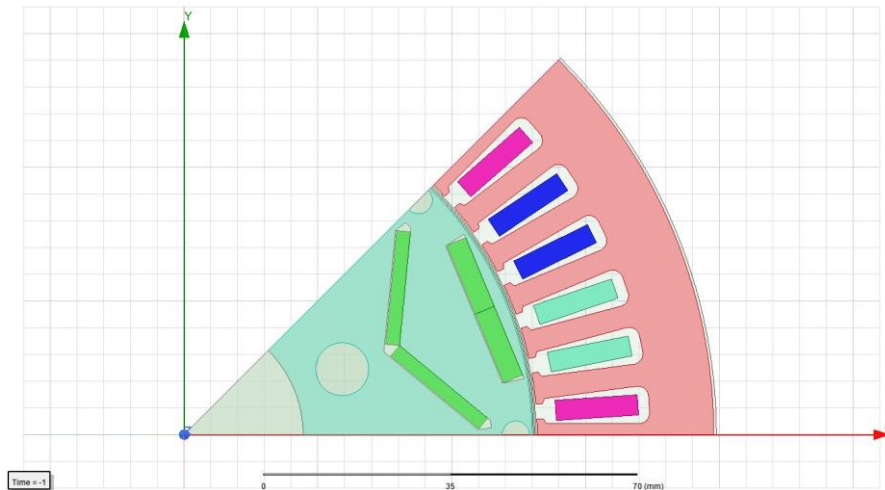


Figura 12 – Modelo da máquina em Elementos Finitos.

Fonte: Autoria própria

Utilizar uma simulação em elementos finitos em conjunto com um sistema de potência que atua em passos de simulação da ordem de microssegundos, típico para inversores, tornaria a modelagem inviável computacionalmente. O *Maxwell* possui um

recurso de extração (chamado de ECE) que permite gerar um modelo de ordem reduzida (chamado de *Reduced Order Model* – ROM), e assim utilizar os resultados pré-calculados dos elementos finitos em um sistema com menores passos de simulação. A modelagem do ECE é feita a partir da parametrização de dois modelos, um elétrico e um mecânico. A parametrização elétrica considera a variação da corrente a partir de valores limites e intervalo de variação. Já a parametrização mecânica considera a variação do ângulo, elétrico ou mecânico, do rotor, que leva em conta o ângulo máximo, o número de intervalos de variação, ângulo de inclinação do rotor ou estator, número de polos e slots da máquina.

O ROM é um modelo de circuito baseado em tabela (do inglês, *LookUp Table* – LUT) de resultados pré-calculados das respostas dos elementos finitos para cada variação externa de excitação e partes móveis através da interpolação das entradas das LUTs. Tais tabelas também são conhecidas como mapa de saturação. Para gerar o modelo ROM é necessário configurar seu circuito de excitação, com um bloco responsável pela parte mecânica e um responsável pela parte elétrica. Assim, tem-se como resposta um arquivo no formato “.txt”, visto na Figura 13, com valores pré-calculados em função das correntes no eixo dq , que tiveram como parâmetro uma variação de corrente em ambos os eixos entre -300 A e 300 A, e uma variação de ângulo do rotor de 0° a 90° . As Figura 14, Figura 15, Figura 16, Figura 17 e Figura 18 apresentam, respectivamente, o λ_d , λ_q , L_d , L_q e T_e em função de i_d e i_q extraídos do arquivo. Nota-se que o fluxo λ_d é mais sensível a variação da corrente i_d , assim como o fluxo λ_q é mais sensível a corrente i_q [24], [71]. Já os maiores valores de torque eletromagnético se encontram na região em que a corrente i_d é negativa, aproveitando-se assim do torque de relutância. A indutância L_d varia entre um máximo de 468 μH e um mínimo de 237 μH , enquanto a indutância L_q varia entre um máximo de 642 μH e um mínimo de 293 μH . No entanto, esses valores máximos e mínimos não ocorrem para a mesma composição de corrente no eixo dq . Portanto, as diferenças máximas e mínimas entre L_q e L_d , considerando uma mesma composição da corrente, são de 204 μH e 42 μH , respectivamente. A Figura 19 apresenta o *cogging* torque em função do ângulo do rotor, em graus, também extraído do arquivo, que tem amplitude máxima de 6,28 Nm e período de $7,5^\circ$. Além disso, pela análise de FFT (do inglês, *Fast Fourier Transform* – FFT) pode-se observar que as frequências fundamentais se concentram em múltiplos da décima segunda ordem, como esperado [17], [25], [55].

```

n_sweepings
  Id_Iq (21: -300 -270 -240 -210 -180 -150 -120 -90 -60 -30 0 30 60 90 120 150 180 210 240 270
300)
  Rotate (19: 0 5 10 15 20 25 30 35 40 45 50 55 60 65 70 75 80 85 90)
E_Sweepings

B_OutputMatrix DQ0
0 1.8724997186e-02 -1.1622920973e-01 -1.2272384515e-03 2.4309382488e+02
1 1.6321507901e-02 -1.1957687999e-01 3.4118639265e-03 2.4783375341e+02
2 1.8131282446e-02 -1.1930671102e-01 4.7547141047e-03 2.4779131315e+02
3 1.7096801550e-02 -1.1663714140e-01 1.0588445368e-03 2.4100467552e+02
4 1.6201983429e-02 -1.1962248412e-01 -3.4271387878e-03 2.4758748563e+02
5 1.8124169432e-02 -1.1931204869e-01 -4.7485997731e-03 2.4693738195e+02
6 1.7085821903e-02 -1.1665397422e-01 -1.0536624152e-03 2.4098475861e+02
7 1.6278285843e-02 -1.1957606345e-01 3.4224587161e-03 2.4741594600e+02
8 1.8118942391e-02 -1.1931431543e-01 4.7537261211e-03 2.4767756136e+02
9 1.8724997186e-02 -1.1622920973e-01 1.2272384515e-03 2.4309382488e+02
10 1.6321507901e-02 -1.1957687999e-01 -3.4118639265e-03 2.4783375341e+02
11 1.8131282446e-02 -1.1930671102e-01 -4.7547141047e-03 2.4779131315e+02
12 1.7096801550e-02 -1.1663714140e-01 -1.0588445368e-03 2.4100467552e+02
13 1.6201983429e-02 -1.1962248412e-01 3.4271387878e-03 2.4758748563e+02

```

Figura 13 – Dados gerados pelo ECE no Maxwell.
Fonte: Autoria própria

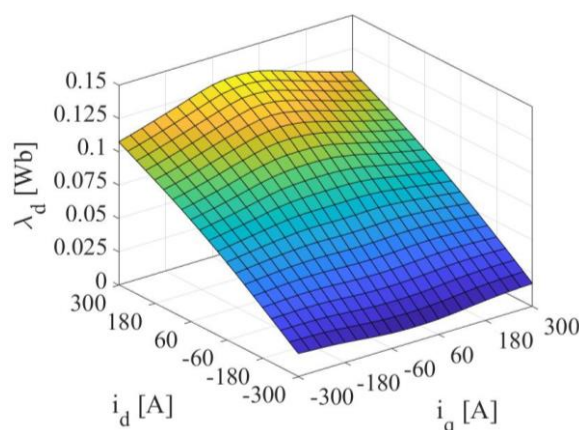


Figura 14 – λ_d em função de i_d e i_q .
Fonte: Autoria própria

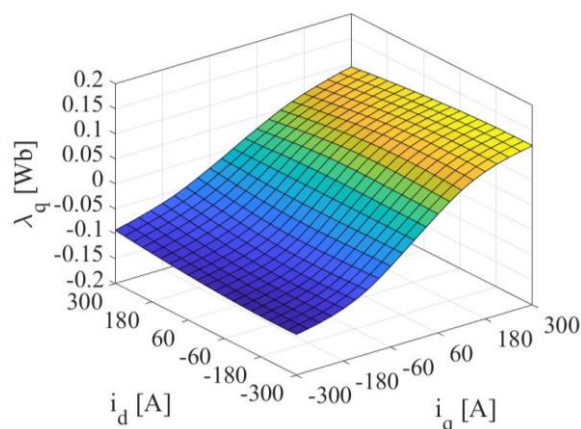


Figura 15 – λ_q em função de i_d e i_q .
Fonte: Autoria própria

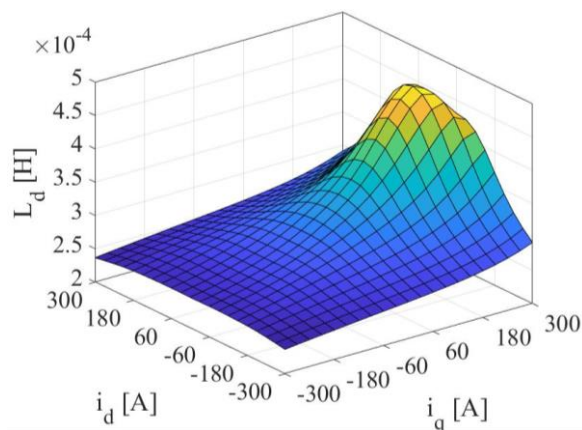


Figura 16 – L_d em função de i_d e i_q .

Fonte: Autoria própria

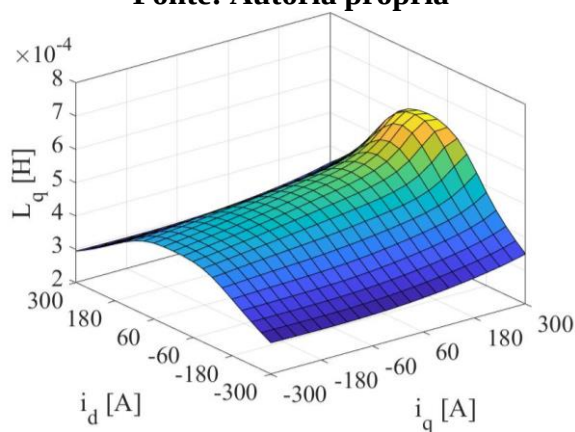


Figura 17 – L_q em função de i_d e i_q .

Fonte: Autoria própria

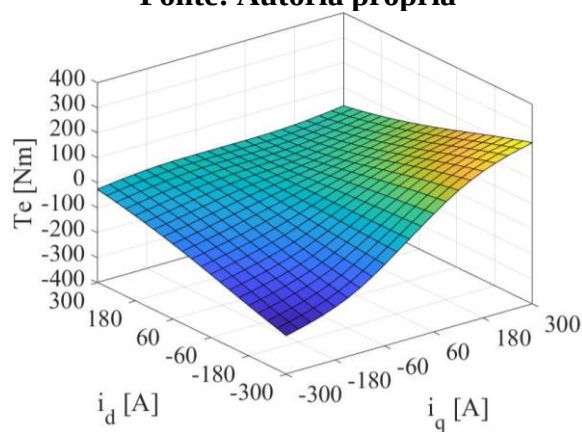


Figura 18 – T_e em função de i_d e i_q .

Fonte: Autoria própria

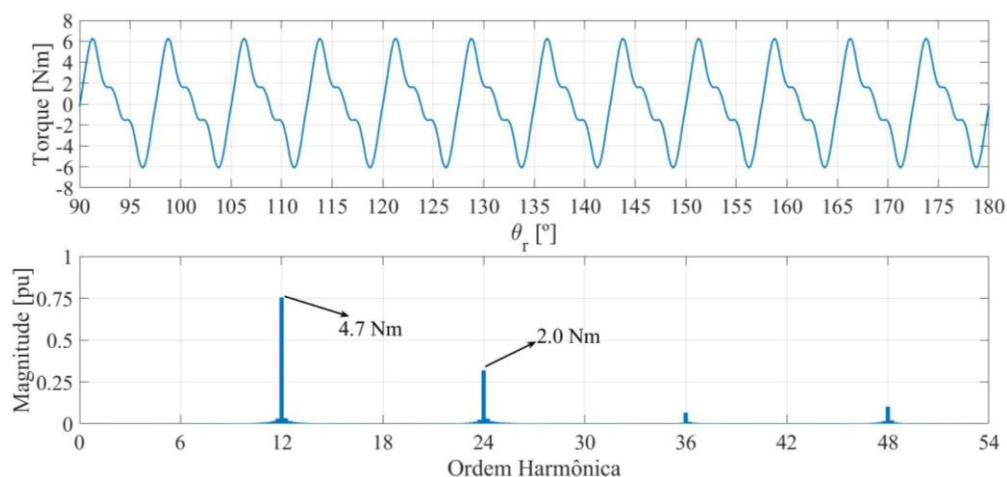


Figura 19 – Cogging torque em função do ângulo do rotor.

Fonte: Autoria própria

A partir desse resultado é possível gerar um bloco ROM no *Simplorer*, um simulador de circuitos elétricos do *Ansys*, similar ao *Simulink*. Entretanto, em comparação com o *Simulink*, o *Simplorer* é limitado para desenvolvimento de sistemas de controle mais complexos, como por exemplo o fuzzy. Assim, a ROM feita automaticamente pelo *Simplorer* com os resultados do ECE foram investigadas a fim de se desenvolver um modelo similar no *Simulink*. A Figura 20 apresenta o diagrama do modelo ROM gerado para o *Simplorer* a partir do arquivo de extensão “.sml.” O modelo elétrico, que se repete para as três fases, é formado por uma resistência R_0 em série com uma indutância L_0 , além de um medidor de corrente, uma fonte de tensão variável e os terminais elétricos A, B, C, X, Y e Z . O modelo mecânico é formado pelos terminais mecânicos $ROT1$ e $ROT2$, que tem torque aplicado em função das LUTs de torque e *cogging* torque. Outra etapa do modelo é a conversão de ângulo, que converte de graus para radianos, além de somar condições iniciais. Por fim, há os blocos de LUT e transformada de Park. Vale destacar que são utilizados elementos elétricos para efetuar alguns cálculos algébricos, como por exemplo a conversão do ângulo de graus para radianos, em que este é dado pela tensão em cima do resistor R de valor $(P/2) * (\pi/180)$, em que P é o número de polos da máquina. Finalmente, Lm_0 tem valor unitário.

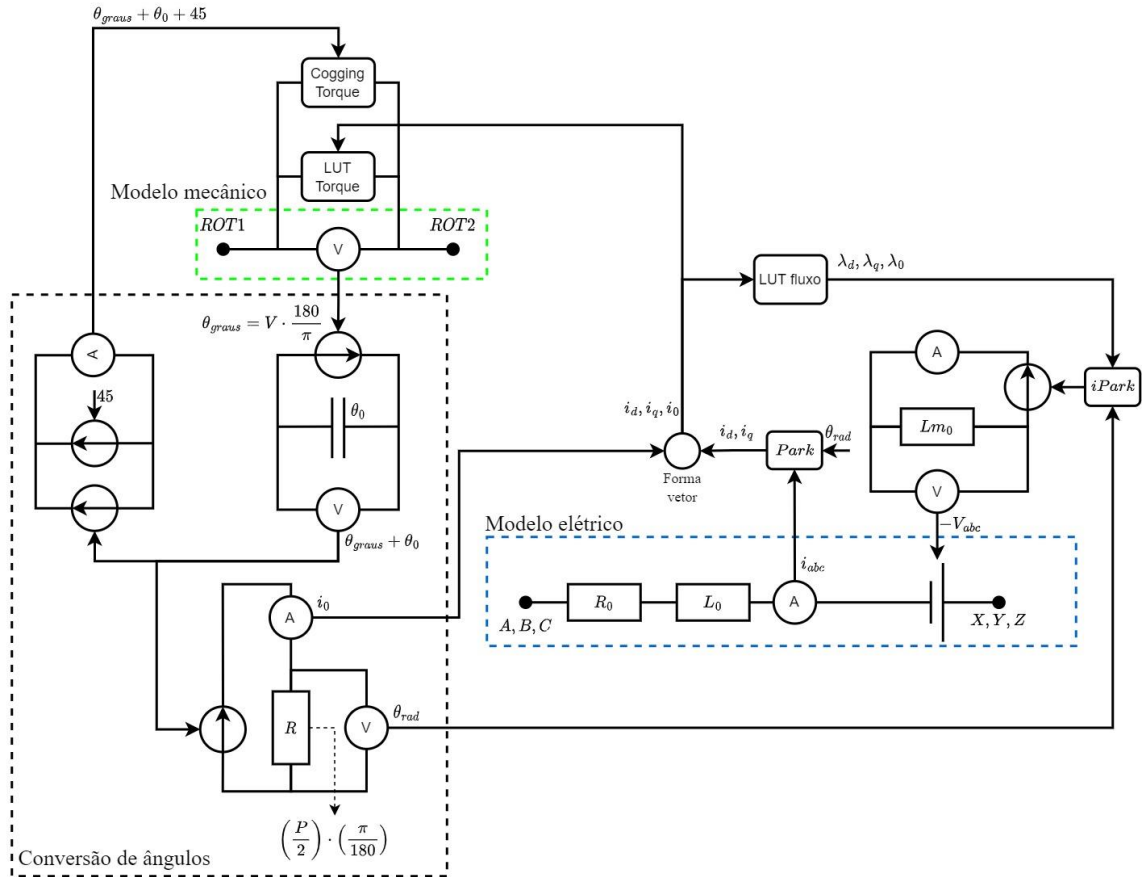


Figura 20 – Modelo ROM gerado para o Simplorer.
Fonte: Autoria própria

A Figura 21 apresenta a modelagem proposta do IPMSM no *Simulink*, utilizando blocos da biblioteca *Simscape*. O modelo elétrico é composto, em cada fase, por um resistor, um indutor e uma fonte de tensão controlada, além de um medidor de corrente. As correntes medidas são decompostas no eixo dq , que são utilizadas para se ter L_d , L_q e T_e através das LUT. Em posse das indutâncias é possível calcular o fluxo⁵ e, consequentemente, as tensões no eixo dq , que são transformadas para o eixo abc e atualizam o valor da fonte de tensão de suas respectivas fases. Já o modelo mecânico é composto por uma fonte de torque, que tem seu valor determinado pela soma do torque médio gerado e o *cogging* torque, uma inércia mecânica, uma fricção rotacional e um medidor de velocidade. O medidor de velocidade adquire a velocidade angular mecânica no eixo, assim como o ângulo do rotor, que são utilizados para calcular a velocidade angular elétrica em função do número de polos e o ângulo elétrico. Adicionalmente, as indutâncias são extraídas em função das correntes no eixo dq através de suas respectivas LUTs e transformadas em pu, para serem utilizadas

⁵ Utiliza-se o cálculo ao invés da própria tabela a fim de garantir que o sistema de controle receba a indutância correspondente ao valor de fluxo.

posteriormente no controle. O fluxo do ímã permanente tem valor considerado como 0,0787 Wb, extraído da posição $i_d = i_q = 0$ da tabela de fluxo no eixo d . A resistência e indutância parasita têm valores de 14,23 mΩ e 51,4 μH, respectivamente. Além disso, o ângulo inicial do rotor é de 45°, extraído da simulação de elementos finitos. Por fim a inércia mecânica J tem valor de 0,0287 kgm² e coeficiente de atrito viscoso B de 0,001 Ns/m².

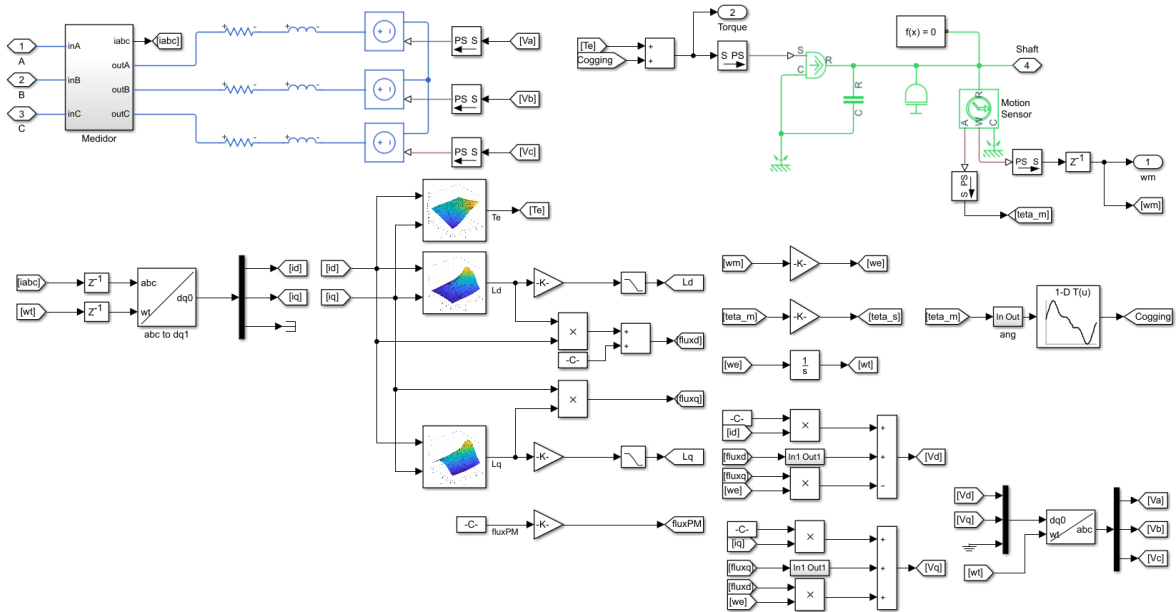


Figura 21 – Modelo proposto do IPMSM no Simulink.

Fonte: Autoria própria

As Figura 22 e Figura 23 apresentam a comparação do torque gerado pelo *Maxwell* e os modelos do *Simplorer* e *Simulink* para diferentes condições de operação. As condições consideram velocidade, corrente e ângulo de carga γ , que varia a proporção entre as correntes i_d e i_q . Pode-se observar que há uma boa concordância entre os resultados para baixas correntes, independente do ângulo de carga e velocidade. Entretanto, para correntes mais elevadas os resultados do *Simulink* começam a divergir dos demais em questão de forma. É importante ressaltar que as condições de corrente e velocidade elevadas não foram levadas em conta, devido às limitações do conversor considerado. Mas, pode-se observar, pelos resultados apresentados na Tabela 3, que a diferença do valor médio entre os resultados do *Maxwell* e o modelo no *Simulink* apresentam uma diferença inferior a 1%. Além disso, a Tabela 4 apresenta a comparação do *ripple* máximo de torque, e sua diferença entre modelos e o *Maxwell*. Nota-se que, apesar do formato das oscilações de torque não serem semelhantes, a diferença percentual do *ripple* máximo de torque entre *Simulink* e *Maxwell* é inferior a 4%.

A fim de reduzir o custo computacional, uma simplificação das LUTs foi considerada. A remoção da dependência do ângulo do rotor pode ter impacto pouco significativo nos resultados e uma redução significativa no tempo de simulação. A partir desta consideração as tabelas de fluxo e torque com valores médios foram criadas, e a diferença entre torque médio e *ripple* máximo de torque foram reavaliados. A diferença para o torque médio entre o modelo e o *Maxwell* manteve-se próximo de 1%, assim como a diferença entre o *ripple* máximo de torque se manteve próxima de 3%, especialmente em condições de carga baixa. Assim, conclui-se que o desenvolvimento do sistema de acionamento através do *Simulink* mantendo o resultado gerado pelos elementos finitos é possível.

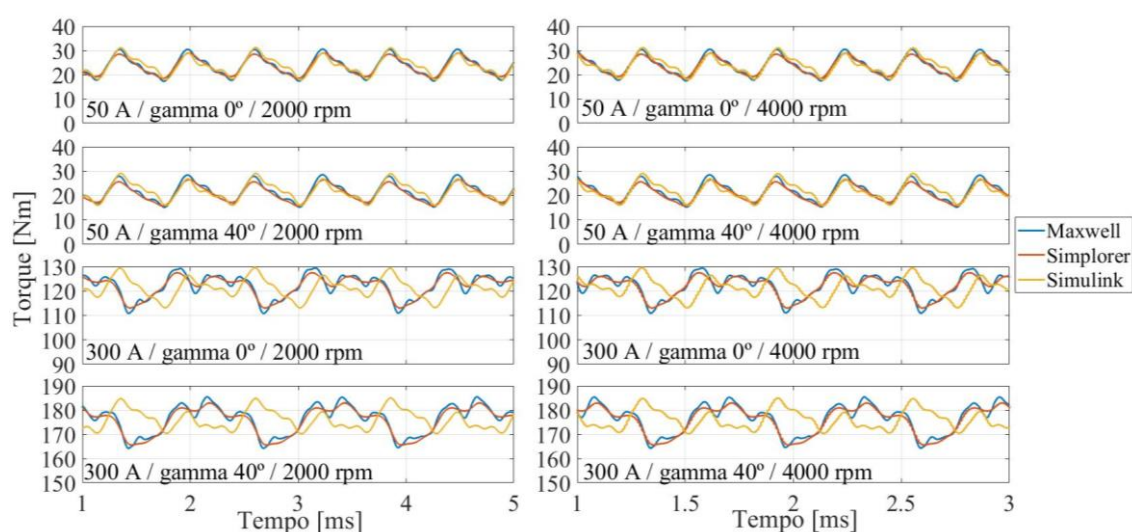


Figura 22 – Comparação de torque entre *Maxwell*, *Simplorer* e *Simulink* para diferentes condições de operação.

Fonte: Autoria própria

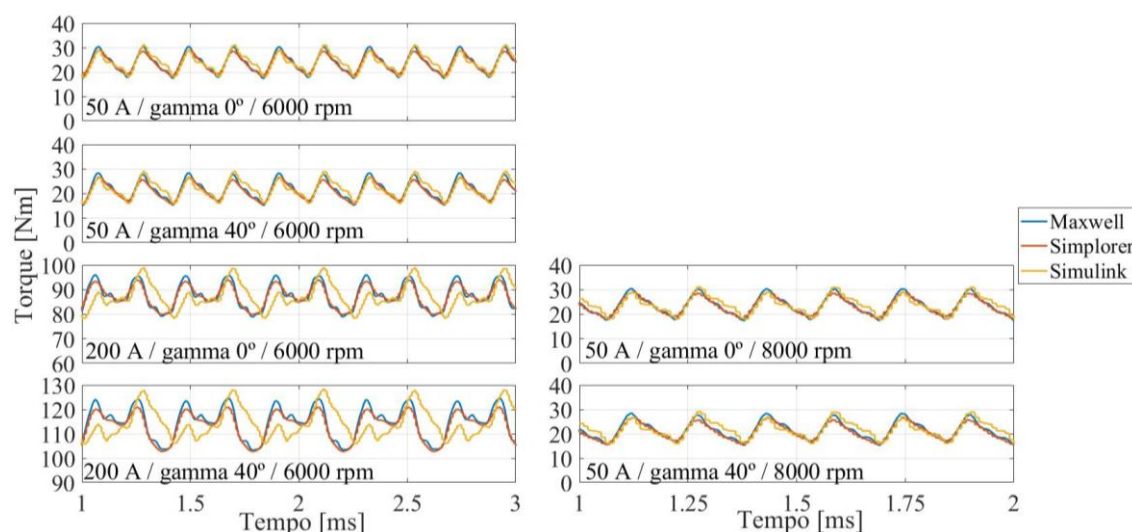


Figura 23 – Comparação de torque entre *Maxwell*, *Simplorer* e *Simulink* para diferentes condições de operação.

Fonte: Autoria própria

Tabela 3 – Resumo da comparação de torque médio entre simuladores.

Velocidade [rpm]	Corrente [A]	Ângulo de carga [°]	Torque Médio [Nm]			Dif Maxwell [%]	
			Maxwell	Simplorer	Simulink	Simplorer	Simulink
2000	50	0	23,69	23,47	23,89	0,93	0,86
2000	50	40	21,66	20,99	21,82	3,23	0,71
2000	300	0	121,98	121,73	121,28	0,21	0,57
2000	300	40	175,92	175,25	175,99	0,38	0,04
4000	50	0	23,68	23,47	23,90	0,91	0,90
4000	50	40	21,66	20,99	21,83	3,20	0,77
4000	300	0	121,98	121,73	121,29	0,21	0,56
4000	300	40	175,92	175,25	176,00	0,38	0,05
6000	50	0	23,69	23,47	23,90	0,92	0,89
6000	50	40	21,66	20,99	21,83	3,21	0,77
6000	200	0	87,45	87,13	87,33	0,37	0,14
6000	200	40	114,49	113,02	114,52	1,30	0,02
8000	50	0	23,69	23,47	23,90	0,93	0,87
8000	50	40	21,66	20,99	21,83	3,23	0,74

Fonte: Autoria própria**Tabela 4 – Resumo da comparação do ripple máximo de torque entre simuladores**

Velocidade [rpm]	Corrente [A]	Ângulo de carga [°]	Ripple máximo de Torque [%]			Dif Maxwell [%]	
			Maxwell	Simplorer	Simulink	Simplorer	Simulink
2000	50	0	29,09	23,37	30,76	5,72	1,67
2000	50	40	31,85	26,33	33,58	5,52	1,73
2000	300	0	6,16	4,72	6,85	1,43	0,69
2000	300	40	5,49	4,38	5,13	1,11	0,36
4000	50	0	29,11	23,37	30,73	5,74	1,62
4000	50	40	31,89	26,33	33,53	5,55	1,64
4000	300	0	6,15	4,72	6,84	1,42	0,69
4000	300	40	5,49	4,38	5,13	1,12	0,36
6000	50	0	28,91	23,37	30,74	5,54	1,83
6000	50	40	31,81	26,33	33,49	5,48	1,68
6000	200	0	9,96	7,77	13,21	2,19	3,25
6000	200	40	8,74	6,97	12,00	1,77	3,26
8000	50	0	29,10	23,37	30,74	5,73	1,64
8000	50	40	31,87	26,33	33,54	5,54	1,66

Fonte: Autoria própria

3.2 Sistema de Potência

Para acionar o IPMSM foi empregado um inversor de seis pulsos utilizando a biblioteca *Simscape*, visto na Figura 24, composto por 6 IGBTs, diodos de roda livre o circuito *snubber*, além de um bloco de acionamento para cada chave semicondutora, o “*Gate Driver*”. Este bloco tem a capacidade de representar efeitos dinâmicos de um Driver eletrônico tradicional utilizado para acionamento de IGBTs. Para a modelagem da bateria

foram utilizadas duas fontes de tensão CC ideais, vistas na Figura 25, conectadas em série, formando um ponto de neutro comum.

A Tabela 5 apresenta os valores utilizados no modelo do inversor e da bateria, que comuta em uma frequência de 10 kHz com a tensão da bateria de 400 V.

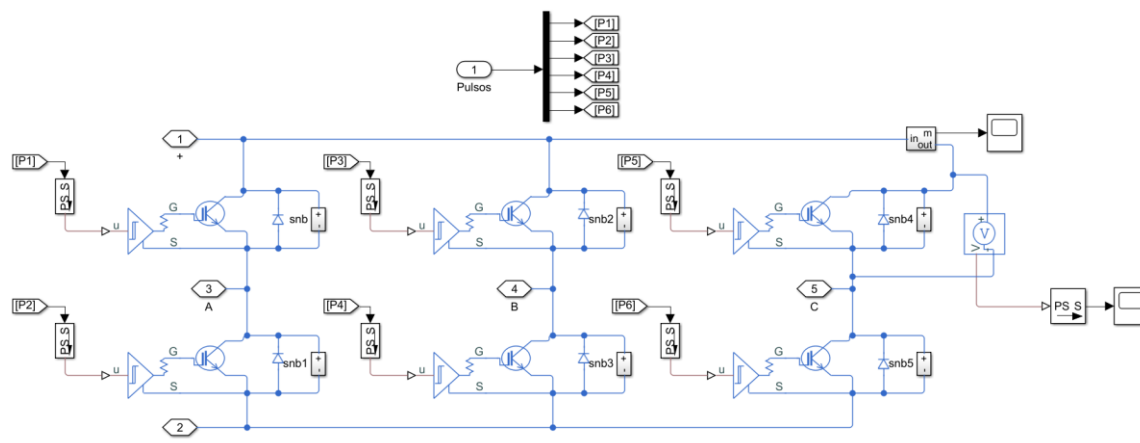


Figura 24 – Inversor de seis pulsos desenvolvido no Simulink.
Fonte: Autoria própria

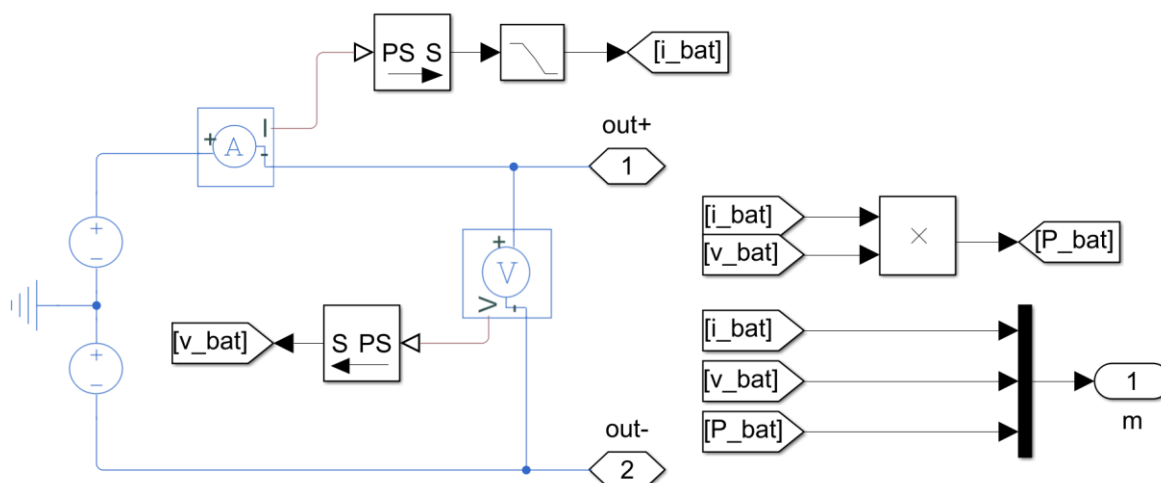


Figura 25 – Modelo de bateria desenvolvido no Simulink.
Fonte: Autoria própria

Tabela 5 – Dados do inversor e bateria.

Driver	On	15 V
	Off	-7 V
Diodo	Vfwrđ	0,8 V
	Ron	0,1 mΩ
Snubber	R	10 kΩ
	C	100 μF
Inversor	fsw	10 kHz

Fonte: Autoria própria

3.3 Sistema de Controle

O sistema de controle referência desenvolvido no *Simulink* é apresentado na Figura 26, que segue a estrutura proposta na Figura 9. O controle de velocidade é dado por um PI, que gera uma corrente de referência i_{ref} . Essa corrente é utilizada no controle de torque, visto na Figura 27, que tem como base as técnicas MTPA e FW. As correntes de referência no eixo dq , i_{dref} e i_{qref} , são descritas pelas Equações (7), (8), (10) e (11), e selecionadas de MTPA para FW quando a velocidade medida é maior que a base (ou seja, $\omega_s > \omega_{base}$), dada pela Equação (9). Em seguida, em posse das correntes de referência, o controle de corrente, visto na Figura 28, determina as tensões de referência u_{dref} e u_{qref} através das tensões de *feedback*, dada por um controle PI, e *feedforward*, dada pelas Equações (16) e (17). Cabe destacar que um filtro passa baixa remove as frequências da corrente medida acima da frequência de chaveamento do inversor de 10 kHz. Além disso, para garantir que não seja gerada uma tensão de referência superior ao limite do conversor, um saturador complementar à referência u_{dref} foi implementado na referência u_{qref} . Em seguida as tensões de referências no eixo dq são transformadas para o eixo abc , que são utilizadas para calcular os pulsos do inversor através de um SVPWM.

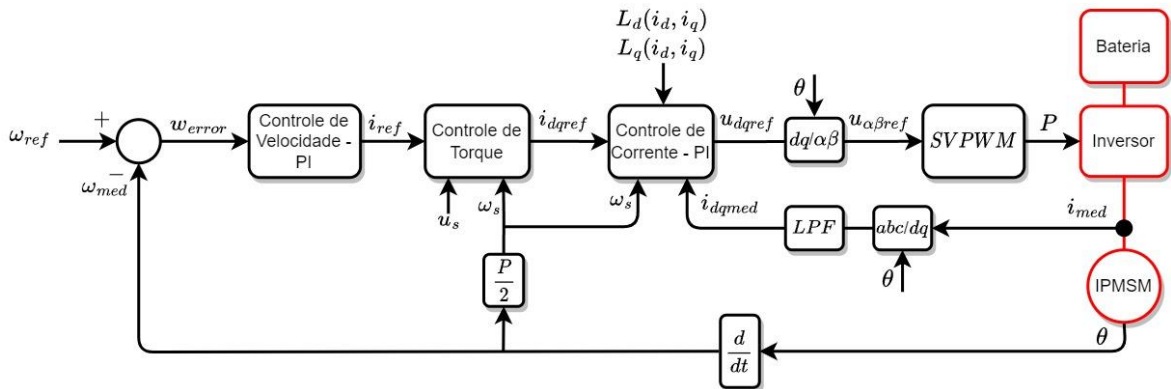


Figura 26 – Sistema de controle referência desenvolvido.

Fonte: Autoria própria

A Figura 29 apresenta o sistema de controle proposto, que tem estrutura similar ao controle de referência. Destacam-se as alterações feitas no controle de velocidade e no controle de corrente, vistos respectivamente nas Figura 30 e Figura 31, que tem seus controles PI substituídos por um controle Fuzzy-PI. A estrutura do Fuzzy-PI é detalhada na Seção 3.3.2.

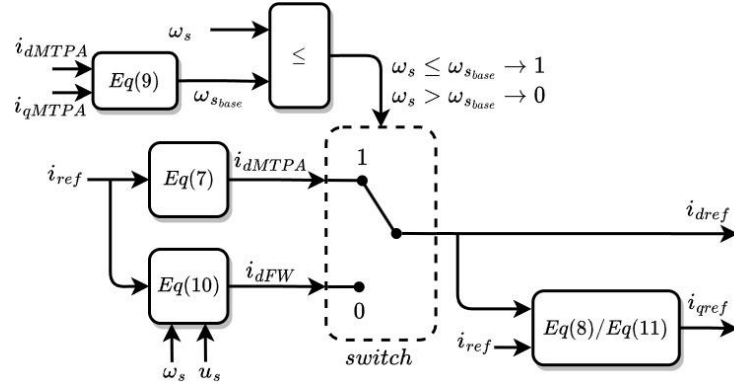


Figura 27 – Controle de Torque desenvolvido.

Fonte: Autoria própria

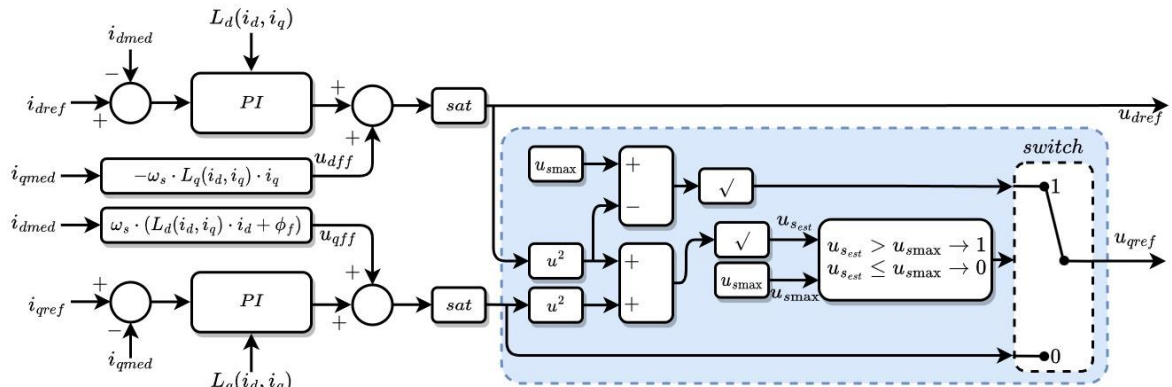


Figura 28 – Controle de Corrente referência desenvolvido.

Fonte: Autoria própria

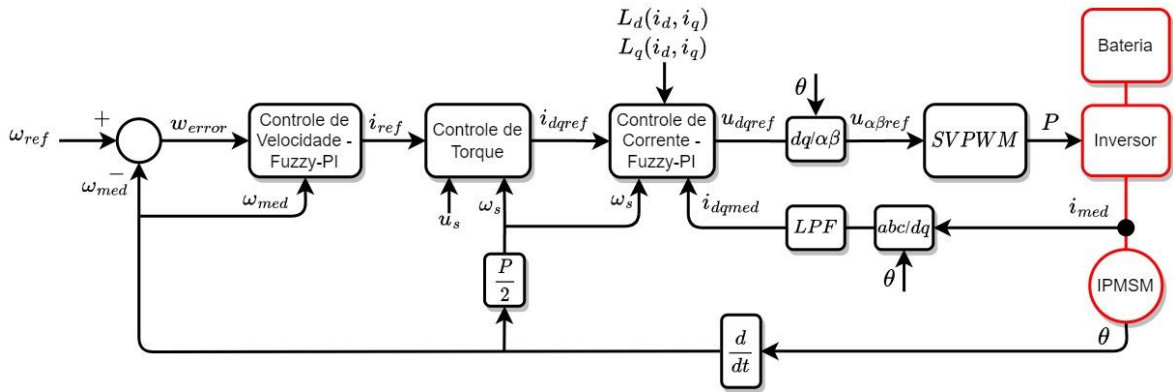


Figura 29 – Sistema de controle proposto desenvolvido.

Fonte: Autoria própria

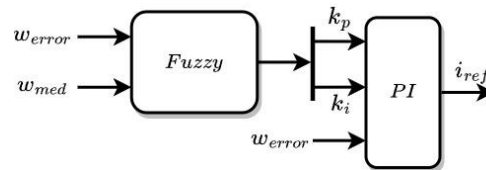


Figura 30 – Controle de Velocidade proposto.

Fonte: Autoria própria

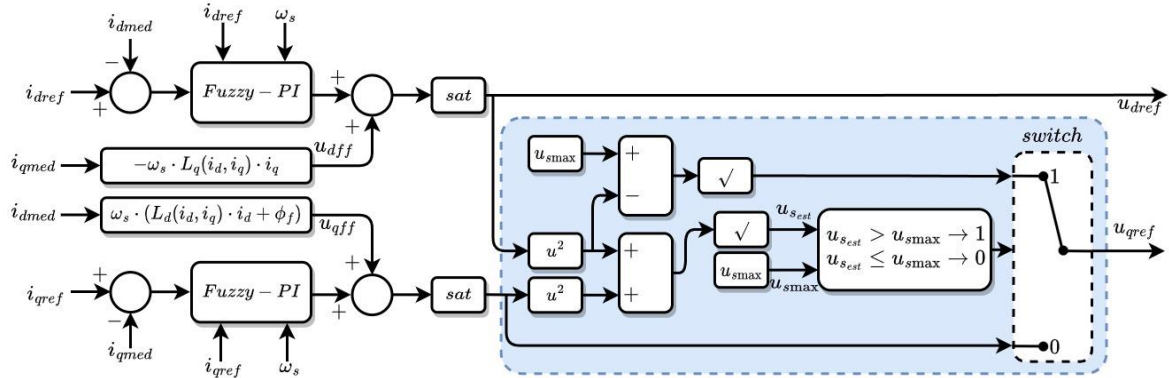


Figura 31 – Controle de Corrente proposto desenvolvido.

Fonte: Autoria própria

3.3.1 Seleção de ganhos e estabilidade

Controladores PI são implementados através de ganhos proporcionais k_p e integrais k_i , que devem ser selecionados de forma a permitir que a medida atinja o valor de referência em dado intervalo de tempo, isto é, tornando o erro de regime permanente entre os dois valores zero. Além disso, também é necessário selecionar os ganhos de forma que o sistema permaneça estável. A seleção destes valores pode depender da planta considerada e das condições de operação.

Existem diversos métodos tradicionais de seleção de ganhos, como o método de Ziegler-Nichols, lugar das raízes, resposta ao degrau, ferramentas de *autotuning* e sintonia experimental, que considera a experiência do projetista. Este trabalho considera, inicialmente, a técnica proposta por Sang-Hoon Kim [15], publicado no livro *Electric motor control: DC, AC and BLDC motors*, para a seleção dos ganhos do laço de controle de velocidade e corrente. Os ganhos para o controle de velocidade são dados pela Equações (21) e (22), em que J é o momento de inércia do rotor, ω_{cs} é largura de banda do controlador de velocidade, usualmente considerado como um quinto da largura de banda do controlador de corrente, e K_T é dado pela Equação (23), em que ϕ_f é o fluxo do ímã permanente e k_T é um parâmetro da máquina, obtido por simulação como 0,43 Nm/A. Os ganhos do controlador de corrente são dados, para o controlador do eixo d e q respectivamente, pelas Equações (32) e (33), em que ω_{cc} é a largura de banda do controlador de corrente em rad/s, usualmente escolhido como um décimo da frequência de chaveamento, ou seja, $\omega_{cc} = 2\pi * f_{sw}/10$. O ganho integral para ambos os controladores de corrente é dado pela Equação (26),

em que R_s é a resistência do estator, e o ganho *anti-windup*, tanto para o controlador de velocidade quanto para o de corrente, é dado por $k_a = 1/k_p$.

$$k_{p_s} = J * \omega_{cs} / K_T \quad (21)$$

$$k_{i_s} = J * \omega_{cs}^2 / 5K_T \quad (22)$$

$$K_T = k_T * \phi_f \quad (23)$$

$$k_{p_d} = L_d * \omega_{cc} \quad (24)$$

$$k_{p_q} = L_q * \omega_{cc} \quad (25)$$

$$k_{i_d} = k_{i_q} = R_s * \omega_{cc} \quad (26)$$

Desta forma, considerando a frequência de chaveamento de 10 kHz, ω_{cc} e ω_{cs} são respectivamente selecionados como 6.283 rad/s e 1.257 rad/s, com ganhos k_{p_s} e k_{i_s} com valores respectivos de 1065 e $2,679 \times 10^5$ ao se considerar a inércia mecânica J como $0,0287 \text{ kgm}^2$ e ϕ_f como $0,0787 \text{ Wb}$. Já os ganhos do controlador de corrente k_{p_d} e k_{p_q} dependem dos parâmetros de indutância L_d e L_q . Usualmente estes parâmetros são considerados estáticos, porém, este trabalho considera a sua variação em função da corrente (como visto na Figura 16 e Figura 17). Assim, o ganho k_{p_d} varia entre 1,48 e 2,70 e o ganho k_{p_q} varia entre 1,84 e 3,98. Por fim, o ganho $k_{i_d} = k_{i_q}$ tem valor de 89,41 ao se considerar a resistência R_s como $14,23 \text{ m}\Omega$.

Existem diversas formas de provar a estabilidade de um sistema, sendo a análise de polos e zeros a forma mais tradicional. Outros métodos matemáticos também podem ser utilizados, como Routh-Hurwitz [72], [73], Lyapunov [74], [75], Bode [76], [77] e Nyquist. Além disso, simulações e experimentos são comumente utilizados para comprovar a estabilidade do sistema. *Ortega et al.* [74] e *Verrelli e Tomei* [75] provam matematicamente a estabilidade assintótica global de um controlador de velocidade PI em cascata para um SPMSM. Porém, em ambos os trabalhos, destaca-se como desafio a prova matemática da estabilidade deste controlador aplicado a um IPMSM.

Neste trabalho é proposta a simples análise de regime permanente através do polinômio característico. Para isto, é necessário determinar as funções de transferência da planta (composta, de forma simplificada, apenas pelo IPMSM) e do sistema de controle. Uma possível consideração é o isolamento das dinâmicas elétricas e mecânicas, uma vez que pode-se assumir que a largura de banda do controle de corrente é escolhida de forma apropriada [78]. Neste caso, a Figura 32 apresenta o diagrama de blocos isolados das

dinâmicas de elétrica e mecânica, em que CT representa o controle de torque, dado pelas equações do MTPA e FW. Além disso, outra possível simplificação na dinâmica elétrica é a consideração de um controle de compensação das correntes acopladas que reduz a dinâmica elétrica a $1/(Ls + R_s)$ [78]. Logo, a função de transferência da dinâmica elétrica é dada pela Equação (27). Porém, uma vez que CT é uma constante, esta não altera o polinômio característico, podendo ser desconsiderado na análise de estabilidade em regime permanente. Por fim, a função de transferência do sistema para a dinâmica mecânica, desconsiderando o torque da carga, é dada pela Equação (28).

$$CT * \frac{(k_p s + k_i)}{(Ls^2 + (R_s + k_p)s + k_i)} \quad (27)$$

$$\frac{(k_{p_s} s + k_{i_s})}{(Js^2 + (B + k_{p_s})s + k_{i_s})} \quad (28)$$

Através da matriz de Routh-Hurwitz pode-se determinar os valores limites para os ganhos para que o sistema seja estável. Uma condição necessária e suficiente para estabilidade é que todos os elementos da primeira coluna da matriz de Routh sejam positivos. Se esta condição não for atendida, o sistema é instável, e o número de mudanças de sinal nos elementos da primeira coluna da matriz de Routh corresponde ao número de raízes da equação característica no semiplano direito do plano s [79]. A Equação (29) apresenta a matriz para o polinômio característico da dinâmica elétrica⁶, onde conclui-se que para que o sistema seja estável em regime permanente basta que $k_p > -R_s$ e $k_i > 0$, uma vez que $L > 0$. De forma análoga, a estabilidade da dinâmica mecânica é atingida para os ganhos $k_{p_s} > -B$ e $k_{i_s} > 0$. Além disso, dada a solução do polinômio característico, as raízes serão reais negativas a menos que $k_p < \sqrt{4Lk_i} - R_s$ para os ganhos do controlador de corrente e $k_{p_s} < \sqrt{4Jk_{i_s}} - B$ para o ganho do controlador de velocidade. Como os ganhos selecionados atendem aos critérios estabelecidos conclui-se que o sistema é estável em regime permanente. Já a estabilidade em transitórios será avaliada através da simulação do sistema no capítulo de resultados.

⁶ Neste caso pode-se generalizar os ganhos do controlador em ambos os eixos, uma vez que a resistência independe do eixo decomposto.

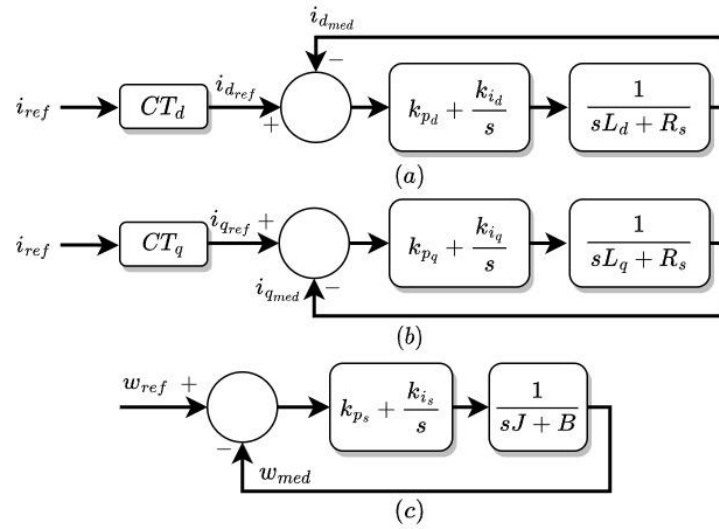


Figura 32 – Diagrama de blocos simplificado da dinâmica elétrica nos eixos d (a) e q (b) e dinâmica mecânica (c).

Fonte: Autoria própria

$$RH_e = \begin{bmatrix} L & k_i \\ (k_p + R_s) & 0 \\ k_i & 0 \end{bmatrix} \quad (29)$$

$$RH_m = \begin{bmatrix} J & k_{is} \\ (k_{ps} + B) & 0 \\ k_{is} & 0 \end{bmatrix} \quad (30)$$

3.3.2 Fuzzy – PI

Neste trabalho, é proposto um controlador fuzzy utilizado como supervisor do controle PI, atuando como *gain scheduler* ao atualizar os ganhos. A Figura 33 apresenta a estrutura do controlador fuzzy implementado no MATLAB, em que foi considerado o tipo TS. As entradas *crisp* são fuzzyficadas e aplicadas ao operador fuzzy (em função das regras) com seus respectivos pesos, formando o antecedente. Em seguida, a implicação de cada entrada é feita baseada na saída da função de pertinência da saída, formando o consequente, que tem seu resultado total agregado e defuzzificado. A estrutura, desenvolvida utilizando a *toolbox “Fuzzy Logic Designer”*, tem definido como parâmetros os métodos E e OU as respectivas funções *prod* e *probr*, as funções *min* e *max* são utilizadas, respectivamente, para as etapas de implicação e agregação, e a média ponderada, aplicada pela função *wtaver*, é utilizada na etapa de defuzzificação. Além disso, os pesos de todas as regras são definidos com valor unitário. Por fim, a estrutura possui duas entradas e uma saída, as quais variam

conforme a aplicação no laço de controle de velocidade ou corrente, como por exemplo erro de velocidade ou erro de corrente.

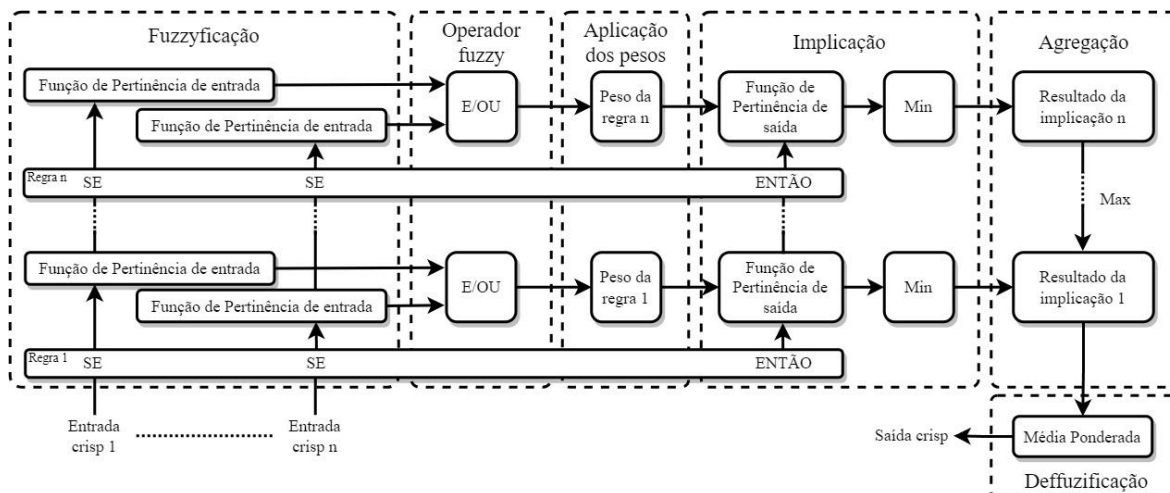


Figura 33 – Estrutura do controlador Fuzzy-TS implementado.

Fonte: Autoria própria

A Figura 34 apresenta a estrutura do controlador de velocidade Fuzzy-PI implementado no *Simulink*. Usualmente os dados de entrada do controlador fuzzy são o erro da velocidade e a taxa de variação do erro [32], [33], [34]. Entretanto, para este caso foi considerado o valor da velocidade angular mecânica medida, em pu, ao contrário da taxa de variação de erro, uma vez que a taxa de variação de erro tem interpretação redundante com o valor de erro. O módulo das entradas é extraído a fim de aumentar a resolução das entradas fuzzyficadas, uma vez que assim é possível considerar uma maior granulação das funções de pertinência sem a necessidade de espelhar seu resultado para entradas negativas. O controle fuzzy tem uma única saída que varia entre 0 e 1, que é aplicado a um fator de escala que define o limite máximo do ganho. Sendo assim, a fim de simplificação, foi considerado que tanto k_p quanto k_i possuem o mesmo comportamento. Ou seja, ambos aumentam e diminuem da mesma forma, diferenciando apenas seu valor. Os limites foram selecionados, com valores de k_p de 10^3 e k_i de 10^6 , com base em análise inicial considerando os ganhos calculados para o controlador PI referência, e posteriormente ajustados através de tentativa e erro. Além disso, uma saturação dos valores de entrada é considerada, em que o erro de velocidade tem limites entre 0 e 0,5% e a velocidade angular mecânica entre 0 e 1 pu. Por fim, dado os valores de k_p e k_i , estes são aplicados ao controlador PI, que utiliza o erro da velocidade para calcular a corrente de referência.

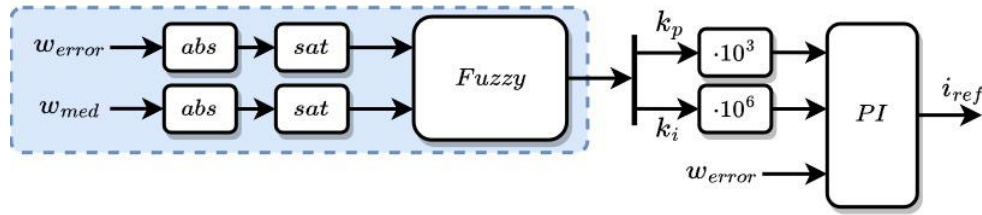


Figura 34 – Estrutura do controlador de velocidade Fuzzy-PI implementado.

Fonte: Autoria própria

A Figura 35 apresenta as funções de pertinência da entrada em função das entradas *crisp* em pu (ou seja, com o valor máximo sendo correspondente ao limite da saturação da entrada) e a entrada fuzzyficada. Cinco funções de pertinência triangulares igualmente divididas, dadas pela Equação (31), em que a , b e c são os vértices do triângulo, foram escolhidas para relacionar a entrada *crisp* e sua relação fuzzy, sendo escolhidas as variáveis linguísticas tradicionais de muito pequeno (em inglês, *Very Small* – VS), pequeno (em inglês, *Small* – SM), médio (em inglês, *Medium* – ME), grande (em inglês, *Big* – BG) e muito grande (em inglês, *Very Big* – VB). Já para a função de pertinência da saída foi utilizado o tipo constante, com 5 variações nomeadas linguisticamente⁷ também como VS, SM, ME, BG e VB, com valores respectivos de 0,01, 0,25, 0,5, 0,75 e 1,00. Cabe destacar que o valor de VS foi selecionado como 1% do valor máximo, uma vez que a saída do controlador é o próprio ganho e não pode assumir valor nulo. As regras do controle Fuzzy-PI de velocidade são apresentadas com suas representações linguísticas na Tabela 6, com um total de 25 condições de SE-ENTÃO. As regras foram estabelecidas com base em condições observadas durante análise da simulação, com comportamento geral de que quando o erro aumenta os ganhos devem aumentar, e quando a velocidade aumenta os ganhos devem diminuir. Também foi considerado que a troca de ativação de cada regra deveria ser suave, logo regras adjacentes na tabela possuem apenas uma variação. Por exemplo, a saída ME só deve possuir saídas SM, ME e BG ao seu redor. Por fim, a Figura 36 apresenta a superfície de saída da agregação das implicações das entradas.

$$P(x) = \begin{cases} 0, & x < a \\ \frac{x-a}{b-a}, & a \leq x < b \\ \frac{c-x}{c-b}, & b \leq x \leq c \\ 0, & x > c \end{cases} \quad (31)$$

⁷ Apenas para manter o raciocínio didático, pois na estrutura Fuzzy-TS não há essa necessidade.

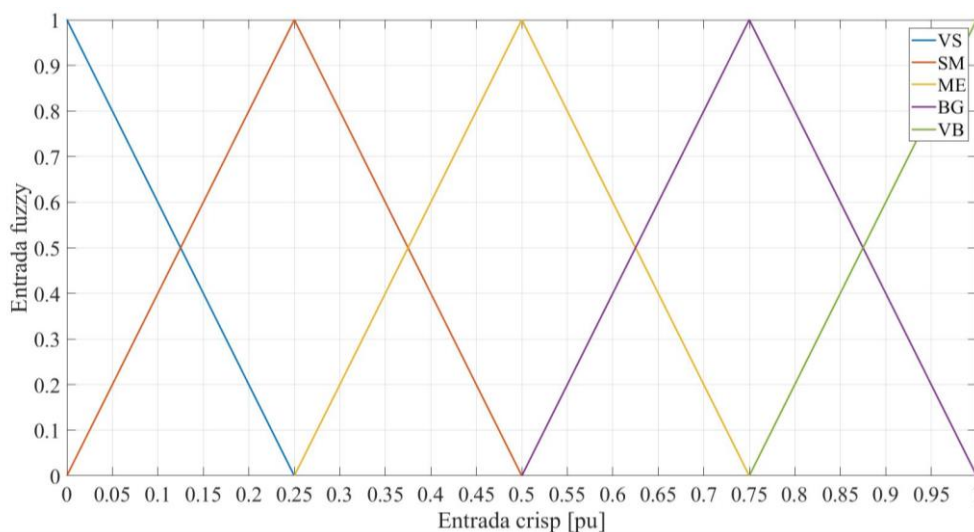


Figura 35 – Funções de pertinência da entrada.

Fonte: Autoria própria

O controlador Fuzzy-PI de corrente possui a mesma estrutura que o controlador de velocidade, com exceção da quantidade de entradas do controlador fuzzy, que possui três. As entradas do controlador fuzzy, visto na Figura 37, são, erro entre a corrente de referência e medida, corrente de referência e velocidade angular elétrica medida em pu. Tais entradas foram consideradas pela constatação de suas dependências no comportamento do ganho, em que para quando o erro da corrente é grande o ganho deve aumentar, quando a corrente é grande o ganho deve diminuir e para quando a velocidade é grande o ganho deve diminuir. Como há a mesma relação entre as entradas e saídas deste controlador e o de velocidade, é possível então utilizar a mesma tabela de regras do controle de velocidade para a primeira etapa do controle de corrente. As funções de pertinência da entrada são mantidas as mesmas, assim como a de saída, com exceção do valor mínimo de saída, que foi selecionado como 10% do valor máximo. Na sequência, a saída da primeira etapa é usada como entrada da segunda etapa, em conjunto com a velocidade angular elétrica. A fim de simplificar a estrutura, foi considerado que caso a primeira entrada aumente a saída (nesse caso, o ganho) deve aumentar e caso a velocidade aumente a saída deve diminuir. Assim, é possível utilizar novamente a mesma estrutura fuzzy, que terá a saída variando entre 0,1 e 1. Os limites de entrada foram selecionados com valor de 20%, 1 pu e 4 pu⁸ para, respectivamente, o erro, a corrente e a velocidade. Por fim, os limites para determinar os ganhos foram selecionados inicialmente com base nos calculados para o controle referência, e posteriormente ajustadas

⁸ Uma vez que $\omega_e = P\omega_m/2$, em que $P = 8$ para este caso. Logo a velocidade angular elétrica nominal, em pu, é 4.

através de tentativa e erro. Os valores utilizados foram de 6, 6 e 200 para k_{pd} , k_{pq} e k_i ⁹, respectivamente.

Tabela 6 – Regras do controle Fuzzy-PI de velocidade.

$\omega_m/\Delta\omega_m$	VS	SM	ME	BG	VB
VS	ME	BG	BG	VB	VB
SM	ME	ME	BG	BG	VB
ME	SM	ME	ME	BG	BG
BG	SM	SM	ME	ME	BG
VB	VS	VS	SM	SM	ME

Fonte: Autoria própria

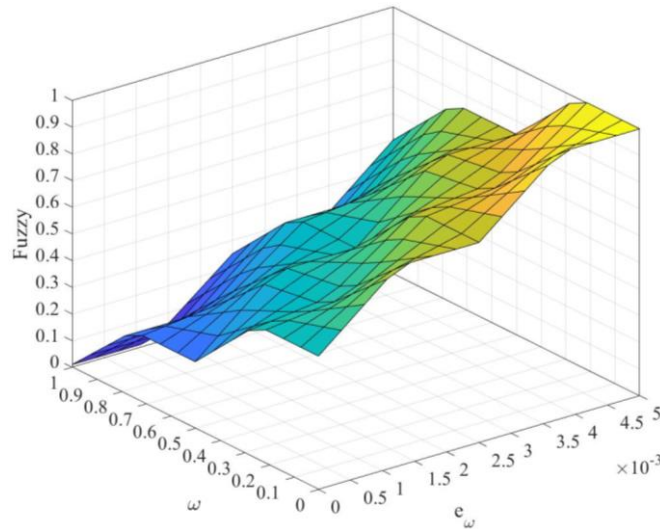


Figura 36 – Saída agregada em função das entradas.

Fonte: Autoria própria

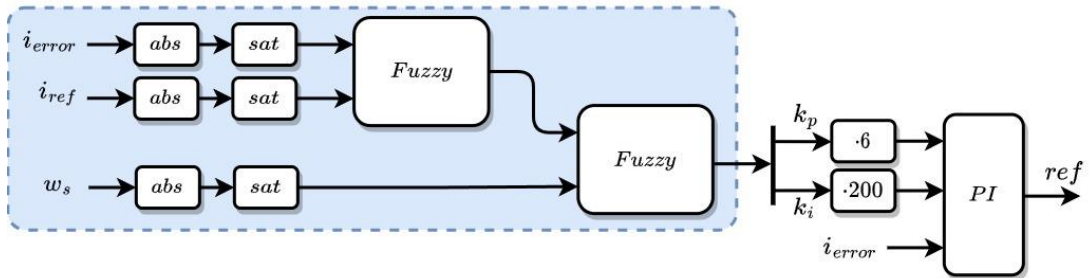


Figura 37 – Estrutura fuzzy do controlador de corrente.

Fonte: Autoria própria

3.3.3 Calibração por metaheurística

Uma otimização metaheurística foi considerada a fim de se mitigar a limitação do Fuzzy-PI em se determinar todos os parâmetros adicionados. Para este trabalho a

⁹ Para este caso $k_i = k_{i_d} = k_{i_q}$.

metaheurística considerada foi o Algoritmo do Morcego (do inglês, *Bat Algorithm* – BA). Entretanto, cabe ressaltar que a solução não se limita a apenas esta técnica de otimização, podendo ser utilizada outras técnicas, como GA e PSO, por exemplo. A Figura 38 apresenta o fluxograma do processo de otimização *offline*, ou seja, a otimização ocorre fora da simulação do *powertrain*. O processo é iniciado pela definição dos parâmetros da otimização, como número de morcegos, critério de convergência, limites das variáveis e parâmetros do modelo. Em seguida a função objetivo é calculada para cada morcego em função das variáveis iniciais, que tem seu menor valor registrado na etapa seguinte. Na sequência inicia-se um processo iterativo, que avalia a convergência da minimização da função objetivo, em que, caso não ocorra, atualizam-se as variáveis do modelo e recalcula-se a função objetivo. A função objetivo, por sua vez, é determinada pelos resultados da simulação do *powertrain*, dada pela Equação (32), em que os erros da corrente no eixo dq e da velocidade são dados pelo valor RMS da diferença entre o valor de referência e o valor medido, visto na Equação (33). As variáveis pen , por sua vez, representam uma penalização caso as correntes medidas ultrapassem os limites operacionais estabelecidos. Na Equação (34) são computados todos os valores da corrente i_d que ultrapassam os limites de -1 e 0 em x_1 e x_2 , respectivamente. Cabe destacar que, após a aplicação do módulo na corrente i_d registrada acima de -1 reduz-se o valor de 1, para que assim contabilize-se apenas o excedente em relação ao valor máximo. De forma similar, na Equação (39), x_3 e x_4 representam os valores registrados que superam os limites de 1 e -1 para a corrente medida no eixo q . Por fim, a distorção harmônica total (do inglês, *Total Harmonic Distortion* –THD) médio¹⁰ da corrente na fase A é considerada, na Equação (36), como a raiz quadrada média do THD.

$$f_{obj} = e_{i_d} * 0,25 + e_{i_q} * 0,25 + e_v * 0,5 + pen_1 * 0,5 + pen_2 * 0,5 + THD_m * 1 \quad (32)$$

$$e = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t-T}^t ((x_{ref} - x_{med}) * 100)^2} \quad (33)$$

$$pen_1 = \sum |x_1| - 1 + \sum |x_2| \quad (34)$$

$$pen_2 = \sum |x_3| - 1 + \sum |x_4| \quad (35)$$

¹⁰ O THD_m só é considerado nas simulações com velocidade de referência constante.

$$THD_m = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t-T}^t \left(\frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2}}{I_F} * 100 \right)^2} \quad (36)$$

Duas condições de operação são consideradas para o cálculo da função objetivo, em regime permanente e dinâmica. Para o cenário de regime permanente é considerada uma simulação que se inicia na velocidade a ser observada, a fim de se avaliar a oscilação do ponto de operação. A simulação, com duração de 0,3s, considera as velocidades de 500, 3900 e 7300 rpm, e tem um degrau de carga de 50 Nm para 95 Nm em 0,1s, que retorna para 50 Nm em 0,2s. O resultado final do cenário de regime permanente é a soma do resultado de cada cenário individual. Já para o cenário de dinâmica apenas uma simulação é considerada, em que o sistema se inicia na velocidade de 3900 rpm (1 pu) e a referência de velocidade é incrementada para 1,5 pu e 2 pu. Sequencialmente a velocidade de referência é reduzida para 1,5 pu e 1 pu novamente, totalizando um tempo de 0,6 s. Para este cenário, que tem carga constante de 50 Nm, o objetivo é avaliar a resposta dinâmica e estabilidade do sistema. Por fim, a função objetivo total é o resultado da soma dos cenários de regime permanente e dinâmica.

As variáveis a serem otimizadas são, os ganhos de escala k_p , k_i , k_{p_d} , k_{p_q} , k_{i_d} , k_{i_q} , os limites de entrada dos controles fuzzy¹¹, os vértices das funções de pertinência e as regras do controle fuzzy. Neste caso ainda foi considerado que uma única estrutura fuzzy seria capaz de representar os comportamentos do controlador de velocidade e corrente. Além disso, também se considerou que os ganhos k_p e k_i possuem o mesmo comportamento, diferenciando-se apenas em seu valor, mantendo assim o controlador fuzzy com uma única saída. Também se considerou cinco funções de pertinência para as entradas e saídas, em que ambas entradas e saídas são iguais. Dada a quantidade de funções de pertinência são necessárias 25 regras, que podem variar de VS até VB. Logo o total de variáveis a serem otimizadas é de 52. Os limites de otimização dos parâmetros, escolhidos empiricamente, são apresentados na Tabela 7.

¹¹ O erro de velocidade e a velocidade angular mecânica medida para o controle fuzzy de velocidade, o erro de corrente, a corrente e a velocidade angular elétrica medida para os controles fuzzy de corrente.

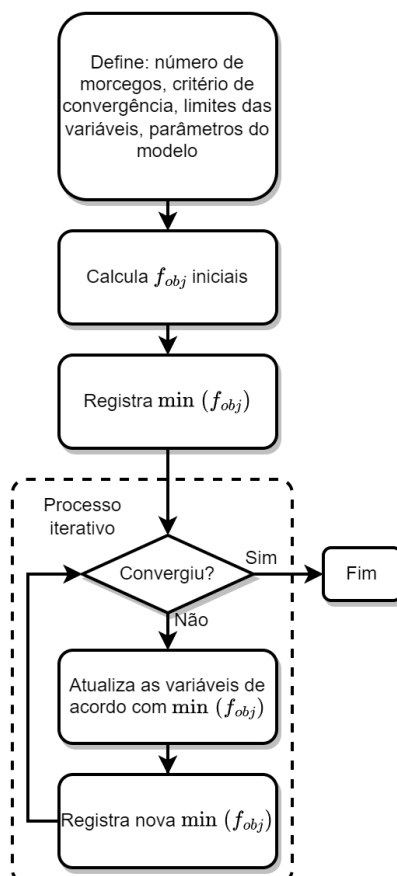


Figura 38 – Fluxograma do processo de otimização *offline*.

Fonte: Autoria própria

Tabela 7 – Limites de otimização dos parâmetros.

Param	Min	Max
k_p	200	6.000
k_i	100.000	2.000.000
lmt_{in1_s}	0,001	0,1
lmt_{in2_s}	1	2,5
k_{pd}	1	50
k_{id}	50	1.000
lmt_{in1_d}	0,01	0,5
lmt_{in4_d}	4	10
k_{pq}	1	50
k_{iq}	50	1.000
lmt_{in1_q}	0,01	0,5
lmt_{in4_q}	4	10
FP	0	1,00
Regras ¹²	1	5

Fonte: Autoria própria

¹² Apesar das regras serem definidas linguisticamente na implementação se utiliza valores numéricos, em que, para este caso, 1 representa VS e 5 representa VB.

Além disso, os parâmetros da otimização, definidos empiricamente, são o número de morcegos e quantidade máxima de iterações, selecionados como 50 e 10, a frequência de pulso, com valores máximo e mínimo de 1 e 0, respectivamente, a taxa de emissão de pulso e a intensidade do pulso, escolhidos aleatoriamente para cada morcego no início da simulação, a constante α para atualização da intensidade e γ para atualização da taxa de emissão, ambas com valores de 0,5, e r_0 como o valor inicial da taxa de emissão do pulso, com valor de 0,001. Por fim, o pseudocódigo da otimização utilizando o algoritmo BA pode ser visto na Tabela 8, em que *rand* gera um valor aleatório entre 0 e 1.

Dois cenários foram explorados para a otimização. No primeiro cenário, um dos 50 morcegos iniciais incorpora os parâmetros calibrados por tentativa e erro, refletindo a abordagem de um engenheiro buscando refinar sua calibração inicial. Enquanto isso, no segundo cenário, os 50 morcegos são gerados aleatoriamente, simbolizando um engenheiro sem conhecimento prévio em busca de uma calibração do sistema. Para efeitos comparativos, o valor da função objetivo também foi avaliado para o controle PI e o controle Fuzzy-PI com calibração por tentativa e erro. Os resultados estão apresentados na Tabela 9.

Tabela 8 – Pseudocódigo da otimização utilizando BA.

Algoritmo 1: Algoritmo do Morcego	
1	Inicializa a posição X_i e velocidade V_i dos N morcegos
2	Define as frequências de pulso F_i
3	Inicializa a taxa de pulso r_i e a intensidade A_i
4	Define valor inicial da $f_{obj}(X_i)$
5	Define X_{best}
6	While $t < \text{Número máximo de iterações}$
7	For $i = 1: N$
8	Seleciona F_i de forma aleatória
9	Atualiza V_i e X_i
10	If $rand > r_i$
11	Define busca local
12	Atualiza X_i
13	End
14	Calcula $f_{obj_{new}}(X_i)$
15	If $f_{obj_{new}}(X_i) \leq f_{obj}(X_i)$ AND $rand < A_i$
16	Atualiza $f_{obj}(X_i)$, A_i e r_i
17	End
18	If $f_{obj_{new}}(X_i) \leq \min(f_{obj}(X_i))$
19	Atualiza X_{best}
20	End
21	End
22	End

Fonte: Autoria própria

Observa-se que o Cenário 1 produz um resultado aproximadamente 2% inferior à calibração original, evidenciando a viabilidade da técnica de otimização para aprimorar o desempenho do controle. Por outro lado, o Cenário 2 registra um valor de função objetivo 21,4% superior à calibração original. Este resultado sugere a possível presença de ótimos locais, onde a calibração do otimizador não alcançou um desempenho ideal. No entanto, a busca por ótimos globais é uma das limitações das técnicas metaheurísticas, o que está além do escopo deste estudo.

É importante notar que, mesmo sob estas condições, o valor da função objetivo no Cenário 2 permanece consideravelmente inferior ao do controle PI, indicando a superioridade desta solução mesmo quando não há informação inicial. Portanto, as análises subsequentes consideram os resultados da metaheurística obtidos no Cenário 2, que tem a curva de convergência da função objetivo vista na Figura 39, a fim de avaliar o desempenho do controle calibrado sem qualquer tipo de informação prévia.

Tabela 9 – Avaliação do valor da função objetivo para diferentes cenários

Cenários	f_{obj}
PI	43500,00
Fuzzy-PI	47,35
1	46,43
2	57,48

Fonte: Autoria própria

A Tabela 10 apresenta os valores dos parâmetros fuzzy inicialmente propostos e os otimizados, seguida das funções de pertinência otimizadas, vistas na Figura 40. Já a Tabela 11 apresenta as regras otimizadas, seguida da superfície de saída agregada em função dos valores otimizados, vista na Figura 41. Nota-se que, dada as funções de pertinência escolhidas, o valor máximo de saída é inferior a 0,5. Além disso, cabe destacar que a condição de uma única estrutura fuzzy, tanto para velocidade quanto para corrente, foi mantida. Assim, apesar dos eixos indicarem velocidade angular e erro da velocidade angular, tal superfície também se aplica aos controladores de corrente.

A fim de se observar todas as soluções encontradas na busca da solução ótima do Cenário 2 a Figura 42 apresenta uma análise em um gráfico radar dos 52 parâmetros otimizados. Para tal, os resultados com valor de função objetivo superior a 20% do mínimo encontrado foram excluídos, restando, das 50, 20 soluções. Além disso, os valores dos parâmetros foram normalizados de acordo com seus valores máximos, estabelecidos na Tabela 7. Das 20 soluções, três comportamentos foram encontrados, um que se concentra nas proximidades da solução ótima, com 18 soluções, e duas soluções com valores distintos.

Tais soluções possuem uma função objetivo de 60,9 e 65,1. Apesar dos valores de função objetivo serem relativamente próximos os valores dos parâmetros têm grande divergência, principalmente nos que determinam as funções de pertinência e a tabela de regras. Tais resultados podem indicar a necessidade de um maior refinamento do cálculo da função objetivo. Entretanto, tal refinamento se encontra fora do escopo deste trabalho.

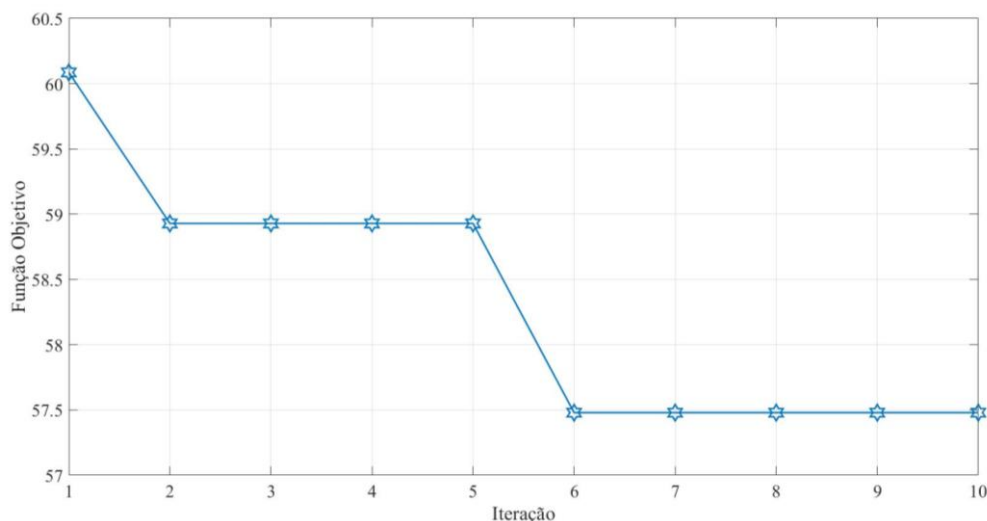


Figura 39 – Convergência da função objetivo.

Fonte: Autoria própria

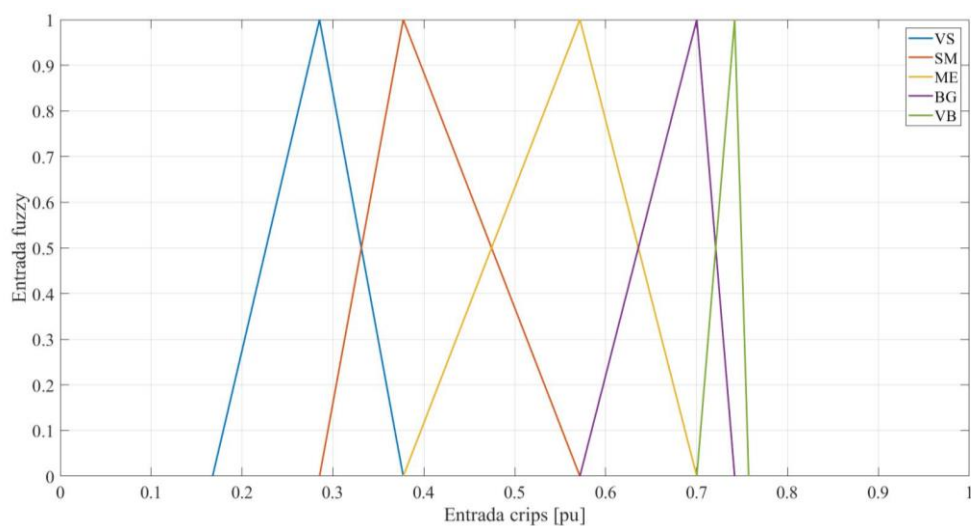
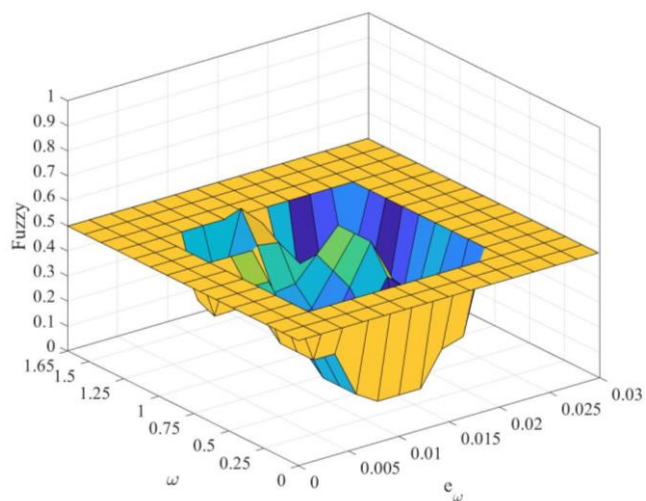
Tabela 10 – Valores dos parâmetros fuzzy inicial e otimizado.

Param	Inicial	Otimizado
k_p	1,000	4,006
k_i	1.000.000	1.291.995
lmt_{in1_s}	0,005	0,03
lmt_{in2_s}	1,00	1,65
k_{pd}	6,00	1,73
k_{id}	200	984
lmt_{in1_d}	0,20	0,09
lmt_{in4_d}	4,00	4,63
k_{pq}	6,00	19,20
k_{iq}	200	238
lmt_{in1_q}	0,20	0,25
lmt_{in4_q}	4,00	6,03

Fonte: Autoria própria

Tabela 11 – Regras do controle Fuzzy-PI otimizado.

$\omega_m/\Delta\omega_m$	VS	SM	ME	BG	VB
VS	SM	VS	VS	SM	VS
SM	SM	VS	ME	SM	SM
ME	ME	SM	ME	VS	VS
BG	VS	BG	VS	SM	VS
VB	BG	ME	VS	VS	ME

Fonte: Autoria própria**Figura 40 – Funções de pertinência da entrada otimizadas.****Fonte: Autoria própria****Figura 41 – Saída agregada em função das entradas otimizada.****Fonte: Autoria própria**

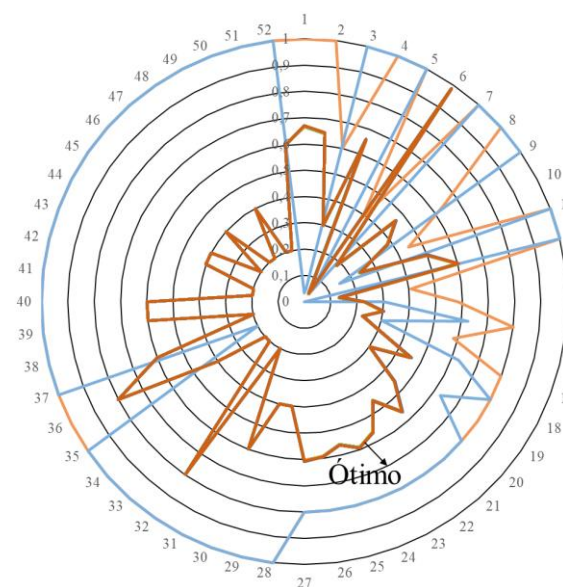


Figura 42 – Gráfico radar dos parâmetros otimizados.
Fonte: Autoria própria

Capítulo 4 - Resultados

Os resultados analisados avaliam o controle referência PI e o controle proposto Fuzzy-PI. Além disso, são consideradas duas variações do controle Fuzzy-PI, o calibrado por tentativa e erro, denominado $Fuzzy_{te}$, e o calibrado pelo algoritmo BA, denominado $Fuzzy_{ba}$.

As seguintes análises têm como objetivo investigar os efeitos dos ganhos dos controladores em regime permanente e nas respostas dinâmicas. A avaliação da operação em regime permanente considera diversos cenários, apresentados em mapas, variando o torque de 65 Nm a 155 Nm e a velocidade de 500 rpm a 10.000 rpm. Os resultados considerados são os valores RMS dos últimos 0,05 s da simulação de 0,3 s, a fim de garantir que os efeitos transitórios de inicialização tenham se encerrado. Além disso, também é feita uma análise dos perfis de corrente, assim como o espectro de distorção harmônica. Já a análise da resposta dinâmica apresenta cenários com variações de carga e velocidade, que avaliam resposta da velocidade, perfil de torque, correntes e tensões no eixo dq e comportamento dos ganhos.

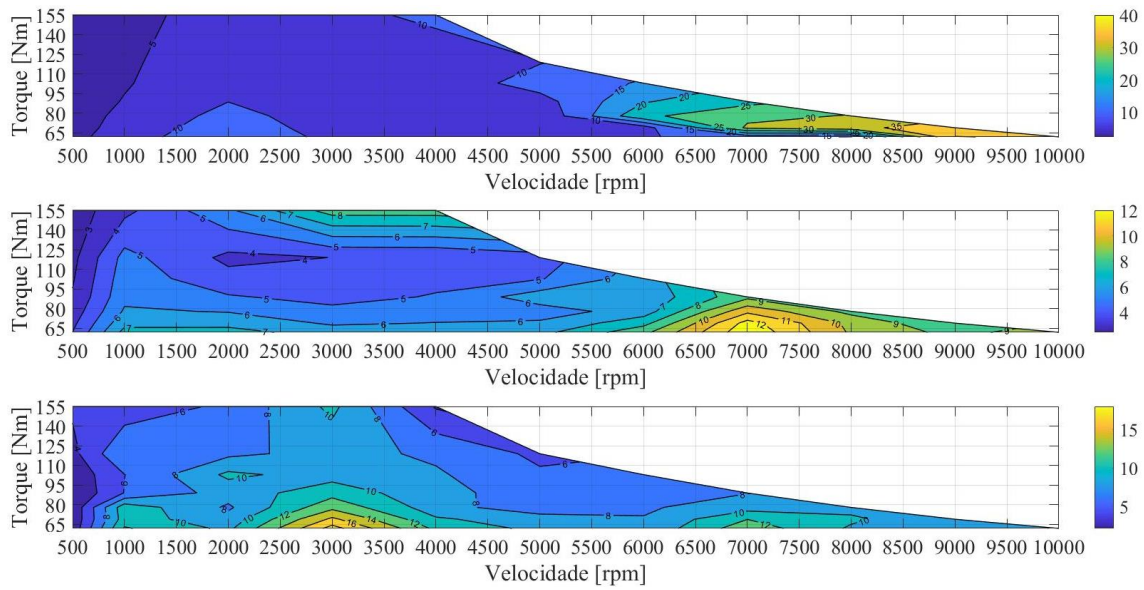
4.1 Análise em regime permanente

A Figura 43 apresenta o mapa de *ripple* médio de torque, em percentual, dado pelas Equações (37) e (38), em que T_{inst} é o torque eletromecânico instantâneo, T_{RMS} é valor RMS de T_{inst} com período referente a uma frequência de 100 Hz e T é o período referente a frequência de 100 Hz. Pode-se observar que o controle $Fuzzy_{te}$ é capaz de reduzir o *ripple*, em comparação ao controle PI, em toda a região de operação do sistema, especialmente em velocidades elevadas. Apesar do controle $Fuzzy_{ba}$ também ter uma notável redução em comparação ao controle PI, este apresenta alguns pontos de aumento de *ripple* em velocidades abaixo da nominal, 3900 rpm. Tal comportamento pode ser extrapolado para o *ripple* máximo de torque, visto na Figura 44 em percentual. Observa-se que o controle $Fuzzy_{te}$ é capaz de reduzir o *ripple* máximo em velocidades elevadas para uma ordem de 30%, onde este encontra-se na ordem de 80% para o controle PI. Já o controle $Fuzzy_{ba}$ apresenta um aumento do *ripple* máximo em velocidade abaixo da velocidade nominal em comparação a ambos os controles, especialmente em cargas mais baixas, chegando a atingir

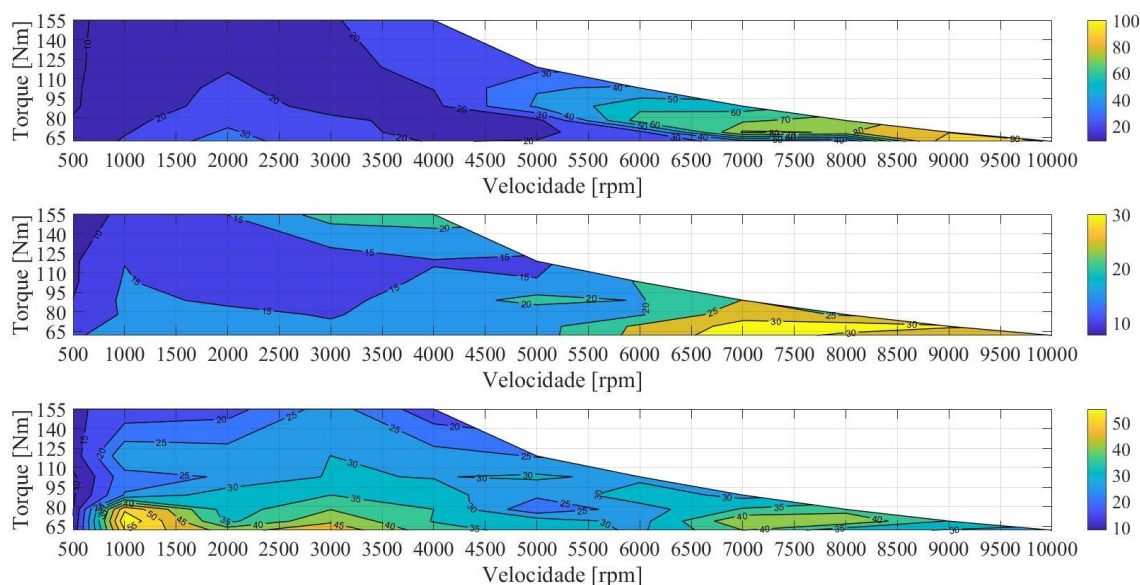
uma ordem de 50%. Porém, seus valores de *ripple* máximo para velocidades elevadas são inferiores aos encontrados no controle PI. Por fim, a Figura 45 apresenta o mapa de THD da corrente na fase A para os controles avaliados. Em primeira análise, assim como o *ripple* de torque, pode-se observar que o controle *Fuzzy_{te}* é capaz de reduzir o THD em toda região de operação, podendo haver uma relação entre o *ripple* de torque e o THD da corrente.

$$Ripple = \frac{(T_{inst} - T_{RMS}) * 100}{T_{RMS}} \quad (37)$$

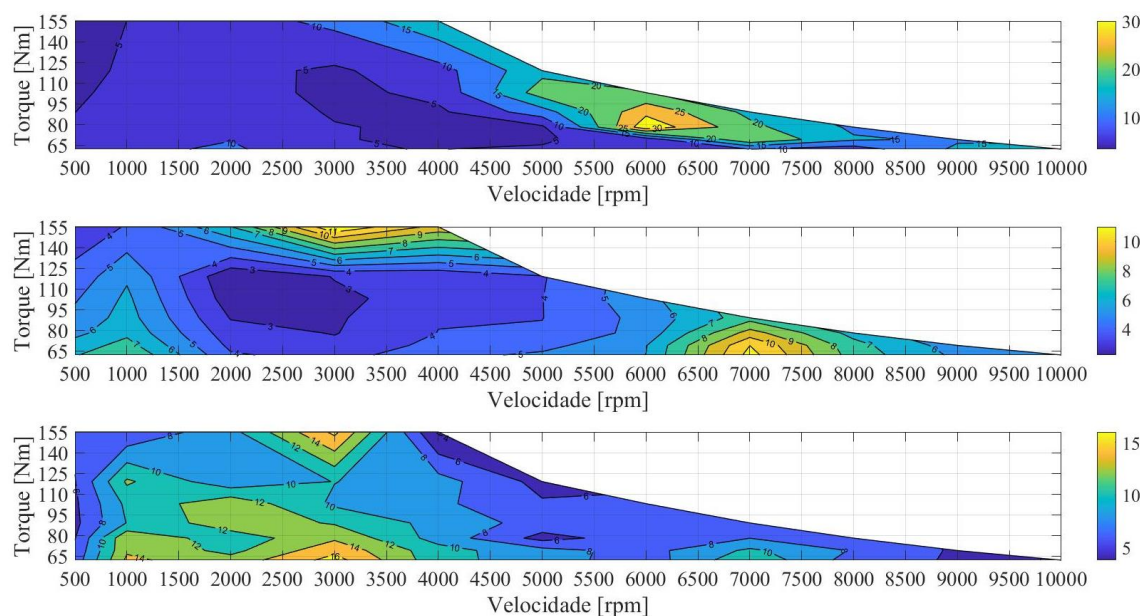
$$Ripple_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t-T}^t Ripple^2(t)} \quad (38)$$



**Figura 43 – Mapa de *ripple* médio de torque para controle PI (Superior), *Fuzzy_{te}* (Centro) e *Fuzzy_{ba}* (Inferior).
Fonte: Autoria própria**



**Figura 44 – Mapa de *ripple* máximo de torque para controle PI (Superior), *Fuzzy_{te}* (Centro) e *Fuzzy_{ba}* (Inferior).
Fonte: Autoria própria**



**Figura 45 – Mapa de THD da corrente para controle PI (Superior), *Fuzzy_{te}* (Centro) e *Fuzzy_{ba}* (Inferior).
Fonte: Autoria própria**

A Figura 46 apresenta o mapa de corrente RMS, em pu, para os controles avaliados. Pode-se observar, como comportamento geral, o aumento proporcional da corrente com a carga, independentemente da velocidade. Nota-se também, que o controle *Fuzzy_{te}* tem um menor consumo de corrente para velocidades mais elevadas em relação ao controle PI, assim como o controle *Fuzzy_{ba}*. Entretanto, pode-se observar valores acima de 1 pu para o controle *Fuzzy_{ba}*, indicando um ponto de operação indesejado, já que tal valor é limitado pelo sistema de controle. Já a Figura 47 apresenta a tensão, em pu, utilizada no acionamento

do motor para os diferentes tipos de controle, onde tem-se um aumento proporcional ao aumento da velocidade como comportamento geral. Como destaque, nota-se um comportamento irregular em velocidade elevadas para o controle PI quando comparado ao controle $Fuzzy_{te}$, que pode ser explicado pela operação oscilante nesta região, detalhada na análise dinâmica. Além disso, nota-se também um aumento da tensão em velocidades mais baixas para o controle $Fuzzy_{ba}$. Entretanto, este utiliza menores valores de tensão em velocidades elevadas em comparação com o $Fuzzy_{te}$. Outro ponto de destaque é com relação ao valor máximo, que permanece dentro do limite estabelecido de 0,95 pu. Por fim, a Figura 48 apresenta o mapa de eficiência em percentual, dado pelo quociente entre a potência da bateria e a potência do motor. Pode-se observar um aumento da eficiência para condições de baixa carga em ambos os controles $Fuzzy_{te}$ e $Fuzzy_{ba}$, quando comparados ao PI. Entretanto, nota-se que a partir de 5000 rpm a eficiência é de 100%, o que na prática é impossível. Tal fator pode ser explicado pela ausência da modelagem das perdas no núcleo magnético, que são mais expressivos em velocidades elevadas. A ausência da modelagem deste efeito gera uma eficiência irreal. Além disso, após análise, constatou-se que o valor utilizado para o coeficiente de atrito viscoso B não é alto o suficiente, uma vez que a parcela de perda mecânica $B\omega_m$ aumenta com a velocidade mecânica. De qualquer forma, pode-se esperar uma maior eficiência nessa região para os controles $Fuzzy_{te}$ e $Fuzzy_{ba}$, uma vez que estes possuem uma melhor gerência da tensão e corrente.

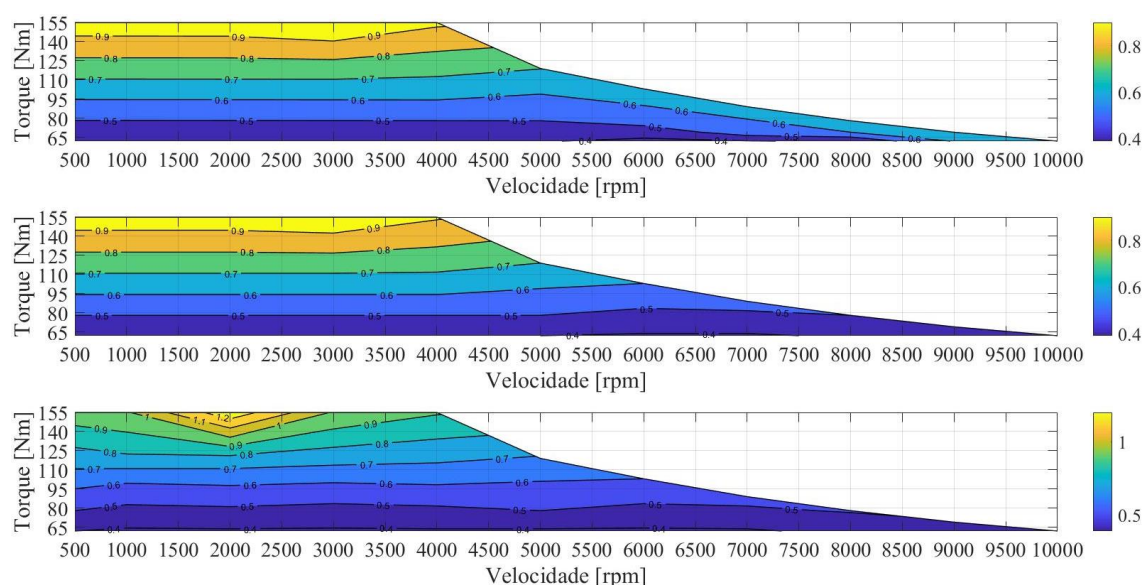


Figura 46 – Mapa de corrente para controle PI (Superior), $Fuzzy_{te}$ (Centro) e $Fuzzy_{ba}$ (Inferior).

Fonte: Autoria própria

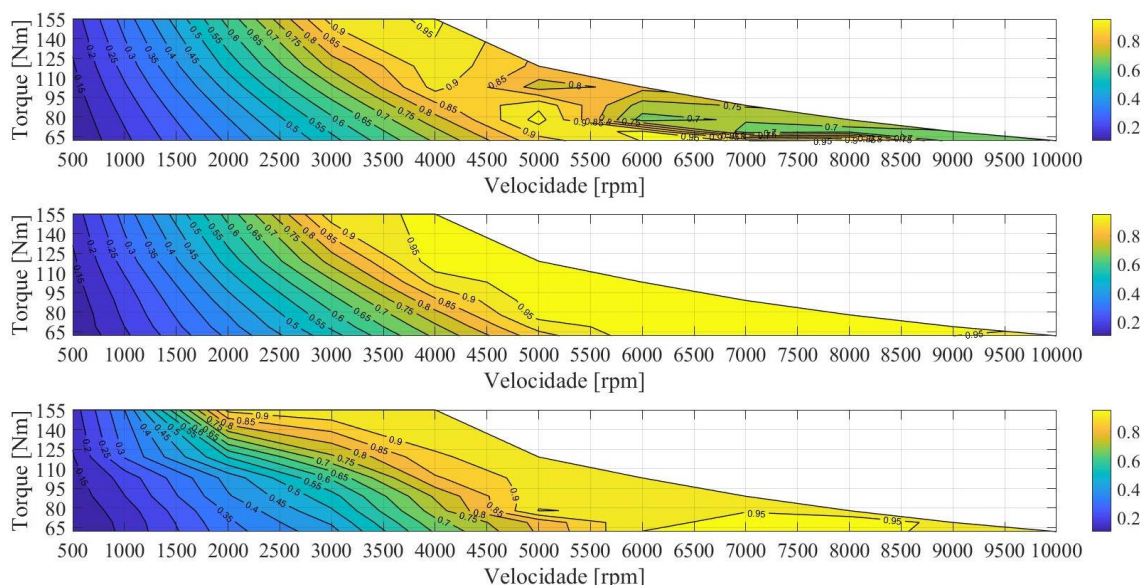


Figura 47 – Mapa de tensão para controle PI (Superior), $Fuzzy_{te}$ (Centro) e $Fuzzy_{ba}$ (Inferior).
Fonte: Autoria própria

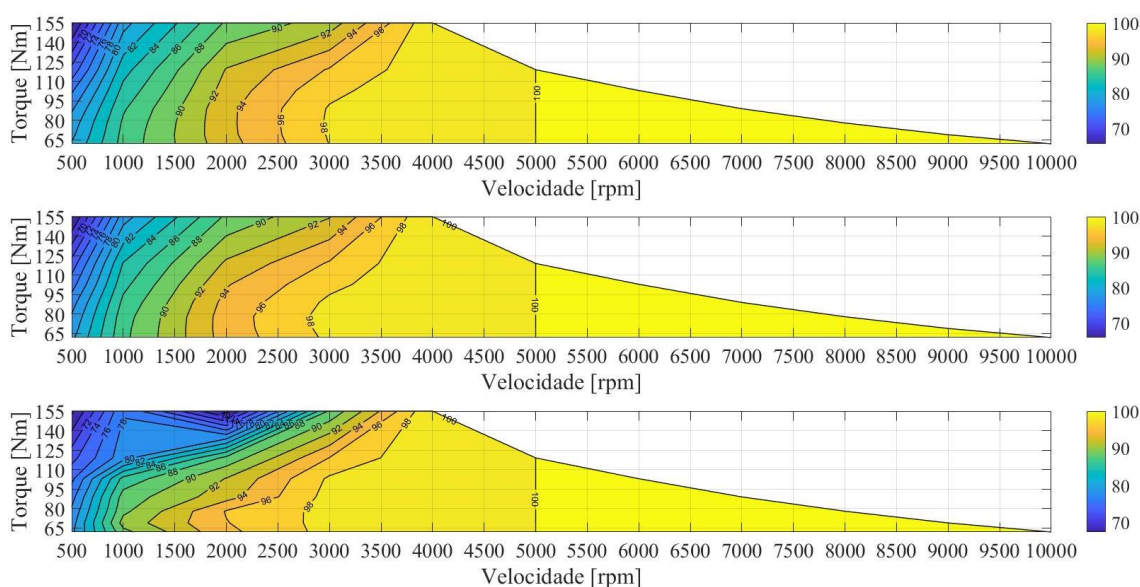


Figura 48 – Mapa de eficiência para controle PI (Superior), $Fuzzy_{te}$ (Centro) e $Fuzzy_{ba}$ (Inferior).
Fonte: Autoria própria

A Figura 49, Figura 50 e Figura 51 apresentam a forma de onda da corrente para diferentes condições de operação para os controles PI, $Fuzzy_{te}$ e $Fuzzy_{ba}$, respectivamente. Pode-se observar que as formas de onda não possuem comportamento senoidal para baixa velocidade, causando um elevado THD. Porém, este comportamento se dá pela ampla faixa de modulação da tensão, que permite que o controle gere uma corrente de referência capaz de cancelar o efeito do *cogging* torque através das harmônicas específicas. Logo, justifica-se o encontro dos menores valores de *ripple* de torque nesta região. Adicionalmente, pode-

se observar a redução do THD com o aumento da velocidade em detrimento da qualidade do torque, onde a corrente passa a ter um formato mais próximo do senoidal. Tal resultado sugere que a capacidade de ampla faixa de modulação da tensão reduz com o aumento da velocidade, impedindo que as frequências harmônicas capazes de cancelar o efeito do *cogging* torque possam ser geradas. Como destaque, tem-se a condição da Figura 49f, que apresenta um perfil de corrente assimétrico, que pode ser a causa da elevação tanto do THD quanto do *ripple* de torque.

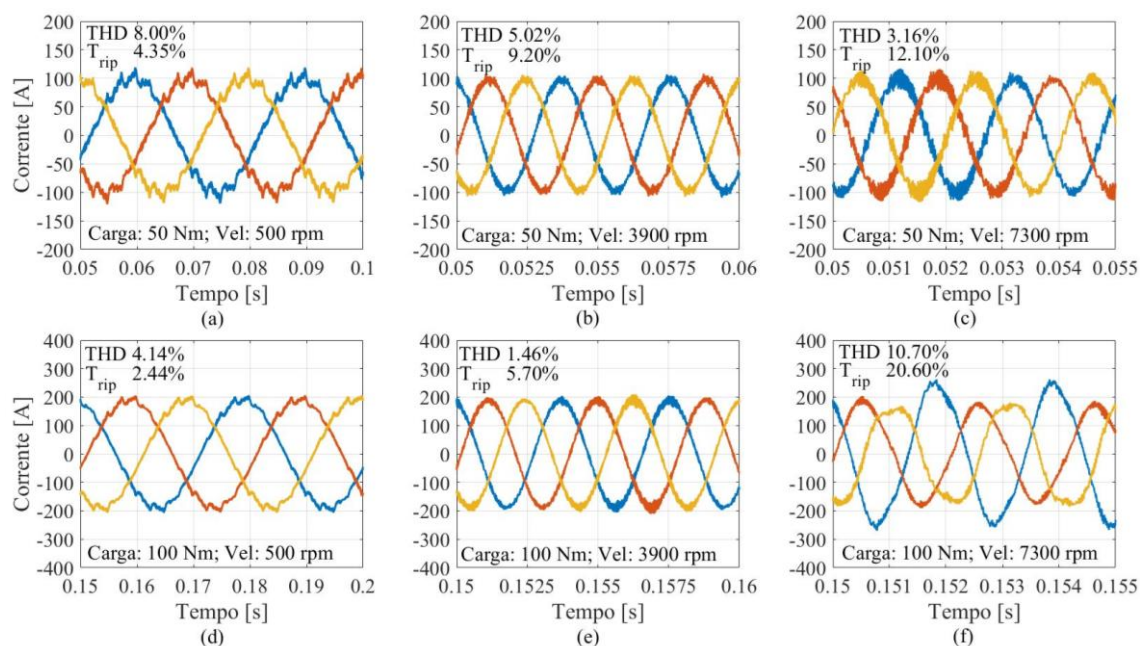


Figura 49 – Forma de onda da corrente para diferentes condições de operação com controle PI.

Fonte: Autoria própria

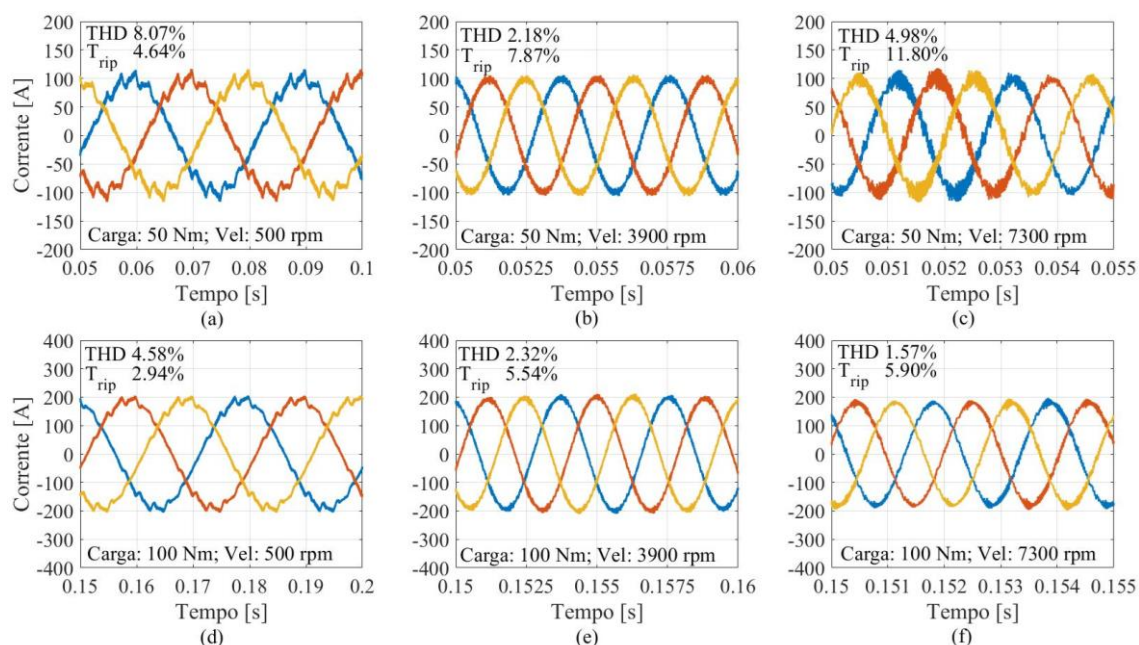


Figura 50 – Forma de onda da corrente para diferentes condições de operação com controle *Fuzzy_{te}*.

Fonte: Autoria própria

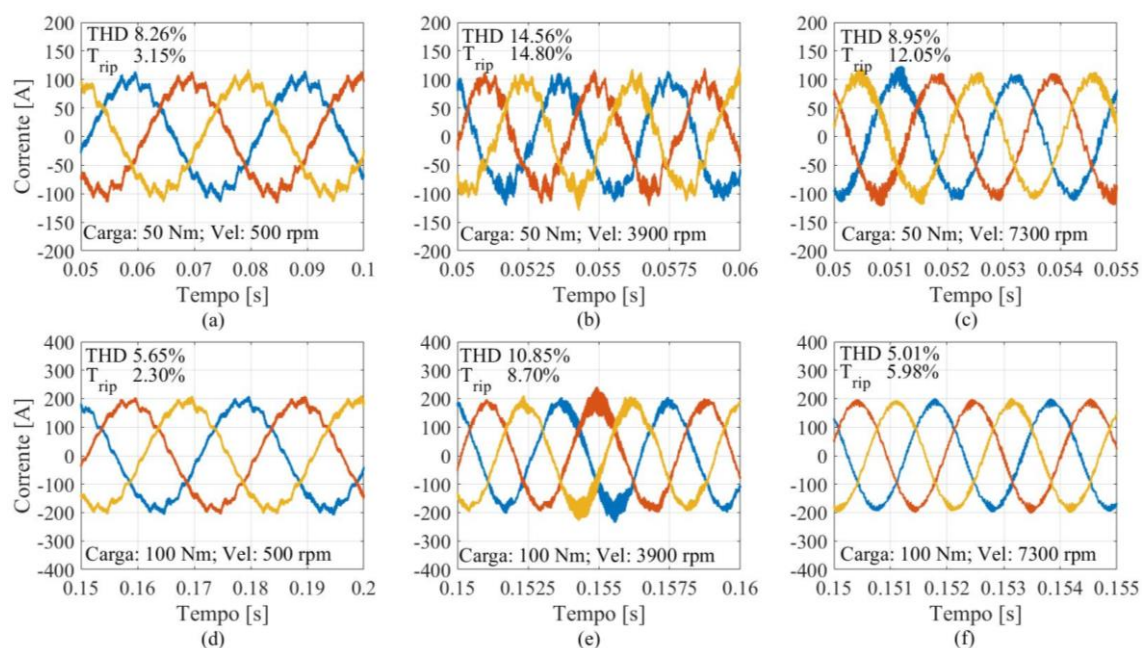


Figura 51 – Forma de onda da corrente para diferentes condições de operação com controle *Fuzzy_{ba}*.

Fonte: Autoria própria

A Figura 52 apresenta a comparação da distorção harmônica, extraídas da corrente na fase A, entre os controles para diferentes pontos de operação. Nota-se que, para velocidade baixa, há maiores componentes nas frequências harmônicas de banda lateral das 12°, 24°, 36° e 48° ordens, responsáveis pelo cancelamento do *cogging* torque [80], [81]. À medida que a velocidade aumenta o conversor se torna incapaz de modular tais ordens

harmônicas, tendo valores reduzidos ou inexistentes. Também pode-se observar um crescimento da 18ª ordem para a velocidade de 7300 rpm. Além disso, o controle $Fuzzy_{ba}$ possui um aumento nas harmônicas de baixa ordem quando considerada a velocidade nominal, o que pode justificar a degradação da qualidade do torque gerado nessa faixa de operação.

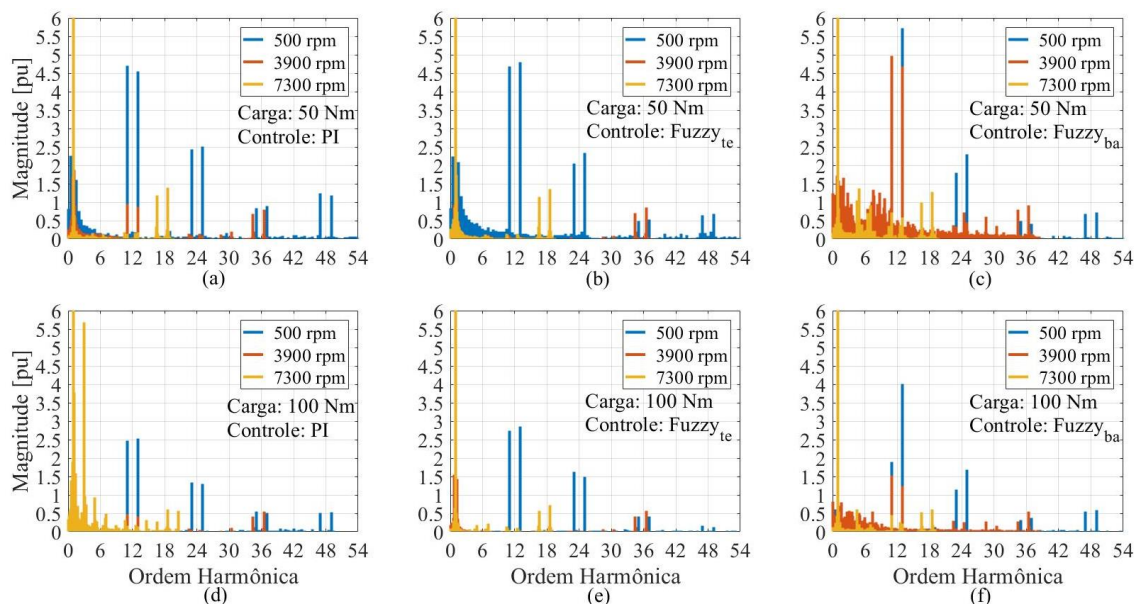


Figura 52 – Comparação da distorção harmônica da corrente entre controles.

Fonte: Autoria própria

A Figura 53 apresenta a comparação da magnitude da distorção harmônica do torque entre os controles avaliados. Nota-se que para velocidade de 500 rpm o controle $Fuzzy_{te}$ tem um aumento da 12ª e 24ª ordens em relação ao controle PI em ambas as cargas, em contraste com uma notável redução do controle $Fuzzy_{ba}$. Já para a velocidade de 3900 rpm a uma carga de 50 Nm o controle $Fuzzy_{te}$ é capaz de reduzir a componente de 12ª ordem em relação ao PI, com um aumento da 36ª ordem. Enquanto isso, o controle $Fuzzy_{ba}$ tem um aumento considerável da 12ª ordem, que pode impactar diretamente no *ripple* de torque. Para a carga de 100 Nm tanto o controle $Fuzzy_{te}$ quanto o $Fuzzy_{ba}$ apresentam um aumento nas ordens harmônicas em relação ao controle PI. Para a velocidade de 7300 rpm não há mudanças significativas para a carga de 50 Nm, enquanto para a carga de 100 Nm os controles $Fuzzy_{te}$ e $Fuzzy_{ba}$ apresentam um maior percentual na 12ª ordem em relação ao controle PI.

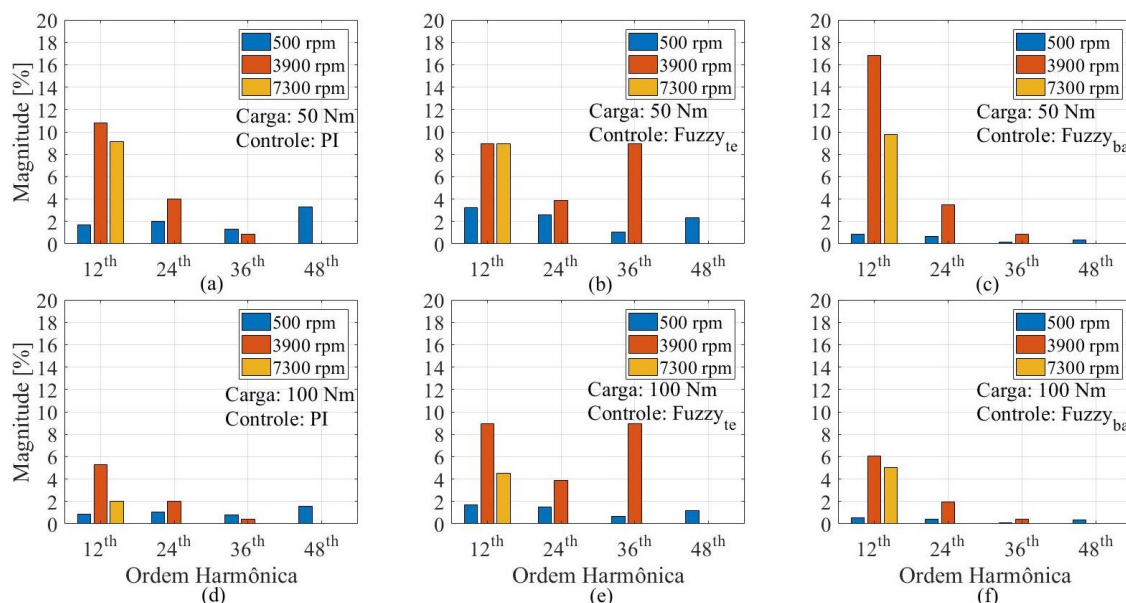


Figura 53 – Comparação da magnitude da distorção harmônica do torque entre controles.

Fonte: Autoria própria

A Figura 54 sumariza o THD da corrente (THD_C) e do torque (THD_T), além do *ripple* de torque para diferentes condições de velocidade e carga considerando os controles avaliados. Comprova-se a relação inversa entre o THD_C e o THD_T , além da relação direta entre o THD_T e o *ripple* de torque. Também pode-se observar uma redução de *ripple* de torque no controle $Fuzzy_{te}$ em relação ao controle PI, enquanto o controle $Fuzzy_{ba}$ tem uma redução principalmente em baixa velocidade. Tal redução de performance do controle $Fuzzy_{ba}$ em relação ao controle $Fuzzy_{te}$ se dá pelo surgimento de harmônicas de torque abaixo da 12^o ordem. Por fim, é notável o aumento do *ripple* de torque em função da velocidade de forma geral.

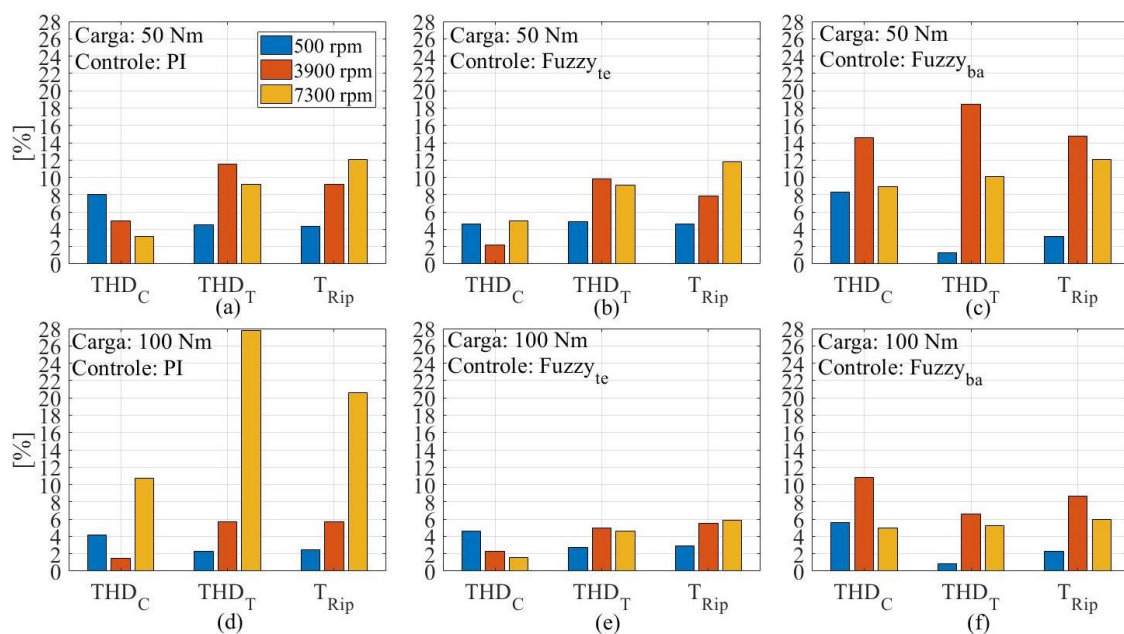


Figura 54 – Comparação do THD da corrente e do torque e do *ripple* de torque entre controles.

Fonte: Autoria própria

4.2 Análise de resposta dinâmica

A Figura 55 apresenta a comparação da resposta da velocidade, fixada na referência de 500 rpm, para um degrau de carga de 50 Nm para 100 Nm. Nota-se que, em ambas as condições de operação, os três controles possuem comportamento similar, tanto em resposta da velocidade quanto em perfil de torque. Atenta-se para um maior *ripple* de velocidade, e, consequentemente, um *ripple* de torque para o controle *Fuzzy_{te}*, que também possui um maior *overshoot* de velocidade. Já a Figura 56 apresenta a resposta dinâmica para a mesma variação de carga com uma velocidade constante fixada na referência de 3900 rpm. Nota-se que o controle PI e *Fuzzy_{ba}* possuem um erro de velocidade menor que o controle *Fuzzy_{te}*, especialmente após a variação de carga, além de possuir um menor *overshoot* de velocidade. Entretanto, há um aumento considerável no *ripple* de torque para o controle *Fuzzy_{ba}*, contrastando com a redução do *ripple* do controle *Fuzzy_{te}*. Por fim, a Figura 57 apresenta a resposta dinâmica da velocidade, fixada na referência de 7300 rpm, para um degrau de carga de 50 Nm para 100 Nm. Nota-se que, para baixa carga, o controle PI e *Fuzzy_{ba}* possuem menor erro de velocidade. Porém, após a variação de carga é possível observar um erro de velocidade em regime permanente para o controle PI, que causa uma elevação no *ripple* de torque, atingindo valores máximos próximos a 50%. Apesar dos aparentes erros de

velocidade para o controle $Fuzzy_{te}$, estes representam menos de 1% de variação em relação as suas respectivas referências, evidenciando uma maior importância para a qualidade do torque produzido, já que o impacto neste é maior.

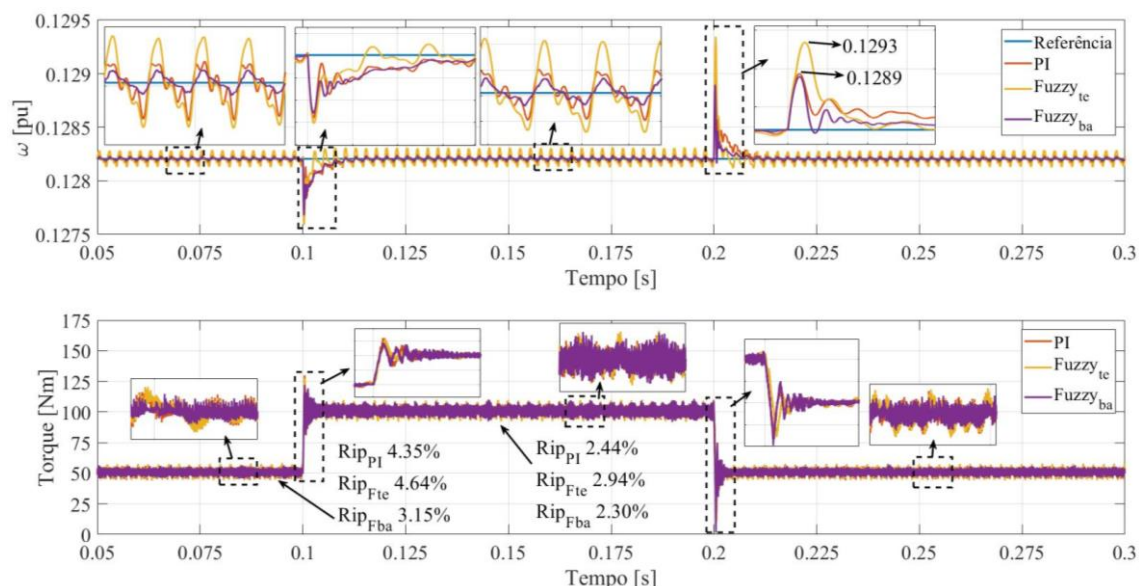


Figura 55 – Resposta da velocidade (500 rpm) para um degrau de carga.
Fonte: Autoria própria

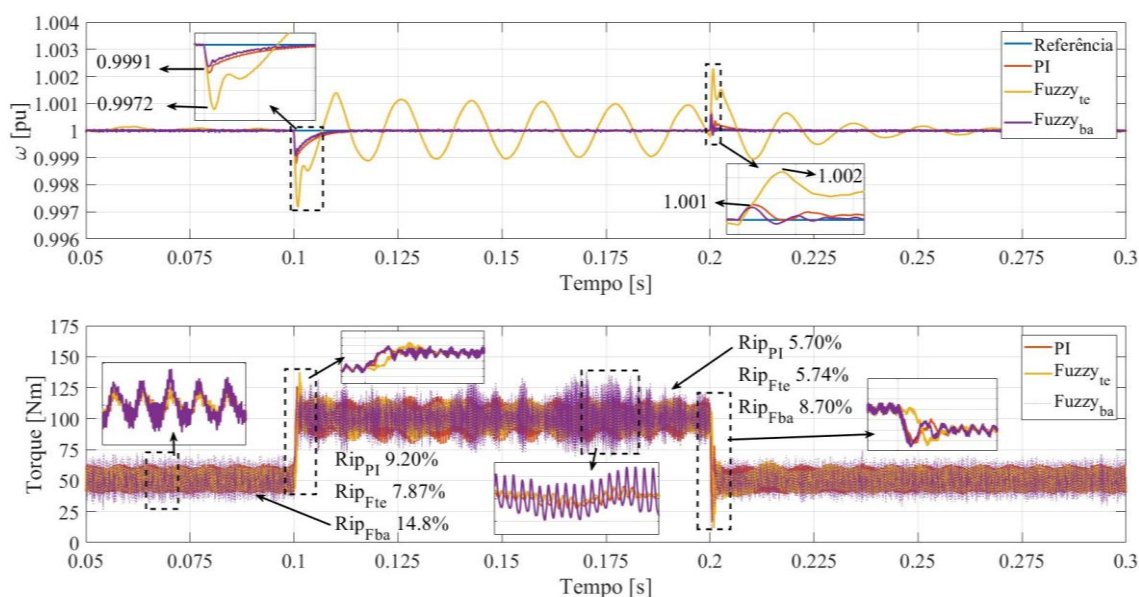


Figura 56 – Resposta da velocidade (3900 rpm) para um degrau de carga.
Fonte: Autoria própria

A Figura 58 apresenta a comparação da resposta dinâmica da velocidade para variações, crescentes e decrescentes, de 0,5 pu até 2,0 pu com carga constante de 50 Nm. Pode-se observar um comportamento similar para os três controles nos degraus crescentes, destacando a oscilação da velocidade no regime permanente para o controle $Fuzzy_{te}$, como já abordado. Entretanto, há uma condição de instabilidade dinâmica para o controle PI no

degrau decrescente de 2,0 pu para 1,5 pu, que tem seu efeito também observado no perfil de torque produzido pela máquina. Outro ponto a ser observado é a inexistência de *overshoots* para o controle $Fuzzy_{ba}$.

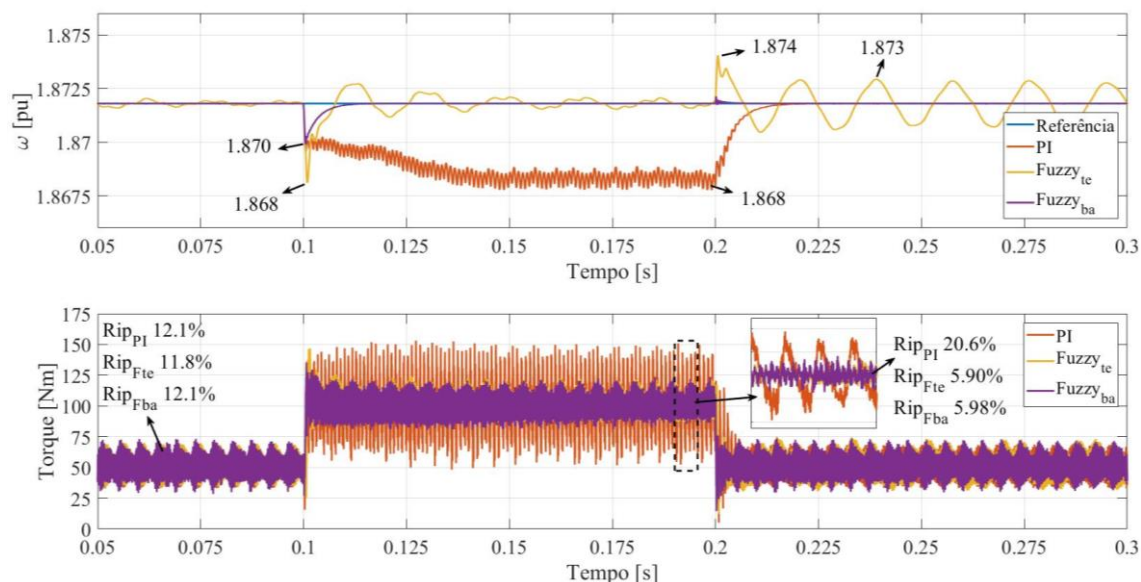


Figura 57 – Resposta da velocidade (7300 rpm) para um degrau de carga.

Fonte: Autoria própria

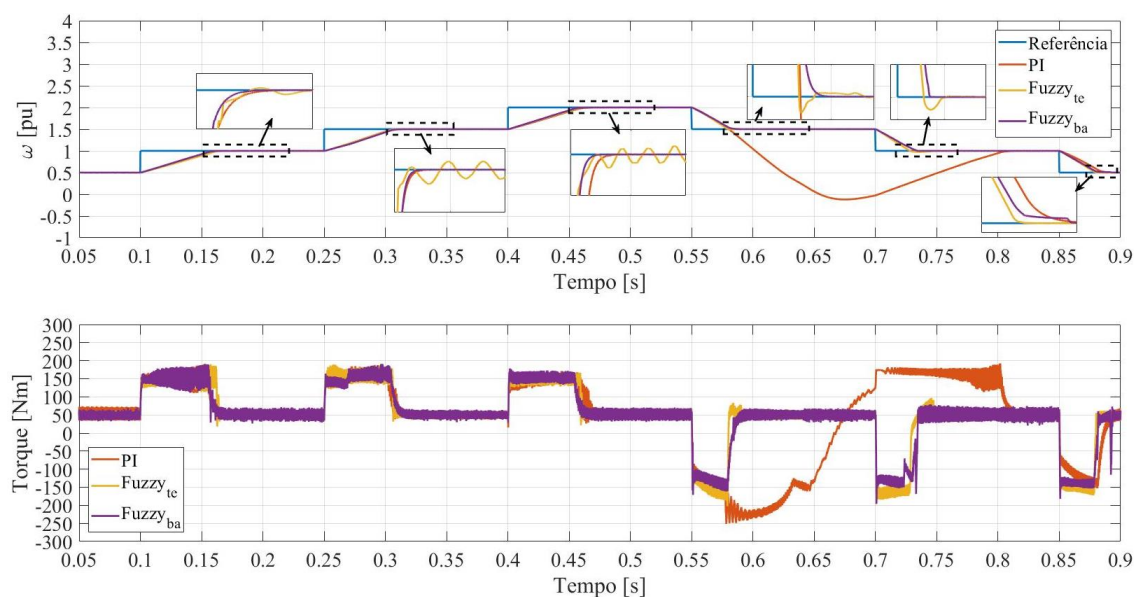


Figura 58 – Resposta de velocidade e torque para diferentes degraus de velocidade.

Fonte: Autoria própria

A Figura 59 apresenta a comparação da resposta da corrente de referência gerada e as correntes no eixo dq medidas para a mesma situação da Figura 58, considerando os três controles. É possível observar que a corrente de referência do controle $Fuzzy_{te}$ possui menos oscilações e uma resposta mais lenta, o que impacta diretamente na qualidade do torque gerado. Já a Figura 60 apresenta a tensão medida u_s , em pu, assim como as tensões

de referência no eixo dq geradas pelo controlador de corrente. Nota-se uma grande variação nas tensões de referência nos controles PI e $Fuzzy_{ba}$, causada por valores elevados de k_{pq} .

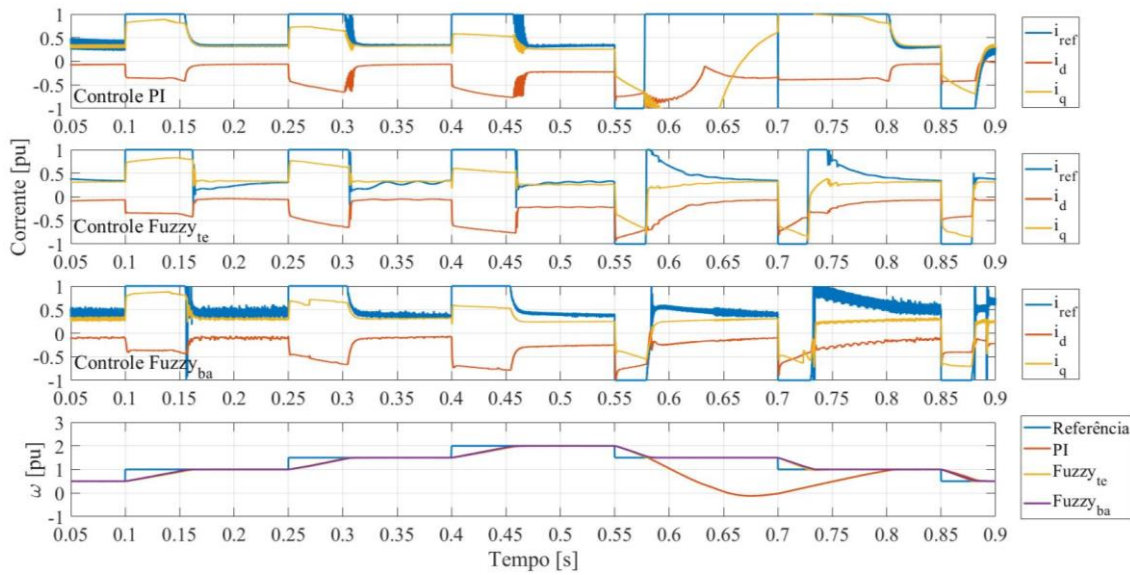


Figura 59 – Resposta da i_{ref} , i_{dmed} e i_{qmed} para o controle PI (Superior), $Fuzzy_{te}$ (Centro) e $Fuzzy_{ba}$ (Inferior) para diferentes degraus de velocidade.

Fonte: Autoria própria

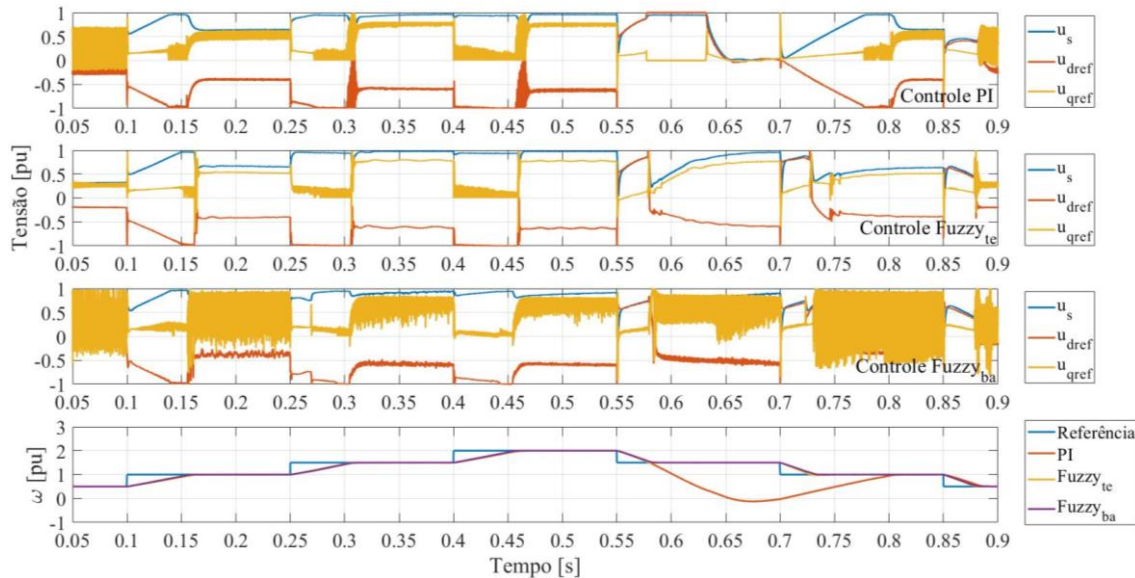


Figura 60 – Resposta da u_{smed} , u_{dref} e u_{qref} para o controle PI (Superior), $Fuzzy_{te}$ (Centro) e $Fuzzy_{ba}$ (Inferior) para diferentes degraus de velocidade.

Fonte: Autoria própria

A Figura 61 apresenta a comparação dos ganhos k_p , k_{pd} e k_{pq} considerando os três controles. Cabe destacar que, por simplicidade, os ganhos k_i não são apresentados, uma vez que este é constante para o controle PI, e para os controles $Fuzzy_{te}$ e $Fuzzy_{ba}$ possui o mesmo comportamento que os ganhos k_p , diferenciando-se apenas em seus valores. Pode-

se notar a variação de k_{pd} e k_{pq} no controle PI, uma vez que estes são em função de L_d e L_q , e consequentemente, de i_d e i_q . É importante observar que esta variação nos ganhos é considerada uma melhoria em relação ao controle PI com ganhos fixos, que teria um pior desempenho. Já para os ganhos do controle $Fuzzy_{te}$ pode-se observar os comportamentos inseridos nas regras, em que o ganho k_p aumenta com o aumento do erro da velocidade e diminuiu com o aumento da velocidade. O mesmo se observa para os ganhos k_{pd} e k_{pq} , que além de aumentarem com o aumento do erro e diminuir com o aumento da velocidade também diminuem com o aumento da corrente, causada nos momentos de aceleração da máquina. Por fim, pode-se observar que os ganhos k_p e k_{pd} permanecem constantes boa parte do tempo para o controle $Fuzzy_{ba}$, com grandes oscilações de k_{pq} em momentos que a velocidade está abaixo de 1,0 pu, podendo causar saturação do controle de corrente.

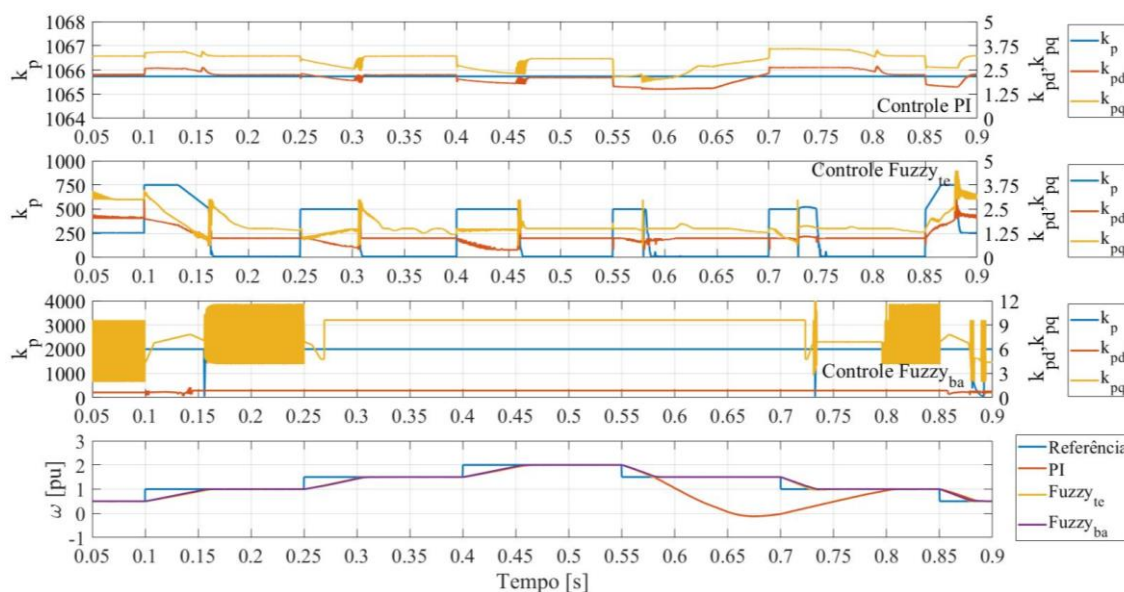


Figura 61 – Resposta dos ganhos para o controle PI (Superior), $Fuzzy_{te}$ (Centro) e $Fuzzy_{ba}$ (Inferior) para diferentes degraus de velocidade.

Fonte: Autoria própria

A Figura 62 apresenta a região de operação pelos controles de torque MTPA e FW utilizando a corrente medida. Como o resultado para os três controles é semelhante, apenas o do controle $Fuzzy_{te}$ é apresentado. A máquina é inicialmente acionada com velocidade constante, que tem a carga no eixo aumentada até seu valor máximo. Neste momento o controle de torque atua em MTPA, produzindo o maior torque possível gerando as menores perdas. Ao atingir o valor limite de corrente a máquina é então acelerada até a velocidade máxima, estabelecida em 10.000 rpm. Ao atingir o limite de tensão do conversor o controle de torque é substituído para o FW, que é mantido até alcançar a velocidade máxima.

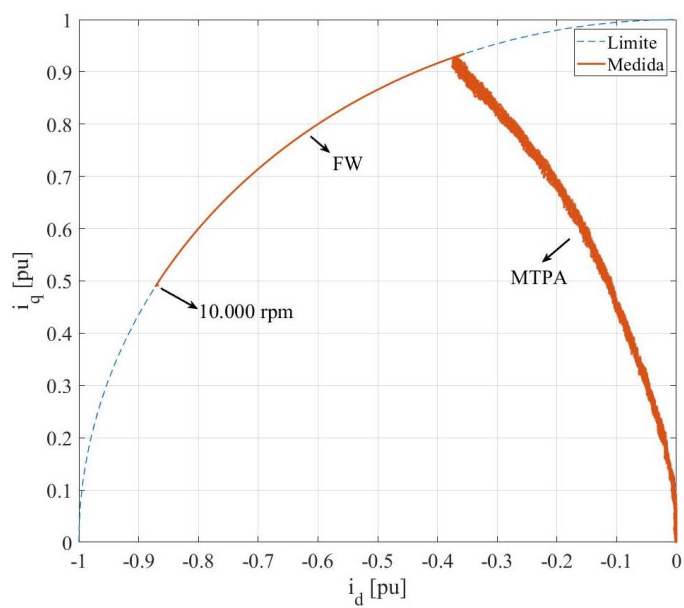


Figura 62 – Região de operação pelos controles MTPA e FW com corrente medida.
Fonte: Autoria própria

Capítulo 5 - Conclusão

Veículos elétricos têm ganhado ênfase nos últimos anos como uma das possíveis soluções de redução de emissão dos gases do efeito estufa. Os motores de ímã permanente se destacam dentre as possíveis escolhas de motores elétricos, equipamento fundamental para o VE, por seu torque elevado, alta densidade de potência, eficiência, ampla faixa de velocidade e confiabilidade. E ainda, é possível inserir os ímãs no interior do rotor, chamado de IPMSM, a fim de ampliar a faixa de torque da máquina através da adição do torque de relutância. Porém, tal melhoria pode trazer desvantagens para o *powertrain* do VE, passando a apresentar elevado *ripple* de torque, causando possíveis problemas mecânicos e desconforto para os passageiros do veículo. Outro conhecido efeito da máquina de ímã é o da chamada saturação, onde as indutâncias variam em função da corrente elétrica, que pode afetar o projeto do sistema de controle caso seja desconsiderado. Assim, torna-se crucial a observação destes efeitos, de forma que seja possível considera-los no desenvolvimento de um sistema de acionamento adequado para a máquina.

Além disso, a técnica de controle de velocidade utilizada no acionamento do conversor de potência tem papel crucial na utilização de um IPMSM em aplicações veiculares. A técnica mais tradicional é o controle PI em conjunto com um controle vetorial, que possui uma malha externa de controle de velocidade e uma malha interna com o controle de corrente, decompostas no eixo dq . Entretanto, esta estratégia possui desvantagens para essa aplicação, uma vez que os ganhos dos controladores são usualmente dimensionados para apenas um ponto de operação.

Assim, este trabalho teve como objetivo principal desenvolver um controle não-linear para acionamento de um IPMSM com aplicação veicular. Para tal, é necessário a definição de um modelo de máquina e um modelo de controle. O modelo computacional de IPMSM, baseado em modelagem FEA, foi desenvolvido no software *Ansys Maxwell*, capaz de representar com maior fidelidade os efeitos e dinâmicas da máquina. Em seguida, seu resultado é implementado em um modelo desenvolvido no software *Simulink*, através de LUTs, permitindo a utilização do resultado refinado dos elementos finitos com um passo de simulação compatível com simulações de sistemas que envolvem eletrônica de potência. A comparação do resultado da simulação no *Maxwell* e *Simulink*, considerando diversos pontos de operação da máquina, teve uma diferença para o torque médio próximo de 1%, assim como uma diferença entre o *ripple* máximo de torque próximo de 3%. Logo, conclui-se que

o desenvolvimento do sistema de acionamento através do *Simulink*, mantendo o resultado gerado pelos elementos finitos, é possível.

O sistema de controle proposto é considerado uma melhoria do controle de velocidade PI, onde um controle Fuzzy é implementado de forma a atualizar os ganhos dos controladores PI em função dos dados de entrada. Desta forma, é possível manter a simplicidade do controle PI e adicionar a capacidade não-linear do controle Fuzzy, denominado Fuzzy-PI. Entretanto, não existe um método consolidado para a seleção dos parâmetros do controle Fuzzy-PI, tornando o método da tentativa e erro o mais tradicional. Porém, este método pode demandar um período prolongado de tempo, principalmente quando o projetista não possui total conhecimento do sistema. Sendo assim, este trabalho também propõem o uso de uma técnica metaheurística para a calibração dos parâmetros do controle Fuzzy-PI, denominado controle *Fuzzy_{ba}*. Em contrapartida, o controle Fuzzy-PI calibrado por tentativa e erro é denominado como *Fuzzy_{te}*. Dada a função objetivo, os valores encontrados para o controle PI, *Fuzzy_{te}* e *Fuzzy_{ba}* são de, respectivamente, $43,5 * 10^3$, 44,82 e 57,48. Apesar do controle *Fuzzy_{ba}* ter um valor de função objetivo 28% superior ao controle *Fuzzy_{te}*, o que indica uma melhor parametrização do controle *Fuzzy_{te}*, este foi considerado suficiente para análise, uma vez que é inferior ao resultado do controle PI. A redução do valor da função objetivo depende, além de outros fatores, da própria definição da mesma. Entretanto, foge do escopo deste trabalho o encontro da solução ótima global.

Logo, a avaliação dos resultados é feita com a comparação dos três controles, a referência PI, o *Fuzzy_{te}*, com parâmetros selecionados por tentativa e erro, e o *Fuzzy_{ba}*, com parâmetros calibrados por metaheurística. A avaliação considera a operação do sistema em regime permanente e resposta dinâmica. Para o regime permanente são considerados mapas e perfis de corrente. De forma geral, percebe-se que há uma relação entre o THD da corrente e *ripple* de torque, em que quanto maior o THD menor é o *ripple*. Este efeito ocorre em baixas velocidades, que reduz com o aumento da velocidade, aumentando o *ripple*. Tal fato se explica pela ampla faixa de modulação do conversor em baixa velocidade, tornando-o capaz de modular elevadas frequências harmônicas e cancelar o efeito do *cogging* torque. À medida que a velocidade da máquina aumenta estas frequências harmônicas se tornam incapazes de serem moduladas, impossibilitando a ação do controle contra o *cogging* torque.

O controle *Fuzzy_{te}* apresenta o menor *ripple* de torque em toda faixa de operação. Já o controle *Fuzzy_{ba}* possui um *ripple* de torque inferior ao controle PI apenas em operação

acima da velocidade nominal. Além disso, tanto o controle $Fuzzy_{te}$ quanto o $Fuzzy_{ba}$ possuem uma melhor utilização da tensão e corrente da bateria, tornando-os mais eficiente, especialmente em velocidades abaixo da nominal.

O controle $Fuzzy_{te}$ possui uma resposta dinâmica mais lenta, permitindo a ocorrência de *overshoots*, além de uma maior oscilação da velocidade medida em relação a referência. Entretanto, estes representam menos de 1% de variação em relação as suas respectivas referências. Além disso, o controle PI possui uma condição de instabilidade transitória, inexistente no controle $Fuzzy_{te}$ e $Fuzzy_{ba}$, comprovando-se sua inadequação para a aplicação veicular. Também pode-se evidenciar a geração de sinais de referências com maiores oscilações pelo controle $Fuzzy_{ba}$ em relação ao $Fuzzy_{te}$, justificando sua eficiência reduzida e maiores oscilações de torque. Por fim, a região de operação do controle de torque foi avaliada, reforçando a capacidade de operação do controle proposto tanto em MTPA quanto em FW.

Portanto, os resultados comprovam que o controle proposto é mais robusto e eficiente que o controle tradicional, além da possibilidade do uso em conjunto com técnicas de metaheurística, e assim cumprindo com o objetivo deste trabalho.

Trabalhos futuros

Esta seção tem como objetivo apresentar propostas para a melhoria contínua desta pesquisa, abordando tanto aprimoramentos na modelagem da máquina quanto no sistema de controle.

A operação da máquina em velocidades abaixo da nominal é afetada principalmente pelo efeito Joule, destacando a importância do controle MTPA. Embora seja possível modelar esse efeito simplesmente inserindo uma resistência elétrica no circuito de potência, a omissão da modelagem das perdas no núcleo magnético da máquina, mais evidentes em velocidades mais altas, resulta em um rendimento do sistema de 100%, o que é fisicamente impossível. Portanto, é crucial incorporar a modelagem desse efeito para uma simulação mais realista, que pode além disso, aumentar a estabilidade do sistema. A utilização da simulação em elementos finitos pode ser benéfica para obter um mapa detalhado das perdas.

A modelagem mecânica do *powertrain* também possui parcela importante na composição do resultado. Sendo assim, faz-se necessário um melhor refinamento do modelo mecânico da máquina elétrica, assim como a modelagem da carga acoplada no eixo, a fim de se encontrar um resultado mais condizente com a realidade da aplicação.

A co-simulação entre um software de elementos finitos e um software de circuitos elétricos se torna inviável dada a complexidade e o elevado tempo de simulação. A modelagem da máquina, com resultados fiéis aos dos elementos finitos, em um software de circuitos elétricos permite o desenvolvimento rápido, uma vez que a simulação pode durar poucos segundos. Porém, para o processo de otimização *offline* é necessário que a simulação seja executada de centenas a milhares de vezes, podendo tornar o processo inviável. Assim, para se dar prosseguimento com o método de otimização *offline* é necessário reduzir o tempo de simulação. Uma possível forma é através de uma modelagem simplificada do conversor, substituindo os dispositivos semicondutores atuais por modelos mais simples, como por exemplo fontes de tensão controladas com funções de chaveamento.

O controle em enfraquecimento de campo é fundamental para a operação do IPMSM em velocidades acima da nominal. Entretanto, a partir de certo ponto, o controle FW deixa de ser ideal, tornando-se necessário utilizar o controle de máximo torque por Volt (do inglês, *Maximum Torque per Volt* – MTPV). Sendo assim, é importante considerar a implementação dessa estratégia de controle de torque ao se considerar a aplicação da máquina em velocidades mais elevadas.

Assim como a *online*, a otimização *offline* possui vantagens e desvantagens. Neste sentido é possível desenvolver um sistema de controle de forma que alguns parâmetros sejam otimizados de forma *offline*, enquanto outros sejam otimizados de forma *online*, aproveitando assim a vantagem de cada método. Para tal, podem ser investigados inicialmente métodos baseados em gradiente, como o método de Newton, ou até mesmo metaheurísticas.

O controle Fuzzy tem como uma das vantagens a capacidade de incorporar o conhecimento do especialista através de variáveis linguísticas. Tais variáveis são traduzidas e avaliadas através de funções de pertinência e condições SE-ENTÃO. Apesar da possibilidade de implementação prática desse tipo de controlador em microcontroladores modernos a quantidade excessiva de funções de pertinência e condições pode impossibilitar sua implementação. Sendo assim, é necessária uma avaliação dos impactos da redução das variáveis linguísticas a fim de se tornar possível a implementação prática desse controle em microcontroladores.

Por fim, apesar das vantagens do controle Fuzzy, sua incapacidade de generalizar comportamentos o torna dependente dos casos analisados durante a calibragem. Assim, é

possível explorar técnicas de controle envolvendo Redes Neurais, que têm a capacidade de generalização, proporcionando uma abordagem mais abrangente.

Bibliografia

- [1] H. Ritchie, M. Roser, e P. Rosado, “CO₂ and Greenhouse Gas Emissions”, Ourworldindata.org. [Online]. Disponível em: <https://ourworldindata.org/co2-and-other-greenhouse-gas-emissions>
- [2] United Nations Climate Change, “The Paris Agreement”, United Nations Framework Convention on Climate Change. [Online]. Disponível em: <https://unfccc.int/process-and-meetings/the-paris-agreement/the-paris-agreement>
- [3] Agência Câmara de Notícias, “Projeto adapta política climática brasileira ao Acordo de Paris”, Agência Câmara de Notícias. [Online]. Disponível em: <https://www.camara.leg.br/noticias/846925-projeto-adapta-politica-climatica-brasileira-ao-acordo-de-paris>
- [4] Senado Federal, “Projeto de Lei nº 6539, de 2019”, Senado Federal. [Online]. Disponível em: <https://www25.senado.leg.br/web/atividade/materias/-/materia/140343>
- [5] EPA, “Global Greenhouse Gas Emissions Data”, United States Environmental Protection Agency. [Online]. Disponível em: <https://www.epa.gov/ghgemissions/global-greenhouse-gas-emissions-data>
- [6] J. A. Sanguesa, V. Torres-Sanz, P. Garrido, F. J. Martinez, e J. M. Marquez-Barja, “A Review on Electric Vehicles: Technologies and Challenges”, *Smart Cities*, vol. 4, nº 1, p. 372–404, mar. 2021, doi: 10.3390/smartcities4010022.
- [7] X. Sun, Z. Li, X. Wang, e C. Li, “Technology Development of Electric Vehicles: A Review”, *Energies*, vol. 13, nº 1, p. 90, dez. 2019, doi: 10.3390/en13010090.
- [8] Toyota, “Responding to the Energy Problem”, Toyota Global. [Online]. Disponível em: https://www.toyota-global.com/company/history_of_toyota/75years/text/leaping_forward_as_a_global_corporation/chapter4/section8/item2.html
- [9] Autoexpress, “Tesla Roadster (2008-2013) review”, Autoexpress. [Online]. Disponível em: <https://www.autoexpress.co.uk/tesla/roadster>
- [10] Autoexpress, “Used Nissan Leaf (Mk1, 2011-2018) review”, Autoexpress. [Online]. Disponível em: <https://www.autoexpress.co.uk/nissan/leaf/101723/used-nissan-leaf-mk1-2011-2018-review>
- [11] UOL, “Lembra do Gurgel? Por que não existem mais montadoras 100% nacionais”, UOL. [Online]. Disponível em: <https://www.uol.com.br/carros/noticias/redacao/2020/02/03/lembra-do-gurgel-por-que-nao-existem-mais-montadoras-100-nacionais.htm>
- [12] I. López, E. Ibarra, A. Matallana, J. Andreu, e I. Kortabarria, “Next generation electric drives for HEV/EV propulsion systems: Technology, trends and challenges”, *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 114, p. 109336, out. 2019, doi: 10.1016/j.rser.2019.109336.
- [13] Z. Wang, T. W. Ching, S. Huang, H. Wang, e T. Xu, “Challenges Faced by Electric Vehicle Motors and Their Solutions”, *IEEE Access*, vol. 9, p. 5228–5249, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3045716.
- [14] T. A. Huynh e M.-F. Hsieh, “Comparative Study of PM-Assisted SynRM and IPMSM on Constant Power Speed Range for EV Applications”, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 53, nº 11, p. 1–6, nov. 2017, doi: 10.1109/TMAG.2017.2707125.
- [15] S.-H. Kim, *Electric motor control: DC, AC and BLDC motors*. Cambridge, Massachusetts: Elsevier, 2017.

- [16] H. H. Choi, J.-W. Jung, e R.-Y. Kim, “Fuzzy adaptive speed control of a permanent magnet synchronous motor”, *Int. J. Electron.*, vol. 99, n° 5, p. 657–672, maio 2012, doi: 10.1080/00207217.2011.643494.
- [17] J. Qu, J. Jatskevich, C. Zhang, e S. Zhang, “Torque Ripple Reduction Method for Permanent Magnet Synchronous Machine Drives With Novel Harmonic Current Control”, *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 36, n° 3, p. 2502–2513, set. 2021, doi: 10.1109/TEC.2021.3056557.
- [18] N. T.-T. Vu, D.-Y. Yu, H. H. Choi, e J.-W. Jung, “T–S Fuzzy-Model-Based Sliding-Mode Control for Surface-Mounted Permanent-Magnet Synchronous Motors Considering Uncertainties”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, n° 10, p. 4281–4291, out. 2013, doi: 10.1109/TIE.2012.2213554.
- [19] Y.-S. Choi, H. H. Choi, e J.-W. Jung, “Feedback Linearization Direct Torque Control With Reduced Torque and Flux Ripples for IPMSM Drives”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, n° 5, p. 3728–3737, maio 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2460249.
- [20] F. Mwasilu, H. T. Nguyen, H. H. Choi, e J.-W. Jung, “Finite Set Model Predictive Control of Interior PM Synchronous Motor Drives With an External Disturbance Rejection Technique”, *IEEEASME Trans. Mechatron.*, vol. 22, n° 2, p. 762–773, abr. 2017, doi: 10.1109/TMECH.2016.2632859.
- [21] H. Wei, J. Yu, Y. Zhang, e Q. Ai, “High-speed control strategy for permanent magnet synchronous machines in electric vehicles drives: Analysis of dynamic torque response and instantaneous current compensation”, *Energy Rep.*, vol. 6, p. 2324–2335, nov. 2020, doi: 10.1016/j.egyr.2020.08.016.
- [22] W. Wang, F. Tan, H. Ge, J. Wu, e Y. Zhang, “Adaptive Integral Backstepping Control of PMSM with Differential Terms Based on Parameters Fuzzy Self-Tuning”. ICIC International 学会, 2019. doi: 10.24507/ijicic.15.06.2165.
- [23] M. S. Zaky, “Adaptive and robust speed control of interior permanent magnet synchronous motor drives”, *Electr. Eng.*, vol. 94, n° 1, p. 49–58, mar. 2012, doi: 10.1007/s00202-011-0217-3.
- [24] X. Chen, J. Wang, B. Sen, P. Lazari, e T. Sun, “A High-Fidelity and Computationally Efficient Model for Interior Permanent-Magnet Machines Considering the Magnetic Saturation, Spatial Harmonics, and Iron Loss Effect”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, n° 7, p. 4044–4055, jul. 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2388200.
- [25] C. Lai, G. Feng, K. Mukherjee, V. Loukanov, e N. C. Kar, “Torque Ripple Modeling and Minimization for Interior PMSM Considering Magnetic Saturation”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, n° 3, p. 2417–2429, mar. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2695440.
- [26] W. Liang, J. Wang, T. Lu, e W. Fang, “A New Method for Multiple Finite-Element Models in Cosimulation With Electrical Circuit Using Machine Multiloop Modeling Scheme”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, n° 12, p. 6583–6590, dez. 2014, doi: 10.1109/TIE.2014.2314053.
- [27] M. Katona, M. Kuczmann, e T. Orosz, “Accuracy of the robust design analysis for the flux barrier modelling of an interior permanent magnet synchronous motor”, *J. Comput. Appl. Math.*, vol. 429, p. 115228, set. 2023, doi: 10.1016/j.cam.2023.115228.
- [28] J. Wu, X. Zhu, D. Fan, Z. Xiang, L. Xu, e L. Quan, “Robust Optimization Design for Permanent Magnet Machine Considering Magnet Material Uncertainties”, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 58, n° 2, p. 1–7, fev. 2022, doi: 10.1109/TMAG.2021.3080514.
- [29] Y. Cheng, L. Ding, X. Ju, S. Cui, e S. Han, “Multi-Objective Design of an Interior Permanent Magnet Machine with Robustness Considerations”, em *2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Gothenburg, Sweden: IEEE, ago. 2020, p. 2533–2539. doi: 10.1109/ICEM49940.2020.9270779.

- [30] H. Chaoui, M. Khayamy, e A. A. Aljarboua, “Adaptive Interval Type-2 Fuzzy Logic Control for PMSM Drives With a Modified Reference Frame”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, n° 5, p. 3786–3797, maio 2017, doi: 10.1109/TIE.2017.2650858.
- [31] D. S. Hooda e V. Raich, *Fuzzy logic models and fuzzy control: an introduction*. Oxford: Alpha Science International Ltd, 2017.
- [32] R. S. Rebeiro e M. N. Uddin, “Performance Analysis of an FLC-Based Online Adaptation of Both Hysteresis and PI Controllers for IPMSM Drive”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, n° 1, p. 12–19, jan. 2012, doi: 10.1109/TIA.2011.2175876.
- [33] M. N. Uddin, “An Adaptive-Filter-Based Torque-Ripple Minimization of a Fuzzy-Logic Controller for Speed Control of IPM Motor Drives”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, n° 1, p. 350–358, jan. 2011, doi: 10.1109/TIA.2010.2090316.
- [34] J. J. Justo, F. Mwasilu, E.-K. Kim, J. Kim, H. H. Choi, e J.-W. Jung, “Fuzzy Model Predictive Direct Torque Control of IPMSMs for Electric Vehicle Applications”, *IEEEASME Trans. Mechatron.*, vol. 22, n° 4, p. 1542–1553, ago. 2017, doi: 10.1109/TMECH.2017.2665670.
- [35] M. N. Cirstea, Org., *Neural and fuzzy logic control of drives and power systems*. Oxford ; Burlington, MA: Newnes, 2002.
- [36] J. M. Mendel, H. Hagsras, W.-W. Tan, W. W. Melek, e H. Ying, *Introduction to type-2 fuzzy logic control: theory and applications*. Hoboken, New Jersey: IEEE/Wiley, 2014.
- [37] Y. Wang *et al.*, “Genetic algorithm-based fuzzy optimization of energy management strategy for fuel cell vehicles considering driving cycles recognition”, *Energy*, vol. 263, p. 126112, jan. 2023, doi: 10.1016/j.energy.2022.126112.
- [38] H.-H. Chou, Y.-S. Kung, N. Vu Quynh, e S. Cheng, “Optimized FPGA design, verification and implementation of a neuro-fuzzy controller for PMSM drives”, *Math. Comput. Simul.*, vol. 90, p. 28–44, abr. 2013, doi: 10.1016/j.matcom.2012.07.012.
- [39] Y. Zheng, H. Zhao, S. Zhen, e H. Sun, “Fuzzy-set theory based optimal robust constraint-following control for permanent magnet synchronous motor with uncertainties”, *Control Eng. Pract.*, vol. 115, p. 104911, out. 2021, doi: 10.1016/j.conengprac.2021.104911.
- [40] H. Li, B. Song, T. Chen, Y. Xie, e X. Zhou, “Adaptive fuzzy PI controller for permanent magnet synchronous motor drive based on predictive functional control”, *J. Frankl. Inst.*, vol. 358, n° 15, p. 7333–7364, out. 2021, doi: 10.1016/j.jfranklin.2021.07.024.
- [41] D. Kumar e G. Das, “Adaptive Fuzzy Controller Based Self Regulated Reference Stator Flux Estimator of Direct Torque Control for Three Level Inverter Fed IPMSM”, *Int. J. Intell. Eng. Syst.*, vol. 13, n° 2, p. 11–19, abr. 2020, doi: 10.22266/ijies2020.0430.02.
- [42] X. An, G. Liu, Q. Chen, W. Zhao, e X. Song, “Adjustable Model Predictive Control for IPMSM Drives Based on Online Stator Inductance Identification”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 69, n° 4, p. 3368–3381, abr. 2022, doi: 10.1109/TIE.2021.3076718.
- [43] H. Elsherbiny, M. K. Ahmed, e M. Elwany, “Comparative Evaluation for Torque Control Strategies of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor for Electric Vehicles”, *Period. Polytech. Electr. Eng. Comput. Sci.*, vol. 65, n° 3, p. 244–261, jul. 2021, doi: 10.3311/PPee.16672.
- [44] M. N. Uddin, M. A. Abido, e M. A. Rahman, “Development and Implementation of a Hybrid Intelligent Controller for Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, n° 1, p. 68–76, jan. 2004, doi: 10.1109/TIA.2003.821797.
- [45] M. N. Uddin, T. S. Radwan, e M. A. Rahman, “Fuzzy-logic-controller-based cost-effective four-switch three-phase inverter-fed IPM synchronous motor drive system”,

- IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, n° 1, p. 21–30, jan. 2006, doi: 10.1109/TIA.2005.861277.
- [46] M. N. Uddin e M. A. Rahman, “High-Speed Control of IPMSM Drives Using Improved Fuzzy Logic Algorithms”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, n° 1, p. 190–199, fev. 2007, doi: 10.1109/TIE.2006.888781.
- [47] M. Usama e J. Kim, “Improved Self-Sensing Speed Control of IPMSM Drive Based on Cascaded Nonlinear Control”, *Energies*, vol. 14, n° 8, p. 2205, abr. 2021, doi: 10.3390/en14082205.
- [48] F.-J. Lin, Y.-H. Liao, J.-R. Lin, e W.-T. Lin, “Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System with Machine Learning-Based Maximum Torque per Ampere and Flux-Weakening Control”, *Energies*, vol. 14, n° 2, p. 346, jan. 2021, doi: 10.3390/en14020346.
- [49] A. Elhaj, M. Alzayed, e H. Chaoui, “Multiparameter Estimation-Based Sensorless Adaptive Direct Voltage MTPA Control for IPMSM Using Fuzzy Logic MRAS”, *Machines*, vol. 11, n° 9, p. 861, ago. 2023, doi: 10.3390/machines11090861.
- [50] F.-J. Lin, S.-G. Chen, S. Li, H.-T. Chou, e J.-R. Lin, “Online Autotuning Technique for IPMSM Servo Drive by Intelligent Identification of Moment of Inertia”, *IEEE Trans. Ind. Inform.*, vol. 16, n° 12, p. 7579–7590, dez. 2020, doi: 10.1109/TII.2020.2965194.
- [51] X. Feng, S. Xie, Z. Zhang, Y. Chen, H. Qin, e C. Zhao, “Research on speed loop control of IPMSM based on Fuzzy linear active disturbance rejection control”, *Energy Rep.*, vol. 8, p. 804–812, nov. 2022, doi: 10.1016/j.egy.2022.05.258.
- [52] C. B. Butt, M. A. Hoque, e M. A. Rahman, “Simplified Fuzzy-Logic-Based MTPA Speed Control of IPMSM Drive”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, n° 6, p. 1529–1535, nov. 2004, doi: 10.1109/TIA.2004.836312.
- [53] F.-J. Lin, C.-W. Liu, e P.-L. Wang, “Voltage Control of IPMSM Servo Drive in Constant Power Region With Intelligent Parameter Estimation”, *IEEE Access*, vol. 10, p. 99243–99256, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3206533.
- [54] A. Bitencourt, B. Borba, B. França, e D. Dias, “Development and Analysis of an IPMSM Fea-Based Model for Electric Vehicle Application”, em *2023 25th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'23 ECCE Europe)*, Aalborg, Denmark: IEEE, set. 2023, p. 1–10. doi: 10.23919/EPE23ECCEurope58414.2023.10264518.
- [55] B. A. Basit, H. H. Choi, e J.-W. Jung, “An Online Torque Ripple Minimization Technique for IPMSM Drives: Fuzzy System-Based d -Axis Current Design Approach”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 68, n° 12, p. 11794–11805, dez. 2021, doi: 10.1109/TIE.2020.3044807.
- [56] D. C. Hanselman, *Brushless permanent magnet motor design*, 2. ed., [Nachdr.]. Lebanon, Ohio: Magna Physics Publishing, 2006.
- [57] J. F. Gieras, *Permanent magnet motor technology: design and applications*, 3rd ed. Boca Raton: CRC Press, 2010.
- [58] J. Pyrhönen, V. Hrabovcová, e S. Semken, *Electrical machine drives control: an introduction*. Chichester, West Sussex, United Kingdom: Wiley, 2016.
- [59] Y. Qin *et al.*, “Noise and vibration suppression in hybrid electric vehicles: State of the art and challenges”, *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 124, p. 109782, maio 2020, doi: 10.1016/j.rser.2020.109782.
- [60] B. Guenin, J. Könnemann, e L. Tuncel, *A gentle introduction to optimization*. Cambridge: Cambridge University Press, 2014.
- [61] S. P. Boyd e L. Vandenberghe, *Convex optimization*. Cambridge, UK ; New York: Cambridge University Press, 2004.

- [62] X.-S. Yang, *Engineering optimization: an introduction with metaheuristic applications*. Hoboken, N.J: John Wiley, 2010.
- [63] W. Abd El Maguid Ahmed, M. M. Adel, M. Taha, e A. A. Saleh, “PSO technique applied to sensorless field-oriented control PMSM drive with discretized RL-fractional integral”, *Alex. Eng. J.*, vol. 60, n° 4, p. 4029–4040, ago. 2021, doi: 10.1016/j.aej.2021.02.049.
- [64] A. Djerioui, A. Houari, M. Ait-Ahmed, M.-F. Benkhoris, A. Chouder, e M. Machmoum, “Grey Wolf based control for speed ripple reduction at low speed operation of PMSM drives”, *ISA Trans.*, vol. 74, p. 111–119, mar. 2018, doi: 10.1016/j.isatra.2018.01.012.
- [65] A. Rahimi, F. Bavafa, S. Aghababaei, M. H. Khooban, e S. V. Naghavi, “The online parameter identification of chaotic behaviour in permanent magnet synchronous motor by Self-Adaptive Learning Bat-inspired algorithm”, *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 78, p. 285–291, jun. 2016, doi: 10.1016/j.ijepes.2015.11.084.
- [66] A. K. Vamsi Krishna Reddy e K. Venkata Lakshmi Narayana, “Meta-heuristics optimization in electric vehicles -an extensive review”, *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 160, p. 112285, maio 2022, doi: 10.1016/j.rser.2022.112285.
- [67] X.-S. Yang, “A New Metaheuristic Bat-Inspired Algorithm”, em *Nature Inspired Cooperative Strategies for Optimization (NICSO 2010)*, vol. 284, J. R. González, D. A. Pelta, C. Cruz, G. Terrazas, e N. Krasnogor, Orgs., em *Studies in Computational Intelligence*, vol. 284., Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2010, p. 65–74. doi: 10.1007/978-3-642-12538-6_6.
- [68] H. Li, B. Song, X. Tang, Y. Xie, e X. Zhou, “A multi-objective bat algorithm with a novel competitive mechanism and its application in controller tuning”, *Eng. Appl. Artif. Intell.*, vol. 106, p. 104453, nov. 2021, doi: 10.1016/j.engappai.2021.104453.
- [69] H. Li, B. Song, X. Tang, Y. Xie, e X. Zhou, “Controller optimization using data-driven constrained bat algorithm with gradient-based depth-first search strategy”, *ISA Trans.*, vol. 125, p. 212–236, jun. 2022, doi: 10.1016/j.isatra.2021.06.032.
- [70] S. Oki, S. Ishikawa, e T. Ikemi, “Development of High-Power and High-Efficiency Motor for a Newly Developed Electric Vehicle”, *SAE Int. J. Altern. Powertrains*, vol. 1, n° 1, p. 104–111, abr. 2012, doi: 10.4271/2012-01-0342.
- [71] X. Liu, H. Chen, J. Zhao, e A. Belahcen, “Research on the Performances and Parameters of Interior PMSM Used for Electric Vehicles”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, n° 6, p. 3533–3545, jun. 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2524415.
- [72] N. Zhao, G. Wang, D. Xu, e D. Xiao, “An Active Damping Control Method for Reduced DC-Link Capacitance IPMSM Drives”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, n° 3, p. 2057–2068, mar. 2018, doi: 10.1109/TIE.2017.2748062.
- [73] G. Migliazza *et al.*, “DC Current Control for a Single-Stage Current Source Inverter in Motor Drive Application”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 36, n° 3, p. 3367–3376, mar. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3013301.
- [74] R. Ortega, N. Monshizadeh, P. Monshizadeh, D. Bazylev, e A. Pyrkin, “Permanent magnet synchronous motors are globally asymptotically stabilizable with PI current control”, *Automatica*, vol. 98, p. 296–301, dez. 2018, doi: 10.1016/j.automatica.2018.09.031.
- [75] C. M. Verrelli e P. Tomei, “Global stability for the inner and outer PI control actions in non-salient-pole PMSMs”, *Automatica*, vol. 117, p. 108988, jul. 2020, doi: 10.1016/j.automatica.2020.108988.
- [76] Q. Zhang, Y. Fan, J. Chen, C. Yang, e M. Cheng, “A Current Harmonic Suppression Method for PMSM Based on Harmonic Prediction Adaptive Notch Filter”, *IEEE Trans. Energy Convers.*, p. 1–1, 2022, doi: 10.1109/TEC.2022.3167111.

- [77] F. Wang, Y. Wei, H. Young, D. Ke, D. Huang, e J. Rodríguez, “Continuous-Control-Set Model-Free Predictive Control Using Time-Series Subspace for PMSM Drives”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, p. 1–11, 2023, doi: 10.1109/TIE.2023.3310017.
- [78] S. Madanzadeh, A. Abedini, A. Radan, e J.-S. Ro, “Application of quadratic linearization state feedback control with hysteresis reference reformer to improve the dynamic response of interior permanent magnet synchronous motors”, *ISA Trans.*, vol. 99, p. 167–190, abr. 2020, doi: 10.1016/j.isatra.2019.08.067.
- [79] M. Gopal, *Control systems: principles and design*, 3rd ed. New Delhi: Tata McGraw-Hill, 2008.
- [80] Y. Liao, D. Xiang, L. Ran, e G. A. Putrus, “Analysis of harmonic transfer in an AC excited generator including speed ripple”, em *IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02*, Sevilla, Spain: IEEE, 2002, p. 1162–1166. doi: 10.1109/IECON.2002.1185437.
- [81] Nam, Myung Joon, Kim, Jong Hyun, Cho, Kwan-Yuhl, Kim, Hag-Wone, e Cho, Younghoon, “Torque Ripple Reduction of an Interior PM Synchronous Motor by Compensating Harmonic Currents Based on Flux Linkage Harmonics”, *J. Power Electron.*, 2017, doi: <https://doi.org/10.6113/JPE.2017.17.5.1223>.

Apêndice

A.Transformada de Park

A transformação d-q, conhecida como transformada de Park, se refere a transformação do eixo de referência das variáveis trifásicas abc , comumente usados em sistemas CA, para variáveis dqn ortogonais entre si. A Figura 63 apresenta ambos os eixos, em que o eixo d , conhecido como eixo direto, é normalmente escolhido como a direção do fluxo magnético em motores CA no controle vetorial. Já o eixo q , conhecido como eixo de quadratura, possui a componente que produz o torque do motor CA e está 90° adiantado em relação ao eixo d . Por fim, o eixo n , conhecido como eixo neutro, é ortogonal tanto ao eixo d quanto ao eixo q . O eixo n não tem relação com a produção de potência do motor CA, mas está relacionado a distúrbios, como faltas.

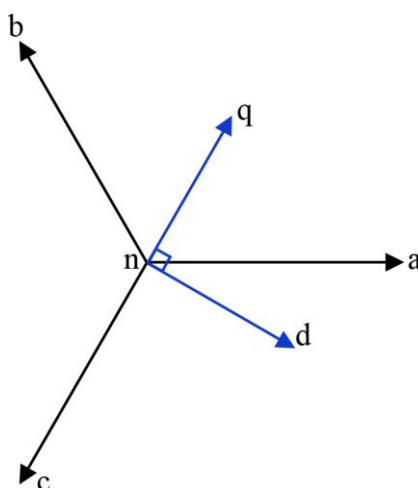


Figura 63 – Eixos de referência abc e dqn .

Fonte: Autoria própria

O eixo de referência dqn pode ser considerado como estacionário ou girante, a depender da referência escolhida. Caso a referência escolhida seja o estator, o eixo é considerado estacionário. Já para a referência do rotor, o eixo é considerado girante, em função de uma dada velocidade angular ω . Existem dois valores tipicamente utilizados para a velocidade de rotação do eixo girante, apesar de teoricamente qualquer valor poder ser utilizado. São estes a velocidade síncrona do campo girante e a velocidade do rotor.

A transformação de variáveis no eixo abc para o eixo dqn em uma velocidade angular ω arbitrária é dada pela equação $f_{dqn}^\omega = T(\theta)f_{abc}$, em que f é a grandeza a ser referenciada ao novo eixo e $T(\theta)$ é uma matriz de transformação. A Equação (39) apresenta a versão

matricial expandida para a transformação da corrente trifásica no eixo abc para o eixo dqn , em que θ é dado pela equação $\theta = \int \omega(t)dt + \theta(0)$. A representação gráfica da transformação é apresentada na Figura 64.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_n \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (39)$$

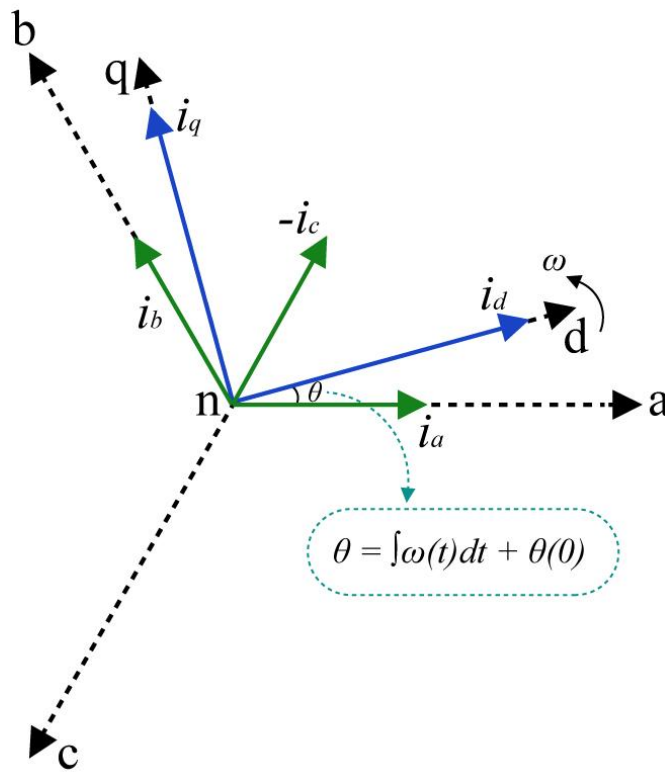


Figura 64 – Transformação no quadro de referência rotativo arbitrário.

Fonte: Adaptado de [15]

A constante de multiplicação na matriz $T(\theta)$ determina a invariância da transformação. O coeficiente $2/3$ reflete uma mesma amplitude nas variáveis no eixo dqn e abc . Sendo assim, é chamada uma transformação de magnitude invariante.

B. Motores síncronos de ímã permanente

A configuração do estator de um motor síncrono é a mesma que de um motor de indução. Os enrolamentos do estator são conectados em uma fonte de corrente alternada

trifásica para gerar um campo magnético girante. Entretanto, ao contrário do motor de indução, o rotor de um motor síncrono tem um enrolamento de campo ou ímã permanente para gerar o fluxo magnético. Além do torque eletromagnético produzido pelos campos magnéticos do estator e rotor, o motor síncrono com saliência pode se aproveitar do torque de relutância.

Os PMSMs oferecem muitas vantagens em comparação a outros motores. Eles têm alta eficiência, alta densidade de potência, alta relação torque-volume e rápida resposta dinâmica. O rotor do PMSM possui ímãs permanentes para gerar o fluxo magnético, em que as características de densidade de potência, densidade de torque, peso e tamanho variam de acordo com a escolha do material do ímã. Atualmente o ímã de neodímio (também chamado de NdFeB) é o mais comum em PMSMs devido ao seu baixo custo e excelentes características magnéticas. Porém, muitas outras características do motor dependem da forma do estator, do rotor e o arranjo dos ímãs.

A Figura 65 apresenta as classificações do PMSM, que variam entre o tipo de estator, a geração de fluxo, a posição e arranjo dos ímãs e a posição do rotor [15]. A forma mais comum de se configurar um estator trifásico para produzir um fluxo senoidal no entreferro é através do enrolamento distribuído. Entretanto, recentemente o uso de enrolamento concentrado tem aumentado para PMSMs. Apesar dessa configuração ter uma distribuição de força magnetomotriz menos senoidal em comparação com o enrolamento distribuído, ela pode fornecer outras vantagens, como alta densidade de potência, alta eficiência, voltas menores, alto fator de preenchimento, menor custo de fabricação, menor *cogging torque*¹³[56] e tolerância a faltas.

O PMSM pode ser classificado em dois tipos com relação a direção do fluxo gerado, radial e axial, como visto na Figura 66. No fluxo radial, na Figura 66(a), o rotor cilíndrico gira dentro do estator e o fluxo magnético cruza o entreferro na direção radial. Já no fluxo axial, na Figura 66(b), o rotor gira ao lado do estator e o fluxo magnético cruza o entreferro na direção axial. Desses tipos, o mais comum é o fluxo radial, que pode ser classificado em mais duas categorias baseado na posição dos ímãs permanente, como visto na Figura 67: o

¹³ O *cogging torque* em máquinas elétricas de ímã permanente é causado pela interação entre os ímãs permanentes do rotor e as ranhuras do estator. Este torque é dependente da posição do rotor e sua periodicidade por revolução depende do número de polos magnéticos e do número de dentes no estator. Este efeito resulta em *ripple* de torque e de velocidade, especialmente em velocidades mais baixas, causando solavancos na máquina. No entanto, em alta velocidade, o momento de inércia do motor pode filtrar o efeito do *cogging torque*.

de superfície, com os ímãs posicionados na superfície do rotor, e o interior, com os ímãs no interior do núcleo de ferro do rotor.

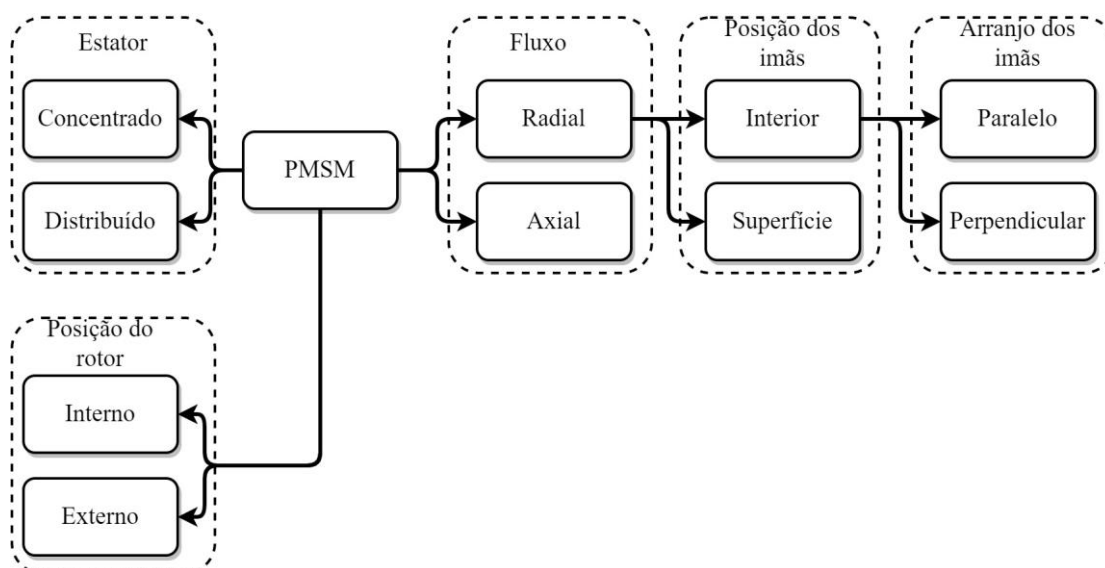


Figura 65 – Classificações do PMSM.

Fonte: Autoria própria

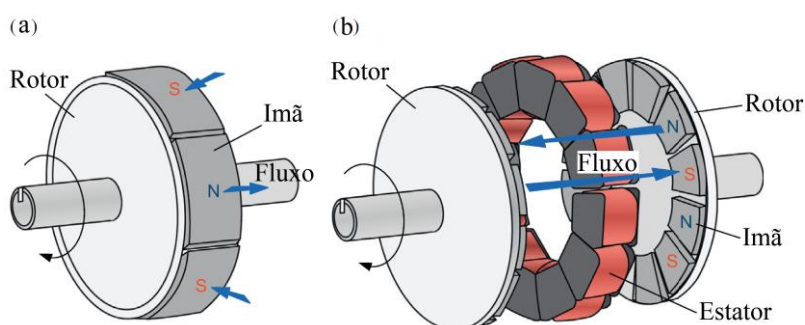


Figura 66 – Tipos de configuração de fluxo no PMSM. (a) Radial e (b) Axial.

Fonte: Adaptado de [15]

O motor com ímã interior, de acordo com o arranjo dos ímãs permanentes, pode ser classificado na topologia paralelo, visto na Figura 67(b), em que os polos magnéticos são localizados em paralelo a circunferência do rotor, e topologia perpendicular, visto na Figura 67(c), em que os polos são localizados perpendicularmente ao rotor. A topologia em perpendicular é a mais utilizada, pois pode concentrar o fluxo magnético e alcançar alto número de polos. Assim, a densidade de fluxo no entreferro pode ser maior que a própria densidade de fluxo dos ímãs. Logo, é possível que um motor alcance uma alta densidade de torque utilizando materiais magnéticos de baixa densidade de fluxo, como o ferrite. Entretanto, podem haver altas distorções harmônicas no fluxo do entreferro devido a concentração nas extremidades dos polos e, portanto, no perfil de tensão induzida. Isso também pode causar um elevado *ripple* no perfil de torque [15].

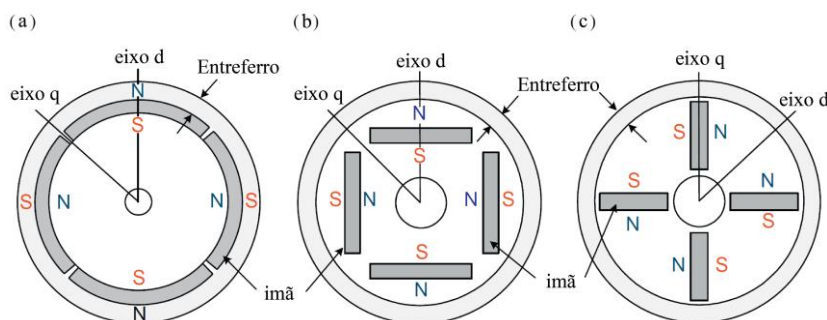


Figura 67 – Topologias dos ímãs do rotor no PMSM. (a) Superfície, (b) interior paralelo e (c) interior perpendicular.

Fonte: Adaptado de [15]

Por fim, o rotor pode ser construído como um rotor interno, que rotaciona no interior do estator, ou como um rotor externo, que rotaciona no exterior do estator, como pode ser visto na Figura 68. O rotor interno tem baixa inércia e, consequentemente, rápida resposta de velocidade. Em contrapartida, o rotor externo tem inércia relativamente alta, tornando-o favorável a aplicações de operação em velocidade constante.

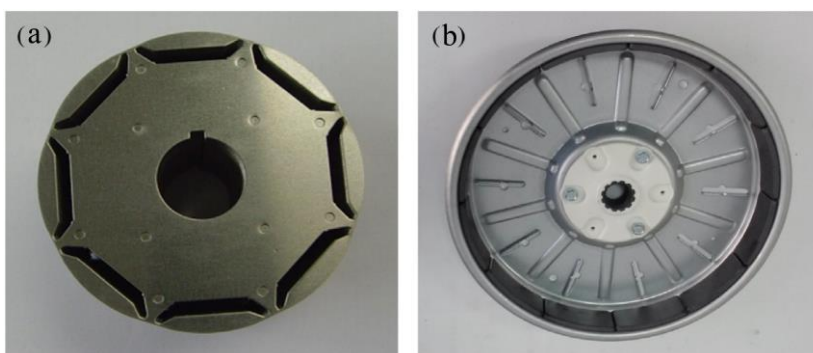


Figura 68 – Topologias do rotor do PMSM. (a) Interno e (b) Externo.

Fonte: Adaptado de [15]

As indutâncias no eixo d - q podem variar de acordo com o arranjo dos ímãs no IPMSM. Na topologia em paralelo os ímãs são alocados na direção do eixo d , tornando a indutância no eixo q maior. A diferença entre as indutâncias nos eixos d - q causa uma saliência magnética, que permite a exploração do torque de relutância no IPMSM. Este torque não pode ser aproveitado no SPMSM, uma vez que suas indutâncias são iguais em ambos os eixos.

O SPMSM se torna inviável a aplicações de alta velocidade, uma vez que seus ímãs alocados na superfície do rotor podem sofrer uma elevada força centrífuga. Além disso, a baixa indutância, resultante do efeito do entreferro, limita a capacidade de operação em enfraquecimento de campo para altas velocidades. Em contrapartida, devido ao ímã alocado no interior do rotor, o IPMSM possui maior força mecânica em alta velocidade. E ainda, a indutância no eixo d para o IPMSM é maior em relação ao SPMSM, dando-lhe vantagem na

operação em enfraquecimento de campo. Assim, o IPMSM é mais apropriado para operações em alta velocidade.

C. Modelagem elétrica do motor síncrono de ímã permanente

As máquinas CA podem ser modeladas como uma função dependente do tempo. Entretanto, essa modelagem pode se tornar complexa, dificultando a implementação de modelos e o desenvolvimento de sistemas de controle. Logo, a modelagem destas máquinas, assim como o PMSM, em um sistema de coordenadas invariantes no tempo, reduz a complexidade do modelo, assim como do desenvolvimento de sistemas de controle. Portanto, são apresentadas a seguir as equações que descrevem o IPMSM no eixo de referência girante dqn .

As Equações (40), (41) e (42) descrevem a tensão nos enrolamentos do estator no eixo dqn , em que R_s é a resistência do estator; i_d , i_q e i_n são as corrente no eixo d , q e n respectivamente; λ_d , λ_q , λ_n são os fluxos magnéticos no eixo d , q e n respectivamente; e ω_e é a velocidade angular elétrica.

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - \omega_e \lambda_q \quad (40)$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{d\lambda_q}{dt} + \omega_e \lambda_d \quad (41)$$

$$u_n = R_s i_n + \frac{d\lambda_n}{dt} \quad (42)$$

As Equações (43), (44) e (45) descrevem o fluxo magnético nos enrolamentos do estator no eixo dqn , em que L_d e L_q são as indutâncias dos enrolamentos no eixo dqn ; L_l é a indutância parasita; i_d , i_q e i_n são as corrente no eixo d , q e n respectivamente; e ϕ_f é o fluxo magnético gerado pelo ímã permanente.

$$\lambda_d = L_d i_d + \phi_f \quad (43)$$

$$\lambda_q = L_q i_q \quad (44)$$

$$\lambda_n = L_l i_n \quad (45)$$

A tensão do estator, considerando a tensão no eixo n , no eixo dqn , $u_n = 0$, é dada pela Equação (46), que pode ser expandida para a Equação (47) ao se desconsiderar a parcela $d\lambda_d/dt$.

$$u_s^2 = u_d^2 + u_q^2 \quad (46)$$

$$u_s^2 = (R_s i_d - \omega_e L_q i_q)^2 + (R_s i_q + \omega_e L_d i_d + \omega_s \phi_f)^2 \quad (47)$$

A corrente característica i_x do motor, dada pela Equação (48), determina a possibilidade de a máquina operar em enfraquecimento de campo. Caso o valor de i_x seja menor do que a corrente máxima significa que é possível implementar tal modo de operação.

$$i_x = \phi_f / L_d \quad (48)$$

A Equação (49) descreve a potência de saída do IPMSM expressa no eixo dqn , que pode ser expandida para a Equação (50) ao substituir as equações de tensão e fluxo.

$$P_{saída} = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \quad (49)$$

$$P_{saída} = \frac{3}{2} \left(R_s (i_d^2 + i_q^2) + i_d \frac{d\lambda_d}{dt} + i_q \frac{d\lambda_q}{dt} + \omega_e \phi_f i_q + \omega_e (L_d - L_q) i_d i_q \right) \quad (50)$$

O primeiro termo da equação, $R_s(i_d^2 + i_q^2)$, representa as perdas no cobre dos enrolamentos do estator. Os termos $i_d d\lambda_d/dt + i_q d\lambda_q/dt$ representam a variação da energia magnética. Por fim, os termos $\omega_e \phi_f i_q + \omega_e (L_d - L_q) i_d i_q$ representam a potência de saída da máquina, que ao ser dividida pela velocidade angular ω_e dá o torque de saída, visto na Equação (51), em que P é o número de polos da máquina.

$$T_e = \frac{P}{2} \frac{3}{2} (\phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (51)$$

O primeiro termo da equação descreve a parcela de torque gerado pelos ímãs, chamado de torque magnético. Já a segunda parcela descreve o torque gerado pela diferença de indutâncias, chamado de torque de relutância.

Por fim, a Equação (52) descreve a dinâmica mecânica da máquina, em que J é o momento de inércia, B o coeficiente de atrito viscoso e T_l o torque da carga.

$$J \frac{d\omega_e}{dt} = T_e - B\omega_e - T_l \quad (52)$$

D. Controle Vetorial

O objetivo primário de um sistema de acionamento de motor é controlar o torque de saída, uma vez que assim é possível controlar a posição ou velocidade. Existem dois principais métodos de controle de torque de motores CA, o controle do torque médio e o controle do torque instantâneo [15].

O controle do torque médio é uma solução de baixo custo para controle de velocidade de aplicações gerais, como bombas e ventiladores, que não exigem precisão de torque ou velocidade. O objetivo principal dessas aplicações é controlar a velocidade média do motor, que é normalmente regulada pelo torque médio aplicado. Um exemplo típico de técnica de controle do torque médio, também chamado de controle escalar, é o controle V/f , usado em motores de indução. Entretanto, essa técnica tem a limitação de só controlar a máquina em regime permanente e, conseqüentemente, não é capaz de controlar o comportamento dinâmico do motor.

O controle do torque instantâneo é necessário para aplicações de alto desempenho, como robótica, elevadores e CNCs (do inglês, *Computer Numerical Control*), que exigem uma precisão no controle do torque ou da velocidade e rápida resposta dinâmica. Um controle típico de torque instantâneo, também chamado de controle vetorial, é o controle orientado por campo.

Para compreender o controle vetorial é necessário entender o conceito de torque instantâneo, dado pelo produto vetorial do fluxo magnético λ e a corrente i , visto na Equação (53), em que k é uma constante da máquina. Logo, pode-se observar na Equação (54) que o torque instantâneo do motor depende da magnitude dos vetores de fluxo e corrente, além do ângulo θ entre eles. Ou seja, no controle vetorial além de controlar a magnitude é necessário também controlar a direção dos vetores de fluxo e corrente.

$$T = k(\lambda \times i) \quad (53)$$

$$T = k|\lambda||i|\sin\theta \quad (54)$$

São necessários três requisitos para executar o controle vetorial de um PMSM, sendo eles: o ângulo entre o fluxo do campo do estator e a corrente é idealmente 90° , ou seja, $\sin\theta = 1$; ambos o fluxo do campo e a corrente devem ser controlados separadamente; a corrente deve ser controlada instantaneamente. Em um PMSM, o fluxo do campo do rotor é produzido pelos ímãs, enquanto a corrente que produz torque é dada pela corrente do

enrolamento do estator. Logo, o segundo requisito é atendido. Além disso, a corrente do estator pode ser controlada instantaneamente por um regulador de corrente no eixo de referência síncrono e um inversor, satisfazendo o terceiro requisito. Por fim, para atender ao primeiro requisito é necessário transformar a corrente no eixo abc para o eixo dq em relação a velocidade angular do rotor, em que o eixo d está alinhado ao fluxo do campo e o eixo q à corrente do estator.

Na topologia paralela de IPMSM, a indutância L_q é tipicamente maior que a indutância L_d . Neste caso, a subtração entre L_q e L_d na Equação (3) resultará em um valor negativo. Logo, para que o torque de relutância seja somado ao torque magnético, é necessário que a corrente no eixo d seja negativa.

E. Modulação por largura de pulso

O controle vetorial de uma máquina CA utiliza um controle de corrente, seguido por um regulador que produz a tensão de referência. Esta, por sua vez, é usualmente aplicada à máquina por um inversor de frequência, que utiliza uma técnica de chaveamento por PWM. Assim, a técnica de modulação da tensão tem papel crucial no acionamento da máquina CA.

O objetivo da estratégia de chaveamento PWM é gerar os pulsos para as chaves semicondutoras para que o conversor produza a tensão de saída na amplitude e frequência desejadas. Existem diversos critérios para avaliar um PWM, como a faixa de tensão de saída fundamental linearmente controlável sob uma determinada tensão CC. Uma faixa linear mais ampla significa um maior aproveitamento da tensão de alimentação CC. Também deve-se considerar harmônicos de corrente, uma vez que para inversores utilizados em acionamento de máquinas CA a forma de onda da corrente impacta diretamente no torque gerado. Por fim, outro critério a ser considerado são as perdas por chaveamento gerados pelo PWM.

Ao longo dos anos, diferentes técnicas de PWM foram desenvolvidas para melhorar estes critérios, que podem ser destacados em três grupos, PWM programado/otimizado, PWM por onda portadora e PWM de espaço vetorial. Entre estes, o PWM por onda portadora têm sido a técnica mais utilizada desde o desenvolvimento da técnica PWM, que ao utilizar uma senoide como portadora é chamado de PWM senoidal (SPWM). Entretanto, o SVPWM é conhecido por ser superior nos termos da faixa de linearidade da tensão de saída e conteúdo harmônico.

Indiferente do tipo de PWM utilizado, pode-se utilizar o conceito de índice de modulação, visto na Equação (55), que indica o nível de utilização da tensão da fonte de alimentação. O índice de modulação m representa a razão entre a magnitude da componente fundamental da tensão de saída V_{1pico} e a tensão CC máxima.

$$m = \frac{V_{1pico}}{V_{ccmax}} \quad (55)$$

Para o SPWM com um índice de modulação $0 \leq m \leq 1$ tem-se uma operação na faixa linear e o inversor pode gerar uma tensão de saída proporcional a tensão de referência. Nesse caso o inversor PWM pode ser considerado como um amplificador de tensão de ganho unitário. Porém, quando o SPWM opera acima da região linear, ou seja $m > 1$, tem-se a operação em sobremodulação. A tensão de saída máxima que permite a operação linear no SPWM é $V_{cc}/2$, que é 78,5 % da tensão de saída máxima do inversor de seis pulsos, $2V_{cc}/\pi$. Ou seja, a região de operação linear de um inversor é inevitavelmente menor do que tensão máxima de saída.

Na técnica SPWM a tensão de cada fase é modulada individualmente, ou seja, são necessários três SPWMs para um sistema trifásico. Em contra partida, a técnica que utiliza o conceito de espaço vetorial modula as três fases em um único SVPWM, que representa as tensões em um espaço vetorial v_{abc} no plano complexo (ou em um eixo dq estacionário). Recentemente o SVPWM tem se destacado em aplicações de inversores por ser capaz de produzir uma tensão de saída máxima na operação linear de $V_{cc}/\sqrt{3}$, gerando uma tensão 15,5 % maior que o SPWM e utilizando 90,7 % da tensão máxima da fonte CC. O SVPWM também tem menor distorção harmônica de corrente, menor *ripple* de torque para motores CA e menores perdas por chaveamento. Sendo assim, este trabalho utiliza como técnica de chaveamento o SVPWM, que pode ser visto em detalhes em [15].